



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 114928521 B

(45) 授权公告日 2023. 06. 23

(21) 申请号 202210435739.X

H04B 10/54 (2013.01)

(22) 申请日 2022.06.13

H04B 10/516 (2013.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

H04B 7/0456 (2017.01)

申请公布号 CN 114928521 A

H04L 25/03 (2006.01)

(43) 申请公布日 2022.08.19

(56) 对比文件

(73) 专利权人 苏州大学

US 10742472 B1,2020.08.11

地址 215000 江苏省苏州市吴中区石湖西路188号

CN 111010255 A,2020.04.14

CN 109286431 A,2019.01.29

(72) 发明人 高明义 张承杰

Mingyi Gao.Probabilistically Shaped

(74) 专利代理机构 苏州市中南伟业知识产权代理
事务所(普通合伙) 32257

Multicarrier Communication.《2021 19th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOCN)》.2021,全文.

专利代理师 李柏柏

罗锐;.多载波系统中一种基于预编码的改进PAPR降低方案.电讯技术.2020,(06),全文.

(51) Int.Cl.

审查员 杨浩磊

H04L 27/26 (2006.01)

H04J 13/00 (2011.01)

H04Q 11/00 (2006.01)

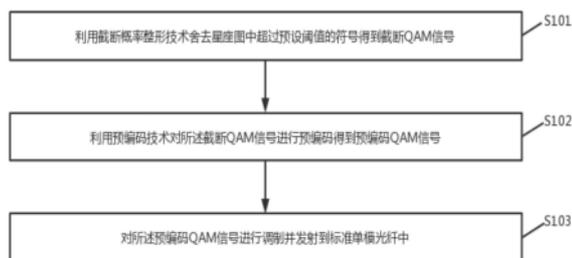
权利要求书3页 说明书8页 附图4页

(54) 发明名称

高阶QAM信号传输方法、通用滤波多载波系统及无源光网络

(57) 摘要

本发明提出并实验验证了截断概率形状1024-QAM信号在IM/DD UFMF系统中30-km SSMF的传输,与64/256-QAM信号相比,1024-QAM UFMF信号的信噪比存在严重的震荡,这是由严重的子带间干扰造成的。因为优化后的概率分布对信噪比依赖程度较高,为了减轻信噪比变化对概率整形的影响,本发明利用正交循环变换和恒幅零自相关预编码技术来均衡数据子载波的信噪比包络。预编码技术将误码率性能提升到软判决前向纠错阈值内。与OCT方案相比,CAZAC方案同时抑制了峰平均功率比,将接收机灵敏度又提高了2dB。



1. 一种高阶QAM信号传输方法,其特征在于,包括:

利用截断概率整形技术舍去星座图中超过预设阈值的符号得到截断QAM信号;

利用预编码技术对所述截断QAM信号进行预编码得到预编码QAM信号;

对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中;

所述利用预编码技术对所述截断QAM信号进行预编码得到预编码QAM信号包括:

将所述截断QAM信号与预编码矩阵相乘得到预编码QAM信号;

所述预编码矩阵为恒幅零自相关编码矩阵,假设有N个数据子载波,恒幅零自相关编码矩阵CAZAC表示为:

$$CAZAC = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1N} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N1} & c_{N2} & \cdots & c_{NN} \end{bmatrix}$$

预编码矩阵CAZAC中的元素为 $c_{m,} = c_{m+N \cdot (s-1)} = c_k; m=1, 2, \dots, N; s=1, 2, \dots, N;$

$$c_k = \begin{cases} \exp[j\pi k(k-1)a/L] & L \text{ 为奇数} \\ \exp[j\pi k(k-1)^2 a/L] & L \text{ 为偶数} \end{cases} \quad k=1, 2, \dots, L$$

$$\sum_{k=1}^L c_k (c_{k+l}^*)_{\text{mod } L} = \begin{cases} L, & l=0 \\ 0, & l \neq 0 \end{cases}$$

其中,L是CAZAC序列的长度, $L=N^2$,a为常数,k是表示元素下标, c_{k+l}^* 是 c_{k+l} 的共轭,j表示虚部,j的平方为-1;

所述预编码矩阵为正交循环变换预编码矩阵,假设有N个数据子载波,正交循环变换预编码矩阵OCT表示为:

$$T = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} t_1 & t_2 & \cdots & t_N \\ t_N & t_1 & \cdots & t_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_2 & t_3 & \cdots & t_1 \end{bmatrix}$$

OCT预编码矩阵的元素为:

$$t_u = \begin{cases} \exp\left[-j \frac{\pi u n(n+1+2a)}{N}\right], & n \text{ 为奇数} \\ \exp\left[-j \frac{\pi u n(n+2a)}{N}\right], & n \text{ 为偶数} \end{cases}$$

其中,T为正交循环变换预编码矩阵, $L=N^2$,a为常数,u是序列t的下标,n是任意选取的整数,根据n的奇偶性选择 t_u 的计算公式,j表示虚部,j的平方为-1。

2. 根据权利要求1所述的高阶QAM信号传输方法,其特征在于,所述利用截断概率整形技术舍去星座图中超过预设阈值的误符号得到截断QAM信号包括:

截取概率密度函数PMF图中小于 8.8×10^{-4} 的符号得到截断QAM信号。

3. 根据权利要求1所述的高阶QAM信号传输方法,其特征在于,所述对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中包括:

利用时域并置技术将滤波后的所述预编码QAM信号转换为一路实数信号;

将所述实数信号加载到任意波形发生器转换为电信号;

马赫-曾德调制器通过连续波长激光器将所述电信号转换为光信号;

将所述光信号发射到所述标准单模光纤中。

4. 根据权利要求3所述的高阶QAM信号传输方法,其特征在于,所述对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中后还包括:

利用可变光衰减器和掺铒光纤放大器控制噪声水平;

在接收机一侧,利用光电检测器将接收到的所述光信号转换为电信号;利用实时示波器获取离线DSP的数据,在发射机上实现相反的操作。

5. 一种高阶QAM信号传输装置,其特征在于,包括:

信号截取模块,用于利用截断概率整形技术舍去星座图中超过预设阈值的符号得到截断QAM信号;

预编码模块,用于利用预编码技术对所述截断QAM信号进行预编码得到预编码QAM信号;

调制模块,用于对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中;

所述利用预编码技术对所述截断QAM信号进行预编码得到预编码QAM信号包括:

将所述截断QAM信号与预编码矩阵相乘得到预编码QAM信号;

所述预编码矩阵为恒幅零自相关编码矩阵,假设有N个数据子载波,恒幅零自相关编码矩阵CAZAC表示为:

$$CAZAC = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1N} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N1} & c_{N2} & \cdots & c_{NN} \end{bmatrix}$$

预编码矩阵CAZAC中的元素为 $c_{m,s} = c_{m+N \cdot (s-1)} = c_k$; $m=1,2,\dots,N$; $s=1,2,\dots,N$;

$$c_k = \begin{cases} \exp[j\pi k(k-1)a/L] & L \text{ 为奇数} \\ \exp[j\pi k(k-1)^2 a/L] & L \text{ 为偶数} \end{cases} \quad k=1,2,\dots,L$$

$$\sum_{k=1}^L c_k (c_{k+l}^*)_{\text{mod } L} = \begin{cases} L, & l=0 \\ 0, & l \neq 0 \end{cases}$$

其中,L是CAZAC序列的长度, $L=N^2$,a为常数,k是表示元素下标, c_{k+l}^* 是 c_{k+l} 的共轭,j表示虚部,j的平方为-1;

所述预编码矩阵为正交循环变换预编码矩阵,假设有N个数据子载波,正交循环变换预编码矩阵OCT表示为:

$$T = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} t_1 & t_2 & \cdots & t_N \\ t_N & t_1 & \cdots & t_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_2 & t_3 & \cdots & t_1 \end{bmatrix}$$

OCT预编码矩阵的元素为:

$$t_u = \begin{cases} \exp\left[-j \frac{\pi u n(n+1+2a)}{N}\right], n \text{ 为奇数} \\ \exp\left[-j \frac{\pi u n(n+2a)}{N}\right], n \text{ 为偶数} \end{cases}$$

其中, $L=N^2$, a 为常数, u 是序列 t 的下标, n 是任意选取的整数, 根据 n 的奇偶性选择 t_u 的计算公式, j 表示虚部, j 的平方为-1。

6. 一种通用滤波多载波系统, 其特征在于, 包括如权利要求5所述的高阶QAM信号传输装置。

7. 一种无源光网络, 其特征在于, 包括如权利要求6所述的通用滤波多载波系统。

高阶QAM信号传输方法、通用滤波多载波系统及无源光网络

技术领域

[0001] 本发明涉及通信技术领域,尤其是指一种高阶QAM信号传输方法、装置、通用滤波多载波系统及无源光网络。

背景技术

[0002] 随着通信技术的快速发展,5G网络已经大规模商用。新的通信业务类型不断出现,如移动医疗、智能家居电子和汽车互联,这将推动物联网(Internet of Things, IoT)应用程序的爆炸式增长,大量的终端设备将接入网络。为了维持IoT网络的大容量传输,基于无源光网络(Passive Optical Network, PON)的边缘计算平台变得至关重要。同时,多载波调制技术由于其高谱利用率(Spectral Efficiency, SE)和对传输光纤色散的鲁棒性,在PON中具有广阔的应用前景。通用滤波多载波(Universal Filtered Multi-Carrier, UFMC)作为一种滤波多载波调制技术,其性能优于传统的正交频分复用(Orthogonal Frequency-division Multiplexing, OFDM)。因为UFMC具备更低的带外泄露、更高的SE和更高的对时频偏移的鲁棒性。在UFMC系统中,整个数据频带被划分为几个子带,每个子带被单独过滤。此外,大量突发的实时数据通信需要较高的数据传输速率,因此总是利用高阶正交幅度调制信号(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)信号来提高SE。然而,高阶QAM信号总是需要较高的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR),并且容易受到非线性噪声的影响。幸运的是,概率整形(Probabilistic Shaping, PS)技术可以通过降低高振幅符号的出现概率来提高高阶QAM信号的性能。已经在强度调制直接检测(Intensity-Modulation Direct-Detection, IM/DD) OFDM系统中实验验证了有效信息熵为10比特/符号的PS 16384-QAM信号在2.4-km标准单模光纤(Standard Single Mode Fiber, SSMF)上的传输。然而, PON的应用场景需要更长距离的SSMF传输,因此UFMC PON更具竞争力。虽然已经在UFMC PON中评估了PS 64-QAM信号的性能,但是高阶QAM信号具有不同的信噪比表现,因此找出高阶QAM应用的性能瓶颈是非常重要的。

[0003] 通用滤波多载波(Universal Filtered Multi-Carrier, UFMC)无源光网络(Passive Optical Network, PON)能够为边缘计算中心提供大容量数据通信,是实现高速短距离光互连的有效方式。提高信号调制阶数是提高系统通信容量的有效途径,与64/256-QAM信号相比,PS 1024-QAM UFMC信号中振幅较大的符号容易受到各种噪声的影响,子带间干扰显著增加,整个数据子载波的信噪比曲线发生严重振荡,因此,如何降低信噪比对高阶QAM信号传输的影响,从而提高高阶信号在UFMC中的传输性能,是目前待解决的问题。

发明内容

[0004] 为此,本发明所要解决的技术问题在于克服现有技术中,信噪比对高阶信号传输性能的影响。

[0005] 为解决上述技术问题,本发明提供了一种高阶QAM信号传输方法,包括:

[0006] 利用截断概率整形技术舍去星座图中超过预设阈值的符号得到截断QAM信号;

[0007] 利用预编码技术对所述截断QAM信号进行预编码得到预编码QAM信号；

[0008] 对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中。

[0009] 优选地,所述利用预编码技术对所述截断QAM信号进行预编码得到预编码QAM信号包括:

[0010] 将所述截断QAM信号与预编码矩阵相乘得到预编码QAM信号。

[0011] 优选地,所述预编码矩阵为恒幅零自相关编码矩阵,假设有N个数据子载波,恒幅零自相关编码矩阵CAZAC表示为:

$$[0012] \quad CAZAC = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1N} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N1} & c_{N2} & \cdots & c_{NN} \end{bmatrix}$$

[0013] 预编码矩阵CAZAC中的元素为 $c_{m,s} = c_{m+N \cdot (s-1)} = c_k$; $m=1, 2, \dots, N$; $s=1, 2, \dots, N$:

$$[0014] \quad c_k = \begin{cases} \exp[j\pi k(k-1)a/L] & L \text{ 为奇数} \\ \exp[j\pi k(k-1)^2a/L] & L \text{ 为偶数} \end{cases} \quad k = 1, 2, \dots, L$$

$$[0015] \quad \sum_{k=1}^L c_k (c_{k+l}^*)_{\text{mod } L} = \begin{cases} L, & l=0 \\ 0, & l \neq 0 \end{cases}$$

[0016] 其中,L是CAZAC序列的长度, $L=N^2$,a为常数,k是表示元素下标, c_{k+l}^* 是 c_{k+l} 的共轭,j表示虚部,j的平方为-1。

[0017] 优选地,所述预编码矩阵为正交循环变换预编码矩阵,假设有N个数据子载波正交循环变换预编码矩阵OCT表示为:

$$[0018] \quad T = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} t_1 & t_2 & \cdots & t_N \\ t_N & t_1 & \cdots & t_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_2 & t_3 & \cdots & t_1 \end{bmatrix}$$

[0019] OCT预编码矩阵的元素为:

$$[0020] \quad t_u = \begin{cases} \exp \left[-j \frac{\pi u n (n+1+2a)}{N} \right], & n \text{ 为奇数} \\ \exp \left[-j \frac{\pi u n (n+2a)}{N} \right], & n \text{ 为偶数} \end{cases}$$

[0021] t_u ($u=1, 2, \dots, N$)

[0022] 其中, $L=N^2$,a为常数,u是序列t的下标,n是任意选取的整数,根据n的奇偶性选择 t_u 的计算公式,j表示虚部,j的平方为-1。

[0023] 优选地,所述利用截断概率整形技术舍去星座图中超过预设阈值的误符号得到截

断QAM信号包括：

- [0024] 截取概率密度函数PMF图中小于 8.8×10^{-4} 的符号得到截断QAM信号。
- [0025] 优选地,所述对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中包括：
- [0026] 利用时域并置技术将滤波后的所述预编码QAM信号转换为一路实数信号；
- [0027] 将所述实数信号加载到任意波形发生器转换为电信号；
- [0028] 马赫-曾德调制器通过连续波长激光器将所述电信号转换为光信号；
- [0029] 将所述光信号发射到所述标准单模光纤中。
- [0030] 优选地,所述对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中后还包括：
- [0031] 利用可变光衰减器和掺铒光纤放大器控制噪声水平；
- [0032] 在接收机一侧,利用光电检测器将接收到的所述光信号转换为电信号；
- [0033] 利用实时示波器获取离线DSP的数据,在发射机上实现相反的操作。
- [0034] 本发明还提供了一种高阶QAM信号传输的装置,包括：
- [0035] 信号截取模块,用于利用截断概率整形技术舍去星座图中超过预设阈值的符号得到截断QAM信号；
- [0036] 预编码模块,用于利用预编码技术对所述截断QAM信号进行预编码得到预编码QAM信号；
- [0037] 调制模块,用于对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中。
- [0038] 本发明还提供了一种通用滤波多载波系统,包括如权利要求8所述的高阶QAM信号传输装置。
- [0039] 本发明还提供了一种无源光网络,其特征在于,包括如权利要求9所述的通用滤波多载波系统。

[0040] 本发明的上述技术方案相比现有技术具有以下优点：

[0041] 虽然概率整形技术降低了较高振幅符号的出现概率,但外层星座点具有高振幅水平的符号,依然对系统整体的SER有很大的影响,因此,本发明使用截断概率整形来舍弃PMF超过期望阈值的符号,出截断概率形状QAM信号在UFMC系统中标准单模光纤的传输,增强了对非线性噪声的耐受性,同时还抑制了PAPR;因为优化后的概率分布对信噪比依赖程度较高,为了减轻信噪比变化对概率整形的影响,我们利用预编码技术来均衡数据子载波的信噪比包络,预编码技术使得误码率性能在软判决前向纠错阈值内得到了提升。

附图说明

[0042] 为了使本发明的内容更容易被清楚的理解,下面根据本发明的具体实施例并结合附图,对本发明作进一步详细的说明,其中：

- [0043] 图1是本发明一种高阶QAM信号传输方法的实现流程图；
- [0044] 图2(a)是PS 1024-QAM UFMC信号的概率密度函数图；
- [0045] 图2(b)是PS 1024-QAM UFMC信号的误符号率分布图；
- [0046] 图3是PS/TPS 1024-QAM信号发射端的星座图；
- [0047] 图4是PS/TPS 1024-QAM UFMC信号的CCDF曲线图；
- [0048] 图5是UFMC基带信号的功率谱密度图；
- [0049] 图6是IM-DD预编码TPS 1024-QAM UFMC传输超过30km-SSMF的实验设置示意图；

[0050] 图7是实验测量的PS 64-QAM/256-QAM/1024-QAM UPMC信号的数据子载波信噪比曲线图；

[0051] 图8是实验测量的PS 1024-QAM UPMC信号在有无预编码时的数据子载波的信噪比曲线图；

[0052] 图9是实验测量的PS 1024-QAM UPMC信号在有无预编码时的数据子载波的信噪比曲线图；

[0053] 图10是预编码TPS 1024-QAM UPMC、TPS 1024-QAM UPMC和均匀512-QAM UPMC信号在不同接收光功率下的测量误码率曲线图。

具体实施方式

[0054] 本发明的核心是提供一种高阶QAM信号传输方法、装置、通用滤波多载波系统及无源光网络,降低了信噪比对高阶QAM信号传输的影响,提高了高阶QAM信号在UPMC系统中的传输性能。

[0055] 为了使本技术领域的人员更好地理解本发明方案,下面结合附图和具体实施方式对本发明作进一步的详细说明。显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0056] 请参考图1,图1为本发明所提供的一种高阶QAM信号传输方法的实现流程图;具体操作步骤如下:

[0057] S101:利用截断概率整形技术舍去星座图中超过预设阈值的符号得到截断QAM信号;

[0058] 在加性高斯白噪声(Additive Gaussian White Noise,AWGN)信道中,仿真得到的概率密度函数(Probability Mass Function,PMF)图如图2(a)所示,误符号率分布(Symbol Error Ratio,SER)图如图2(b)所示;

[0059] 显然,最外层的星座点,即具有高振幅水平的符号,容易产生非线性噪声,因此它具有较高的SER。虽然概率整形技术降低了较高振幅符号的出现概率,但这些星座点依然对系统整体的SER有很大的影响。因此,通常使用截断概率整形(Truncated Probabilistic Shaping,TPS)来舍弃PMF超过期望阈值的符号,星座点到原点的距离是TPS方案中的一个关键因素,因为距离较大的星座点具有较高的SER;

[0060] 如图3所示的是PS 1024-QAM和TPS 1024-QAM发射端的星座图;

[0061] 多个子载波叠加产生最终的发射信号,所以峰值平均功率比(Peak-to-Average Power Ratio,PAPR)对于多载波通信系统也非常重要。如果同相位的子载波信号相加,就会出现较大的峰值,相反则会出现数值较低的谷底。因此,多载波信号的振幅波动频繁,较大的振幅峰值可能会使功率放大器饱和,并引起非线性效应。因此,如以下公式所示:

[0062]
$$PAPR(\text{dB}) = 10 \log_{10} (\max \{ |x(t)|^2 \} / E \{ |x(t)|^2 \})$$

[0063] PAPR定义为最大瞬时功率与平均功率之比,常被用于评价多载波系统的性能。

[0064] 如果可以抑制过高的PAPR,系统性能和传输可靠性将得到提高,互补累积分布函数(Complementary Cumulative Distribution Function,CCDF)通常用于表示PAPR的统计特性。图4显示了PS 1024-QAM UPMC信号和TPS 1024-QAM UPMC信号的CCDFs曲线。相比之

下,在TPS方案中,振幅水平较高的符号被舍弃后,UFMC信号的PAPR同时得到抑制,如图4黑色圆形标记的曲线所示。与PS 1024-QAM UFMC信号相比,TPS信号得到了0.5-dB的PAPR抑制,如图4中黑色三角形和圆形标记的曲线所示。综上所述,TPS UFMC信号增强了对非线性噪声的耐受性,同时还抑制了PAPR。

[0065] S102:利用预编码技术对所述截断QAM信号进行预编码得到预编码QAM信号;

[0066] 将所述截断QAM信号与预编码矩阵相乘得到预编码QAM信号。

[0067] S103:对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中。

[0068] 利用时域并置技术将滤波后的所述预编码QAM信号转换为一路实数信号,将所述实数信号加载到任意波形发生器转换为电信号,马赫-曾德调制器通过连续波长激光器将所述电信号转换为光信号,将所述光信号发射到所述标准单模光纤中,利用可变光衰减器和掺铒光纤放大器控制噪声水平,在接收机一侧,利用光电检测器将接收到的所述光信号转换为电信号,利用实时示波器获取离线DSP的数据,在发射机上实现相反的操作。

[0069] 本发明使用截断概率整形来舍弃PMF超过期望阈值的符号,出截断概率形状QAM信号在UFMC系统中标准单模光纤的传输,增强了对非线性噪声的耐受性,同时还抑制了PAPR;因为优化后的概率分布对信噪比依赖程度较高,为了减轻信噪比变化对概率整形的影响,我们利用预编码技术来均衡数据子载波的信噪比包络,预编码技术使得误码率性能在软判决前向纠错阈值内得到了提升。

[0070] 基于以上实施例,对步骤S102进行进一步详细说明,具体如下:

[0071] 图5展示的是发射机一侧产生的UFMC基带信号的功率谱密度(Power Spectral Density, PSD),其中128个数据子载波被分成8个相同大小的子带。UFMC系统中的带通滤波器使得子带边界处的信号失真严重,从而导致了对应信噪比的降低。与波动较小的64-QAM UFMC信号的信噪比包络相比,1024-QAM UFMC信号容易产生非线性噪声,因此子带间干扰的恶化导致信噪比变化较大。多载波系统广泛地使用预编码技术来均衡频域衰落信道的信噪比和抑制PAPR。由Zadoff-Chu (ZC) 序列得到的具有恒定振幅特征的OCT和CAZAC预编码矩阵可以使得1024-QAM UFMC信号的信噪比包络更加平滑,获得的均匀信噪比更适合PS方案。此外,ZC序列具有相关性低的特点,当循环位移设置为非零值时,自相关为零。因此,OCT/CAZAC矩阵中的元素可以形成时钟同步的识别序列,非常适合多用户异步UFMC传输场景的应用。

[0072] 在预编码方案中,将非均匀的1024-QAM信号与特定的预编码矩阵相乘,得到预编码信号。随后,预编码信号被加载到各个数据子载波上,预编码矩阵的大小由数据子载波的大小决定。假设有N个数据子载波,预编码矩阵为 $N \times N$ 。

[0073] CAZAC预编码矩阵可以表示为:

$$[0074] \quad CAZAC = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1N} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N1} & c_{N2} & \cdots & c_{NN} \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0075] 在公式(1)中, $c_m = c_{m+N \cdot (s-1)} = c_k$; $m=1, 2, \dots, N$; $s=1, 2, \dots, N$,预编码矩阵是正交的,所以它满足 $CAZAC^H CAZAC = I$ 。预编码矩阵CAZAC中的元素可由公式(2)计算得到:

$$[0076] \quad c_k = \begin{cases} \exp[j\pi k(k-1)a/L] & L \text{ 为奇数} \\ \exp[j\pi k(k-1)^2a/L] & L \text{ 为偶数} \end{cases} \quad k = 1, 2, \dots, L \quad (2)$$

$$[0077] \quad \sum_{k=1}^L c_k (c_{k+l}^*)_{\text{mod } L} = \begin{cases} L, & l=0 \\ 0, & l \neq 0 \end{cases} \quad (3)$$

[0078] 在公式(3)中,L是CAZAC序列的长度, $L=N^2$,a为常数,k是表示元素下标, c_{k+l}^* 是 c_{k+l} 的共轭,j表示虚部,j的平方为-1,为了简单起见,这里选择了 $a=1$ 。如公式(3)所示,CAZAC序列具有良好的周期自相关性,所有非零循环位移的自相关均为零。因此,CAZAC序列构成的预编码矩阵能够减少输入符号间的相关性。

[0079] OCT预编码矩阵是一个正交循环矩阵,其矩阵维数取决于数据子载波的数量N,可以表示为:

$$[0080] \quad T = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} t_1 & t_2 & \cdots & t_N \\ t_N & t_1 & \cdots & t_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_2 & t_3 & \cdots & t_1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

[0081] 矩阵元素 $[t_1, t_2, \dots, t_N]$ 也来自ZC序列,OCT预编码矩阵的元素 t_u ($u=1, 2, \dots, N$)由公式(5)计算可得:

$$[0082] \quad t_u = \begin{cases} \exp\left[-j \frac{\pi u n(n+1+2a)}{N}\right], n \text{ 为奇数} \\ \exp\left[-j \frac{\pi u n(n+2a)}{N}\right], n \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (5)$$

[0083] 其中, $L=N^2$,a为常数,u是序列t的下标,n是任意选取的整数,根据n的奇偶性选择 t_u 的计算公式,j表示虚部,j的平方为-1,同样地,这里也选择 $a=1$ 。

[0084] 本发明还提供了一种QAM信号传输装置,包括:

[0085] 信号截取模块100,用于利用截断概率整形技术舍去星座图中超过预设阈值的符号得到截断QAM信号;

[0086] 预编码模块200,用于利用预编码技术对所述截断QAM信号进行预编码得到预编码QAM信号;

[0087] 调制模块300,用于对所述预编码QAM信号进行调制并发射到标准单模光纤中。

[0088] 本实施例的一种QAM信号传输装置用于实现前述的一种QAM信号传输方法,因此一种QAM信号传输装置中的具体实施方式可见前文一种QAM信号传输方法的实施例部分,例如,信号截取模块100,预编码模块200,调制模块300,分别用于实现上述一种QAM信号传输方法中步骤S101,S102,S103,所以,其具体实施方式可以参照相应的各个部分实施例的描述,在此不再赘述。

[0089] 本发明还提供了一种通用滤波多载波系统,包括上述的一种QAM信号传输装置。

[0090] 基于以上实施例,本实施例是在30-km SSMF传输链路路上的IM/DD预编码TPS 1024-

QAM UFMC系统的实验设置及参数,如图6所示:

[0091] 首先,发射机一侧的离线数字信号处理器(Digital Signal Processing,DSP),将原始比特信息处理成预编码TPS 1024-QAM UFMC信号。同时,利用时域并置技术将滤波后的复数信号转换为一路实数信号。然后12.5-GBd UFMC信号将被加载到任意波形发生器(Arbitrary Waveform Generator,AWG)中,AWG采样率为50-GSa/s并且3-dB带宽约为11GHz。然后,马赫-曾德调制器(Mach-Zehnder Modulator,MZM)通过连续波长(Continuous Wave,CW)激光器将AWG输出的电信号转换为光信号,调制器的输出功率约为5.8dBm。接下来,将调制后的预编码TPS 1024-QAM UFMC光信号发射到30km-SSMF中。随后,使用一个可变光衰减器(Variable Optical Attenuator,VOA)和一个掺铒光纤放大器(Erbium-Doped Fiber Amplifier,EDFA)来控制噪声水平从而测量BER。定义进入EDFA的光信号功率为误码率测量中的接收光功率(Received Optical Power,ROP)。在接收机一侧,一个具有10-GHz带宽的光电检测器(Photonic Detector,PD)将接收到的光信号转换为电信号。然后,一个采样率为50-GSa/s的实时示波器获取离线DSP的数据,在发射机上实现相反的操作,最后计算误码率。

[0092] 图7是实验测量得到的12.5GBaud PS 64-QAM/256-QAM/1024-QAM UFMC信号的信噪比曲线。很明显,PS 64-QAM UFMC信号的信噪比曲线有8个信噪比变化相似的子带,如图7中黑色三角形标记的曲线所示。不同子带的信噪比分布对应于图5中UFMC发射信号PSD中的8个子带。如果黑色三角形和正方形标记的曲线所示,PS 256-QAM UFMC信号与PS 64-QAM UFMC信号具有相似的信噪比曲线。相比之下,如图7中菱形标记的曲线所示,PS 1024-QAM UFMC信号的信噪比波动较大。在PS 1024-QAM UFMC信号中,振幅较大的符号容易受到各种噪声的影响,因此带通滤波器引起的子带边界失真更加严重。因此,在PS 1024-QAM UFMC系统中,子带间干扰显著增加,整个数据子载波的信噪比曲线发生严重振荡。在PS 1024-QAM UFMC系统中,所有数据子载波的信噪比最大变化约为15dB。为了实现更高的AIR,具有不同信噪比的子载波将会搭配不同概率分布的非均匀QAM信号,然而大量的分布匹配器大大增加了系统复杂度。不考虑多个分布匹配器的情况下,本方法引入了基于OCT和CAZAC的简单预编码技术,用来平滑信噪比包络,从而对所有数据子载波使用单一的概率匹配器。

[0093] 图8展示的是实验测量得到的PS 1024-QAM UFMC信号在有无OCT/CAZAC预编码时的数据子载波的信噪比曲线。OCT和CAZAC预编码抑制了较大的信噪比波动,如图8中三角形和正方形标记的黑色曲线所示。未进行任何预编码的PS 1024-QAM UFMC信号的信噪比在15dB~30dB中频繁波动,相比之下,具有CAZAC和OCT预编码的UFMC信号具有相对平滑的信噪比包络,平均信噪比约为25dB。

[0094] PAPR在UFMC系统中具有重要意义,为了评估OCT和CAZAC预编码对PAPR的影响,图9绘制了使用OCT/CAZAC预编码前后的PS 1024-QAM UFMC信号的CCDF曲线。CAZAC矩阵中的向量具有零自相关性,这可以降低同相位和相反相位子载波信号相加的概率,从而避免了较大的峰值和谷底。因此,如图9中黑色正方形和菱形标记的曲线所示,CAZAC预编码对PS 1024-QAM UFMC信号的PAPR有大约2-dB的抑制。然而,由于OCT是一个循环矩阵,其中的向量不具备零自相关的特点。因此,我们不能通过OCT预编码来有效地抑制PAPR,如黑色菱形和圆形标记的曲线所示。

[0095] 图10绘制了OCT/CAZAC TPS 1024-QAM、TPS1024-QAM和均匀512-QAM UFMC信号的

测量误码率曲线,有效信息熵均为9比特/符号。这里,实线和虚线分别表示在BTB和30-km SSMF传输中测量的BERs。很明显,UFMC信号增强了对光纤色散的弹性,因此30-km SSMF传输对误码率性能的影响可以忽略不计。

[0096] 图10中的虚线表示的是软判决FEC阈值,即 2×10^{-2} 。虽然均匀512-QAM UFMC信号和PS 1024-QAM UFMC具有相同的有效信息熵,但概率整形提高了1024-QAM信号的误码率性能,如图10中黑色正方形和圆形标记的曲线所示。然而,它们的误码率仍在软判决FEC阈值之外。如黑色方向向上的三角形标记的曲线所示,在OCT TPS 1024-QAM UFMC系统中,通过使用OCT均衡整个数据频带上的信噪比和基于截断概率整形技术对拥有较高SER的星座点进行截断,误码率性能得到了提升,在 $ROP = -6\text{dBm}$ 时接近软判决FEC阈值。此外,CAZAC预编码不仅可以均衡信噪比包络还可以同时抑制PAPR。因此,我们在CAZAC TPS 1024-QAM UFMC系统中观察到一个更大的性能改善。如黑色方向向下的三角形标记的曲线所示,在软决策FEC阈值下,相比于OCT,使用CAZAC预编码方案的接收机灵敏度提高了2-dB。OCT和CAZAC方案的性能差异与前文的理论分析相一致。

[0097] 本发明还提供了一种无源光网络,包括上述的通用滤波多载波系统。

[0098] UFMC PON是连接边缘计算平台、维持高速物联网和MTC网络的有效方法。同时,具有较高光谱效率的高阶QAM信号在高速PON系统中具有广阔的应用前景。然而,高阶QAM信号更容易遭受噪声的影响,性能瓶颈阻碍了它的实际应用。在对实际熵为9比特/符号的PS-1024QAM UFMC信号的研究中,我们观察到PS 1024-QAM UFMC信号的信噪比发生较大的变化并且外围星座点对信号整体的传输质量影响较大。为了能够提升高阶PS方案的性能且不引入较多的复杂度,我们通过截断概率整形和预编码技术的结合,提出了OCT/CAZAC TPS 1024-QAM UFMC的系统方案。研究发现,截断概率整形技术能够同时减少非线性噪声和降低PAPR;除了均衡信噪比上性能相似,CAZAC预编码矩阵还能够降低UFMC信号的PAPR。我们实验验证并比较了均匀512-QAM、PS 1024-QAM和OCT/CAZAC TPS1024-QAM UFMC信号在12.5-GBd IM/DD系统上的传输效果。实验结果验证了前文的理论研究,与均匀512-QAM和PS 1024-QAM相比,OCT/CAZAC TPS1024-QAM UFMC信号的误码率可以降低到软判决FEC阈值范围内,使用CAZAC TPS1024-QAM UFMC方案能够获得更大的性能增益。

[0099] CAZAC矩阵中的序列具有良好的周期自相关性,除了能够均衡信噪比和抑制PAPR,它还可以用作UFMC信号的前导识别序列,在进行同步恢复时会产生非常尖锐的相关峰值。再加上UFMC系统本身抗时频偏移的能力就很强,所以本文所提出的CAZAC TPS 1024-QAM UFMC方案将在高速多用户异步传输的PONs中有很大的应用潜力。

[0100] 显然,上述实施例仅仅是为清楚地说明所作的举例,并非对实施方式的限定。对于所属领域的普通技术人员来说,在上述说明的基础上还可以做出其它不同形式变化或变动。这里无需也无法对所有的实施方式予以穷举。而由此所引伸出的显而易见的变化或变动仍处于本发明创造的保护范围之内。

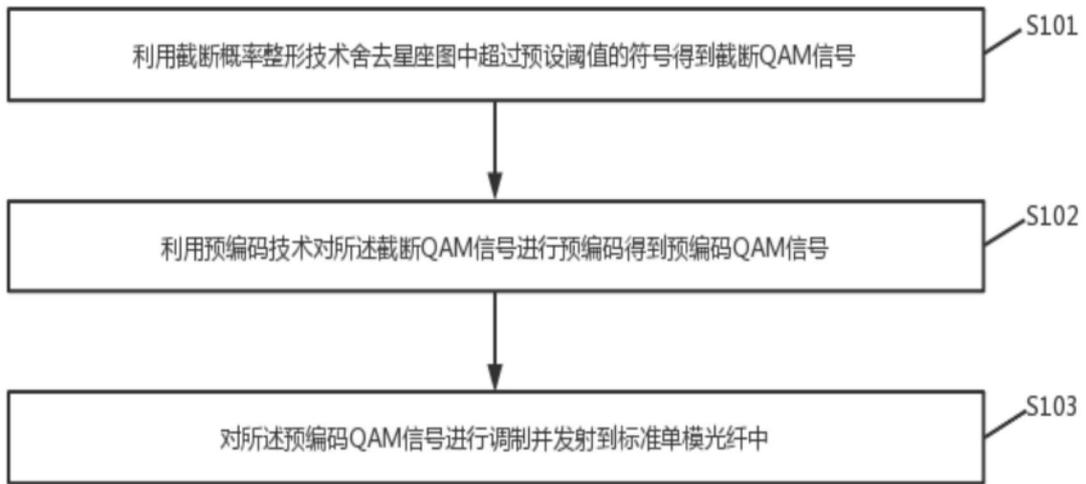


图1

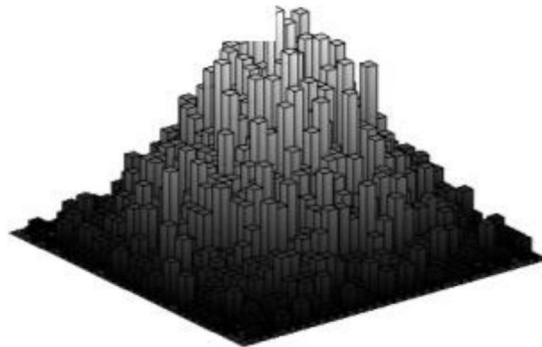


图2(a)

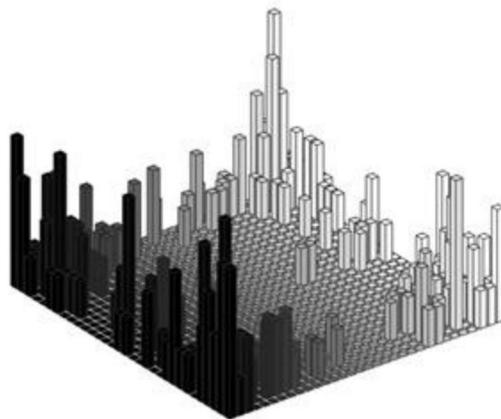


图2(b)

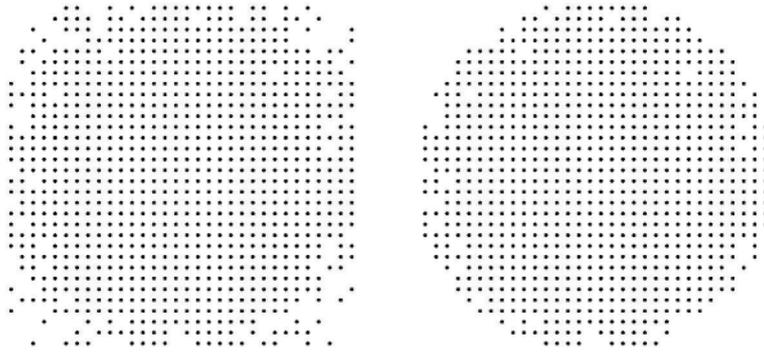


图3

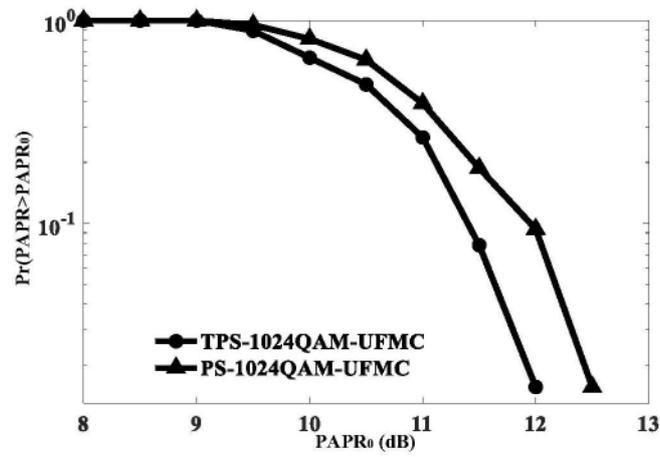


图4

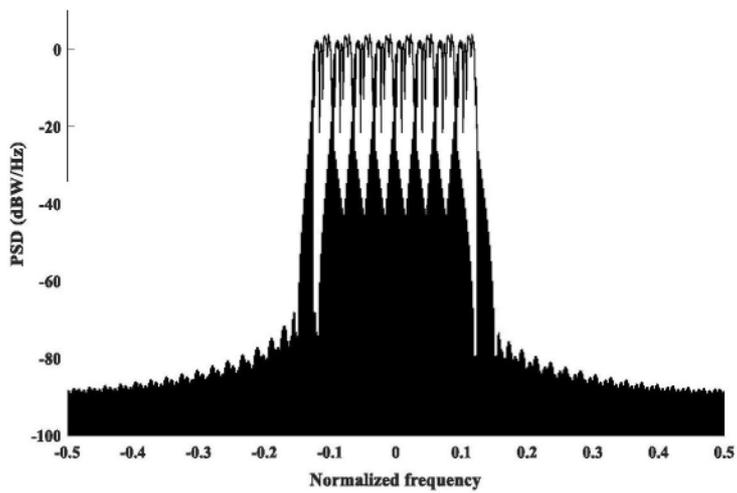


图5

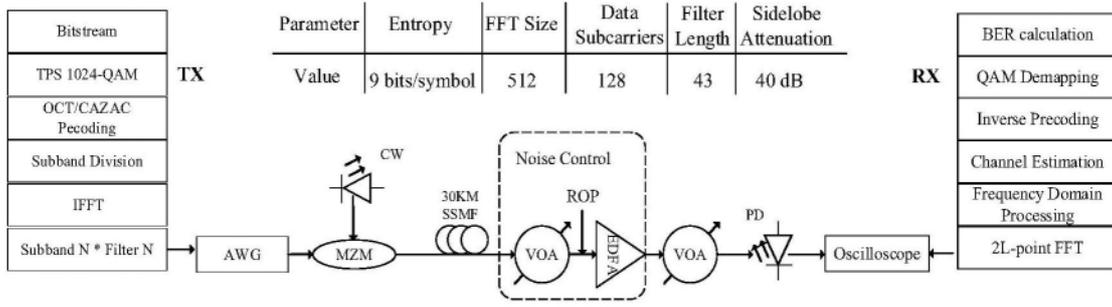


图6

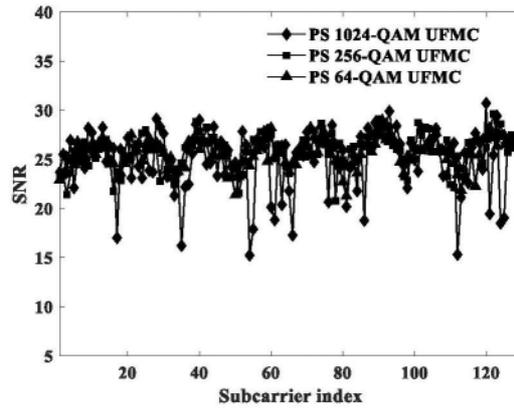


图7

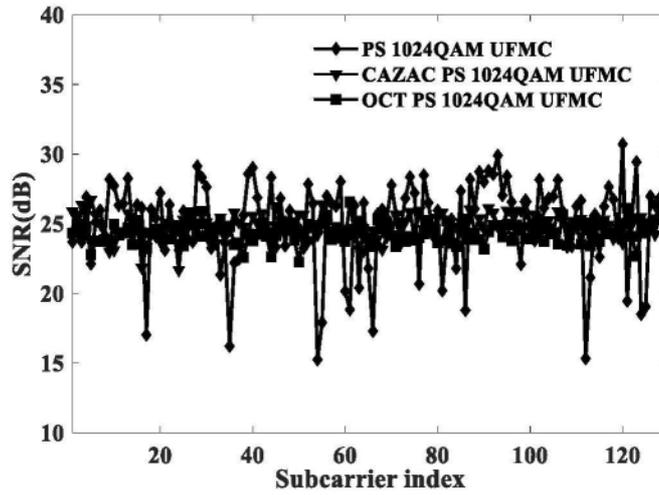


图8

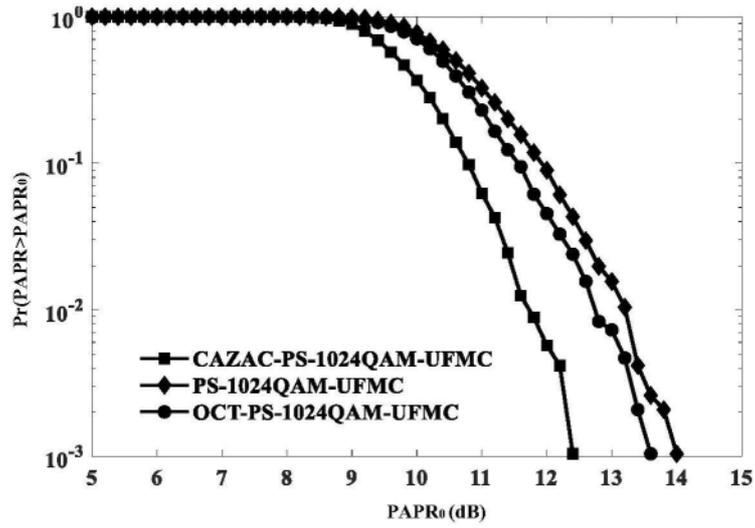


图9

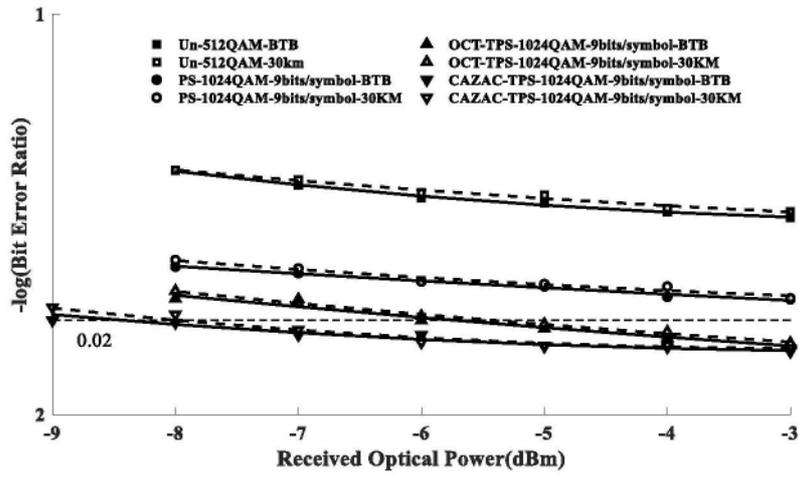


图10