文章编号：1001-3806(2022)04-0525-07

DCO-OFDM 水下可见光通信系统的峰均比抑制算法

徐　桧[1,2]，解志斌[1,2*]，卢晓艳[1,2]，刘民东[1,2]，张贞凯[1,2]，李　思[1,2]
(1. 江苏科技大学 海洋学院，镇江 212003；2. 江苏科技大学 镇江市智慧海洋信息感知与传输技术重点实验室，镇江 212003)

摘要： 为了解决直流偏置光正交频分复用(DCO-OFDM)水下可见光通信系统中存在的高峰均功率比(PAPR)问题，采用了一种基于范德蒙类矩阵(VLM)预编码与改进的自适应缩放联合 PAPR 抑制的算法。首先，该算法利用 VLM 对频域信号进行预编码处理，以此降低其自相关性，再通过比值计算方式改进的自适应缩放因子对时域信号进行缩放，使其更好地减小发光二极管带来的非线性失真，最后实现了抑制系统 PAPR 的效果。结果表明，在互补累计分布函数为 10^{-3} 时，相比于原始系统，此联合算法的 PAPR 下降了 3.2dB。由此可知，该研究对抑制 DCO-OFDM 水下可见光通信系统的 PAPR 是有帮助的。

关键词： 光通信；直流偏置光正交频分复用；峰均功率比；范德蒙类矩阵；改进的自适缩放
中图分类号： TN929.1　　**文献标志码：** A　　**doi：** 10.7510/jgjs.issn.1001-3806.2022.04.014

Peak-to-average ratio suppression algorithm for DCO-OFDM underwater visible light communication system

XU Hui[1,2], *XIE Zhibin*[1,2], *LU Xiaoyan*[1,2], *LIU Mindong*[1,2], *ZHANG Zhenkai*[1,2], *LI Si*[1,2]
(1. Ocean College, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212003, China; 2. Zhenjiang Key Laboratory of Intelligent Ocean Information Perception and Transmission Technology, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212003, China)

Abstract: In order to solve the peak-to-average power ratio (PAPR) problem in the direct current biased optical orthogonal frequency division multiplexing (DCO-OFDM) underwater visible light communication system, a joint PAPR suppression algorithm based on Vandermonde-like matrix (VLM) precoding and improved adaptive scaling was adopted. Firstly, the frequency domain signal was preceded by VLM to reduce the autocorrelation of the signal, and then the time domain signal was adaptively scaled to reduce the nonlinear distortion caused by light-emitting diode (LED). Finally, the PAPR suppression effect of the system was realized. The results show that when the complementary commulative distribution function was 10^{-3}, the PAPR of the joint algorithm was reduced by 3.2dB compared with the original system. Therefore, this research is helpful to suppress the PAPR of DCO-OFDM underwater visible light communication system.

Key words: optical communication; direct current biased optical orthogonal frequency division multiplexing; peak-to-average power ratio; Vandermonde-like matrix; improved adaptive scaling

引　言

与水声通信相比，水下可见光通信适用于短距离通信，具有通信时延低、带宽大、抗干扰能力强和安全性高等诸多优势，在海洋环境监测、海底资源勘探和军事行动等方面有着十分广泛的应用，成为了近年来的一个研究热点[1-3]。传统水下可见光通信系统的调制方式大多数是基于单载波的，例如二进制振幅键控[4]、脉冲位置调制[5]和数字脉冲间隔调制[6]等。但是，单载波调制技术在复杂的水下信道环境中，会受到极大的干扰而影响信息传输速率。因此，需要选择一种抗干扰能力强、信息传输速率快的调制方式来解决这个问题。

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing，OFDM) 由于具有信息传输速率快、抗多径干

基金项目：国家自然科学基金资助项目(61871203)；江苏省自然科学基金资助项目(BK20190956)；江苏省研究生科研与实践创新计划资助项目(SJCX21-1743)

作者简介：徐　桧(1998-)，男，硕士研究生，现主要从事水下可见光通信的研究。
*通讯联系人。E-mail：xiezhibin@just.edu.cn

收稿日期：2021-06-02；收到修改稿日期：2022-01-04

扰能力强以及频谱利用率高等特性[7],被广泛应于无线通信中[8]。与传统的 OFDM 系统不同,在可见光 OFDM 系统中普遍采用强度调制/直接检测(intensity modulation/direct detection,IM/DD)的调制方式,要求传输信号必须为非负实数信号。在直流偏置光正交频分复用(direct current biased optical OFDM,DCO-OFDM)的技术中,只用给传输信号简单地添加一个偏置电流,就能满足非负实数信号的要求[9]。因此,水下可见光通信系统多采用 DCO-OFDM 的多载波调制方式。

当子载波的相位相同或相近时,OFDM 系统会产生较高的峰均功率比(peak-to-average power radio,PAPR)[10]。然而,在 DCO-OFDM 通信系统中,核心器件发光二极管(light-emitting diode,LED)的线性工作电压范围有限,当过高的 PAPR 信号经过 LED 时,会产生严重的限幅失真[11],导致系统性能恶化,抑制 PAPR 成为了亟待解决的问题[12]。针对 DCO-OFDM 系统中 PAPR 过高的问题,已有许多可行的抑制方法,可以分为 3 类:预失真类、编码类和概率类。预失真类方法包括限幅[13]和压缩扩展[14]等方法。限幅是将超过阈值的信号直接截断,以降低信号的 PAPR[13];压缩扩展是在信号发送端对时域信号进行非线性压缩以降低 PAPR,然后在接收端扩展变换复原信号[14]。这类方法虽然实现简单,但是存在信号失真的问题,导致系统误比特率增大。编码类方法有分组编码[15]和离散余弦变换(discrete cosine transform,DCT)预编码[16]等。分组编码是对信号进行编码生成多种码组,选择 PAPR 最小的码组信号进行传输[15];DCT 预编码是对信号进行预编码处理,改变信号的自相关性以降低 PAPR[16]。虽属线性运算不会造成信号失真,但计算复杂度较高。概率类方法主要有选择性映射法[17]和部分传输序列法[18]等。这两种方法都是通过改变发送信号相位,计算选择 PAPR 最小的信号进行传输[17-18]。由于概率技术采用线性运算,不仅不影响系统性能,而且具有良好的 PAPR 抑制性能。但是,它的计算复杂度非常高,需要多次快速傅里叶逆变换(inverse fast Fourier transform,IFFT)运算。

基于以上的研究和分析,本文作者提出了一种基于范德蒙类矩阵(Vandermonde-like matrix,VLM)预编码与改进的自适应缩放联合 PAPR 抑制算法。首先,在 IFFT 前对频域信号进行 VLM 预编码处理,降低其自相关性。然后,根据改进的自适应缩放因子对时域信号进行缩放,再添加一个合适的偏置电流,以达到最佳的 PAPR 抑制效果。仿真实验表明,所提联合算法可以有效地抑制系统 PAPR,但由于信号自适应缩放后幅值变小,从而导致误比特率有所升高。所以,所提联合算法适用于对 PAPR 性能要求较高、而对误比特率性能要求不高的水下可见光通信系统。

1 系统模型

1.1 水下信道模型

在水下可见光通信系统中,光传输的两大主要影响因素分别为吸收和散射[2]。图 1 是一个边长为 Δr、体积为 ΔV 的水立方体。当波长为 λ、功率为 $P_t(\lambda)$ 的入射光束通过水立方体时,功率 $P_a(\lambda)$ 被水立方吸收,功率 $P_s(\lambda)$ 被水立方体散射,剩余的功率 $P_r(\lambda)$ 不受任何影响地穿过水立方[19]。

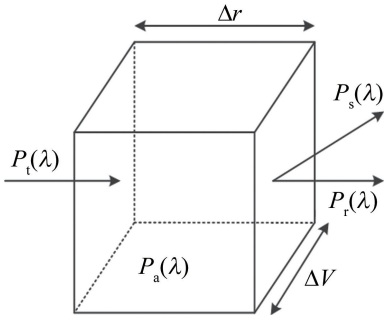

Fig. 1 Optical properties of water cube geometry

由能量守恒定律可得:

$$P_t(\lambda)=P_a(\lambda)+P_s(\lambda)+P_r(\lambda) \tag{1}$$

令吸收度为 A,散射度为 B,分别定义为:

$$\begin{cases} A(\lambda)=\dfrac{P_a(\lambda)}{P_t(\lambda)} \\ B(\lambda)=\dfrac{P_s(\lambda)}{P_t(\lambda)} \end{cases} \tag{2}$$

当水立方体的边长 Δr 趋近无穷小时,吸收系数和散射系数分别为:

$$\begin{cases} a(\lambda)=\lim\limits_{\Delta r\to 0}\dfrac{\Delta A(\lambda)}{\Delta r}=\dfrac{\mathrm{d}A(\lambda)}{\mathrm{d}r} \\ b(\lambda)=\lim\limits_{\Delta r\to 0}\dfrac{\Delta B(\lambda)}{\Delta r}=\dfrac{\mathrm{d}B(\lambda)}{\mathrm{d}r} \end{cases} \tag{3}$$

水下总衰减系数为:

$$c(\lambda)=a(\lambda)+b(\lambda) \tag{4}$$

此时,水下可见光传输的损耗系数[3]可表示为:

$$L(\lambda,d)=\exp[-c(\lambda)d] \tag{5}$$

式中,d 表示为水下可视通信距离。

图 2 为水下信道模型。联合考虑发射设备孔径 a_t、接收设备孔径 a_r 和光源发散角 θ 等因素时,水下可

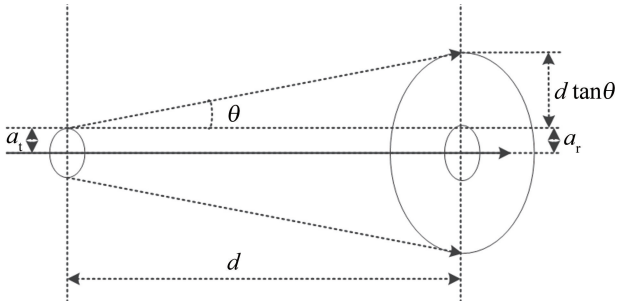

Fig. 2　Underwater visible light communication channel model

见光信道传输公式[20]可表示为：

$$P_r(\lambda)=P_t(\lambda)\eta_t\eta_r\left[\frac{a_t^{\ 2}}{(d\tan\theta+a_r)^2}\right]\times \exp[-c(\lambda,\rho_l,\rho_p)d] \tag{6}$$

式中，η_t 为发射设备传输效率，η_r 为接收设备传输效率，ρ_l 为叶绿素的质量浓度，ρ_p 为悬浮粒子质量浓度。

1.2　DCO-OFDM 水下可见光通信系统模型

图 3 为本文中所采用的 DCO-OFDM 水下可见光通信系统模型。在系统发送端，首先将串行的原始数据进行正交振幅调制（orthogonal amplitude modulation，QAM），得到离散频域信号 $\{X_k\}_{k=1}^{N/2-1}$，接着对调制后的信号进行串并（serial/parallel，S/P）变换。图中，D/A（digital/analog）表示数模转换，PD（photodetector）表示光电探测器，CP（cycle prelix）表示循环流程。

不同于其它通信介质下的 OFDM 系统，DCO-OFDM 水下可见光通信系统的时域信号需要符合实数特性要求。为了满足这个条件，需对 X_k 进行 Hermitian 共轭对称变换[9]。即：

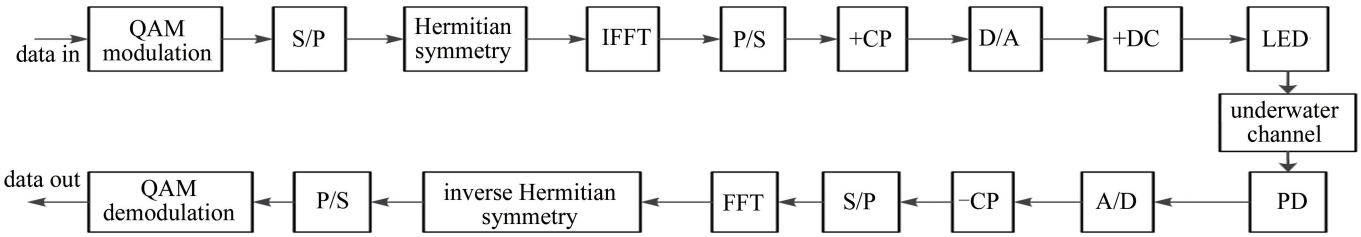

Fig. 3　DCO-OFDM underwater visible light system model

$$X_k=\begin{cases}X_k,(k=1,2,\cdots,N/2-1)\\ X_{N-k}^{\ *},(k=N/2+1,\cdots,N-1)\\ 0,(k=0,N/2)\end{cases} \tag{7}$$

式中，上标 * 表示共轭对称变换。变换后的信号为 $\boldsymbol{X}=[X_0,X_1,\cdots,X_{N-1}]^T$，再通过 IFFT 运算后得到 N 点离散时域信号 $\boldsymbol{x}=[x_0,x_1,\cdots,x_{N-1}]^T$，即：

$$x_n=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}X_n\exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right),$$
$$(n=0,1,2,\cdots,N-1,k=1,2,\cdots,N/2-1) \tag{8}$$

对并串变换后的时域信号 $\boldsymbol{x}$ 添加循环前缀，以减小码间干扰的影响；再经过数模转换将离散时域信号转换为连续时域信号 $x(t)$；最后，需要对时域信号添加一个合适的直流偏置 x_{bias} 使其转换为非负实数信号 $x_{DCO}(t)$，从而可以驱动 LED 将所要传输的电信号以光的形式发送出去，即：

$$x_{DCO}(t)=\begin{cases}x(t)+x_{bias},(x(t)\geqslant -x_{bias})\\ 0,(x(t)<-x_{bias})\end{cases} \tag{9}$$

式中，t 是时间；$x_{bias}=\mu\sqrt{E[x(t)^2]}$，其中，$\mu$ 为比例常数，E 表示对 $x(t)$ 的数学期望，即平均功率。

经水下信道的传输到达接收端后，依次进行光电信号转换、模数转换、去循环前缀以及串并转换后得到离散时域信号 $\boldsymbol{y}$。然后，对信号 $\boldsymbol{y}$ 进行快速傅里叶变换（fast Fourier transform，FFT），以获得离散频域信号 $\boldsymbol{Y}=[Y_0,Y_1,\cdots,Y_{N-1}]$。最后经反 Hermitian 共轭对称、并串转换和 QAM 解调，还原出原始数据。

2　基于 VLM 预编码与改进的自适应缩放联合 PAPR 抑制算法

2.1　PAPR 定义

PAPR 定义为（单位为 dB）：

$$R_{PAPR}=10\lg\frac{\max|x_n|^2}{E[|x_n|^2]} \tag{10}$$

式中，$\max|x_n|^2$ 为信号峰值功率，$E[|x_n|^2]$ 为信号平均功率。

为了更直观地描述系统 PAPR 的性能好坏，通常使用互补累计分布函数（complementary cumulative distribution function，CCDF）来表示其 PAPR 的概率分布情况[21]。CCDF 定义如下：

$$F_{CCDF}=\begin{cases}P,(R_{PAPR}>R_0)\\ 1-P,(R_{PAPR}\leqslant R_0)\end{cases} \tag{11}$$

$$P=1-[1-\exp(-R_0)]^N \tag{12}$$

式中，R_0 为预设的 PAPR 阈值，P 为累积分布函数定义。

2.2　VLM 预编码

设 $\alpha_1,\alpha_2,\cdots,\alpha_j$ 为 j 个实数或者复数，$p_i(x)$（$i=0$,

$1,\cdots,j-1$)是 i 次多项式,且满足递推关系式:

$$\begin{cases} p_0(x)=1 \\ p_1(x)=\theta_1(x-\beta_1)p_0(x) \\ p_i(x)=\theta_i(x-\beta_i)p_{i-1}(x)-\gamma_i p_{i-2}(x),(i\geqslant 2) \end{cases} \tag{13}$$

式中,β,θ,γ 表示可以满足 VLM 矩阵表达式的任意常量值。$\theta_i\neq 0(i=1,2,\cdots,j-1)$,则由 $p_i(x)$ 构成的 j 阶方阵 $\boldsymbol{p}$ 称为 VLM[22]:

$$\boldsymbol{p}=\begin{bmatrix} p_0(\alpha_1) & p_0(\alpha_2) & \cdots & p_0(\alpha_j) \\ p_1(\alpha_1) & p_1(\alpha_2) & \cdots & p_1(\alpha_j) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ p_{j-1}(\alpha_1) & p_{j-1}(\alpha_2) & \cdots & p_{j-1}(\alpha_j) \end{bmatrix} \tag{14}$$

在 VLM 中取切比雪夫多项式为 $p_i(x)$,即:

$$p_i(x)=\cos(i\arccos x) \tag{15}$$

满足:

$$\begin{cases} p_0(x)=1 \\ p_1(x)=x \\ p_i(x)=2xp_{i-1}(x)-p_{i-2}(x),(i\geqslant 2) \end{cases} \tag{16}$$

根据以上的条件可以得到 VLM[23],如下式所示:

$$\begin{cases} \boldsymbol{p}_{i,j}^{(1)}=\sqrt{\dfrac{2}{N+1}}\left\{\cos\left[\dfrac{(i-1)(j-1)\pi}{N-1}\right]\right\} \\ \boldsymbol{p}_{i,j}^{(2)}=\sqrt{\dfrac{2}{N+1}}\cos\left[\dfrac{(i-1)(j-1/2)\pi}{N}\right] \end{cases} \tag{17}$$

式中,下标 i,j 表示矩阵的行列,上标(1)和(2)表示两种不同的矩阵。

2.3 VLM 预编码与改进的自适应缩放联合算法

图 4 为 VLM 预编码与改进的自适应缩放联合 PAPR 抑制算法系统模型。图中,IVLM 表示逆范德蒙类矩阵(inverse VLM)。

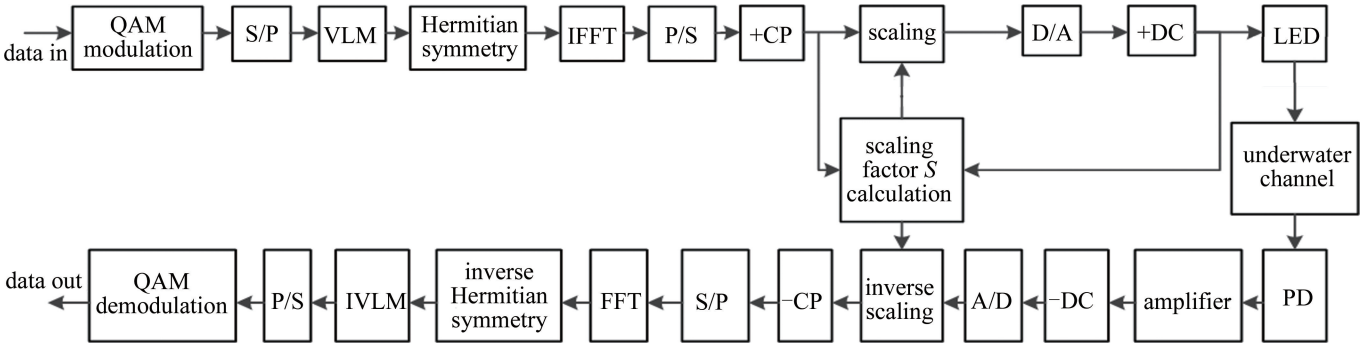

Fig. 4 System model of joint algorithm of VLM precoding and improved adaptive scaling

假设有效子载波个数为 $N/2-1$,通过对原始数据进行 QAM 调制和串并变换的操作得到离散频域信号:$\boldsymbol{X}_{\mathrm{m}}=[X_{\mathrm{m},1},X_{\mathrm{m},2},\cdots,X_{\mathrm{m},N/2-1}]^{\mathrm{T}}$。由(17)式生成一个$(N/2-1)\times(N/2-1)$的 VLM 预编码方阵 $\boldsymbol{p}$:

$$\boldsymbol{p}=\begin{bmatrix} p_{1\times 1} & \cdots & p_{1\times(N/2-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{(N/2-1)\times 1} & \cdots & p_{(N/2-1)\times(N/2-1)} \end{bmatrix} \tag{18}$$

将生成的方阵 $\boldsymbol{p}$ 与离散频域信号相乘,即 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{m}}'=\boldsymbol{p}\boldsymbol{X}_{\mathrm{m}}=[X_1,X_2,\cdots,X_{N/2-1}]^{\mathrm{T}}$,便可得到 VLM 变换后的信号。

再根据(7)式的方法对 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{m}}'$进行 Hermitian 共轭对称变换得到 $\boldsymbol{X}=[X_0,X_1,\cdots,X_{N-1}]^{\mathrm{T}}$。对 $\boldsymbol{X}$ 进行 IFFT 运算和并串变换输出一个离散时域信号 $\boldsymbol{x}=[x_0,x_1,\cdots,x_{N-1}]$,同时在 $\boldsymbol{x}$ 的最前面添加循环前缀。

由于 LED 的电压线性工作范围十分有限,因此需要对信号 $\boldsymbol{x}$ 进行自适应缩放,以此满足这个范围[24]。参考文献[24]中所提出的自适应缩放方法与预编码方法相结合不能很好地抑制 PAPR,本文作者在此基础上做出了改进,使其更好地与预编码方法相结合,达到最佳的 PAPR 抑制效果。假设时域信号的幅值范围为$[x_{\min},x_{\max}]$,LED 的电压范围为$[u_{\mathrm{l}},u_{\mathrm{h}}]$,自适应缩放因子 S 由下式得到:

$$S=\frac{x_{\max}-x_{\min}}{u_{\mathrm{h}}-u_{\mathrm{l}}},(0<S<1) \tag{19}$$

则经过缩放后的信号为 $x_{\mathrm{s}}=S\boldsymbol{x}$,并将其进行数模转换为模拟信号 $x(t)$。

最后在$[u_{\mathrm{l}},u_{\mathrm{h}}]$之间选择一个最优的直流偏置 x_{bias} 添加到模拟信号 $x(t)$上,得到 $x_{\mathrm{DCO}}(t)=x(t)+x_{\mathrm{bias}}$。其中:

$$x_{\mathrm{bias}}=\frac{u_{\mathrm{h}}+u_{\mathrm{l}}}{2} \tag{20}$$

同时为了让发送信号在$[u_{\mathrm{l}},u_{\mathrm{h}}]$范围之内,对其进行限幅操作,限幅后得到发送信号 $x_{\mathrm{DCO}}'(t)$,由下式所示:

$$x_{\mathrm{DCO}}'(t)=\begin{cases} u_{\mathrm{h}},(x_{\mathrm{DCO}}(t)>u_{\mathrm{h}}) \\ x_{\mathrm{DCO}}(t),(u_{\mathrm{l}}\leqslant x_{\mathrm{DCO}}(t)\leqslant u_{\mathrm{h}}) \\ u_{\mathrm{l}},(x_{\mathrm{DCO}}(t)<u_{\mathrm{l}}) \end{cases} \tag{21}$$

将待发送的电信号 $x_{DCO}'(t)$ 转换为光信号，通过 LED 发送出去。经由水下信道的传输，到达信号接收端执行发射端的逆操作。

2.4　性能分析

2.4.1　VLM 预编码分析　DCO-OFDM 水下可见光通信系统的 PAPR 与离散频域信号 $\boldsymbol{X}_m$ 的非周期自相关函数 $\rho(k)$ 有关，它可以表示为：

$$\rho(k) = \sum_{i=1}^{N/2-1} X_{m,i+k} X_{m,i}^{*},\quad (k = 0,1,\cdots,N/2-2) \tag{22}$$

其与 PAPR 的关系可以表示为：

$$R_{PAPR} \leqslant 1 + \frac{2}{N/2-1}\sum_{k=1}^{N/2-2} |\rho(k)| \tag{23}$$

从(22)式和(23)式可以看出，具有较低自相关的输入信号产生的 PAPR 较低。VLM 是由正交多项式构成，具有较好的去相关性，经过 VLM 预编码的输入信号的自相关性会变小，从而可以很好地抑制 DCO-OFDM 水下可见光通信系统的 PAPR。

2.4.2　改进的自适应缩放分析　从缩放因子的比值计算(19)式可以看出，其分母是固定不变的 LED 上下门限差值，分子是动态可变的离散时域信号峰峰值，其动态幅值范围为 $[x_{min}, x_{max}]$，$(x_{min}, x_{max} \in [-1,1])$。输入信号 $\boldsymbol{x}$ 通过与缩放因子 S 相乘得到：

$$x_s = S\boldsymbol{x} = \frac{x_{max} - x_{min}}{u_h - u_l}\boldsymbol{x},\ (0 < S < 1) \tag{24}$$

因缩放因子的取值范围为 $0<S<1$，信号的幅度值变小。在缩放后的信号上添加直流偏置进行限幅操作，其信号的幅度值都被控制在 LED 的有限范围内。系统 PAPR 可表示为：

$$R_{PAPR} = \left[\frac{(S\boldsymbol{x} + x_{bias})_{max}}{E(S\boldsymbol{x} + x_{bias})}\right]^2 \tag{25}$$

自适应缩放因子与离散时域信号峰峰值有着密切关系，预编码首先降低了信号自相关性而影响缩放因子的大小，当自适应缩放因子趋近于 0 时，系统 PAPR 会达到最低为 1。故而改进的自适应缩放因子可以有效地抑制系统 PAPR。

3　仿真结果及分析

通过 MATLAB 仿真软件对文中所提算法进行验证。仿真参数为 10000 帧，128 个子载波，调制方式为 16QAM 的 DCO-OFDM 系统，LED 的电压范围为[1, 4]，水下可见光通信信道参数如表 1 所示。

Table 1　Simulation parameters of underwater visible light communication channel

η_t	η_r	α_t	α_r	θ	c	λ	ρ_l	ρ_p
0.91	0.91	0.003m	0.003m	0.33mrad	0.151	530nm	5mg/m^3	1mg/L

图 5 中比较了不同条件下的 PAPR 性能。当 $F_{CCDF} = 10^{-3}$ 时，与不使用任何抑制算法的 DCO-OFDM 水下可见光通信系统相比较，只使用 VLM 预编码的系统 PAPR 降低了 1dB；只使用改进的自适应缩放的系统 PAPR 降低了 2.2dB；而使用所提 VLM 预编码和改进的自适应缩放联合 PAPR 抑制算法效果最好，降低了 3.2dB。图中，S 表示改进的自适应缩放。

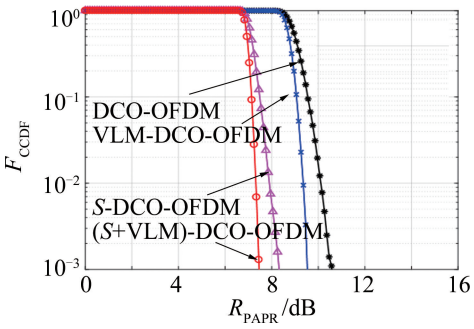

Fig.5　Comparison of PAPR under different conditions

在 DCO-OFDM 水下可见光通信系统中，DCT 预编码是一种无失真降低系统 PAPR 的有效方法。图 6 中对此进行了仿真对比，在 CCDF 为 10^{-3} 时，VLM 预编码比 DCT 预编码的系统 PAPR 抑制性能更好，下降了 0.5dB，所提 VLM 预编码和改进的自适应缩放联合算法比 DCT 预编码和改进的自适应缩放联合算法的系统 PAPR 下降了 0.4dB。

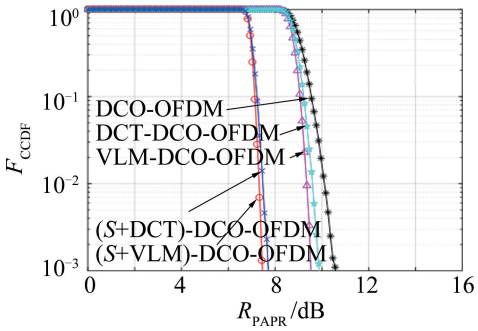

Fig.6　PAPR comparison between precoding

图 7 和图 8 中仿真了以上两类情况下的误比特率性能。从图 7 中可以看出，仅使用 VLM 预编码的系统与原始系统的误比特率相同，说明 VLM 预编码不会对系统误比特率有影响。在误比特率为 10^{-4} 时，单独采用改进的自适应缩放的系统相比于原始的系统高 10dB。这是由于对自适应缩放后的信号进行了偏置

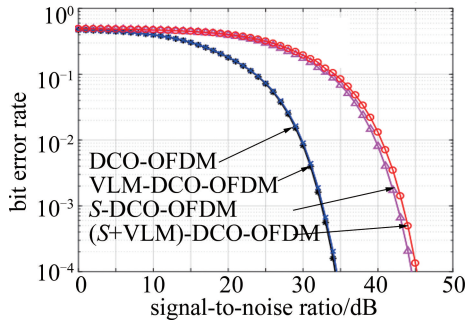

Fig. 7 Bit error rate under unused conditions

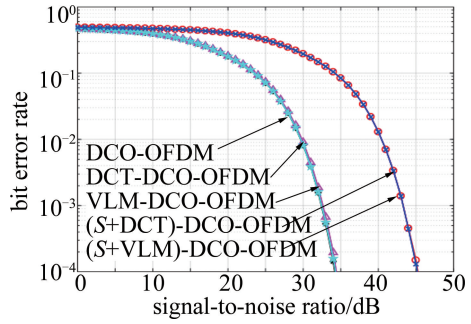

Fig. 8 Comparison of bit error rate between precoding

直流的添加和限幅操作,极大地改变了信号幅度范围,从而导致误比特率增大。因此采用 VLM 预编码与改进的自适应缩放联合算法,在同一信噪比下,误比特率和单独采用改进的自适应缩放相同。由此可知,VLM 预编码与改进的自适应缩放联合算法是牺牲了误比特率的性能,改进了 PAPR,为了达到同样的误比特率性能,需要增加信噪比。

从图 8 中可以看出,采用 VLM 预编码和 DCT 预编码的 DCO-OFDM 水下可见光通信系统的误比特率与原始系统误比特率相同,说明预编码方式是一种不改变系统性能的 PAPR 抑制方式。而两种预编码方式与改进的自适应缩放联合算法,在误比特率为 10^{-4} 时,信噪比比原始系统的高 10dB。为了改善误比特率过高,可以增加信噪比。

4 结 论

本文中提出了一种基于 VLM 预编码与改进的自适应缩放联合 PAPR 抑制算法。仿真结果表明,在 CCDF 为 10^{-3} 时,相比于原始系统、VLM 预编码系统、改进的自适应算法系统、DCT 预编码系统、DCT 预编码与改进的自适应缩放联合算法系统,基于所提算法系统分别改善了 3.2dB,2dB,1dB,2.6dB 和 0.4dB。所提算法在使用 VLM 对信号进行预编码后,可以不改变系统的误比特率来降低 PAPR,在联合实施改进的自适应缩放算法后,可以进一步降低 PAPR,但牺牲了一定的误比特率性能。

综上可知,VLM 与改进的自适应缩放联合算法能够有效抑制 DCO-OFDM 水下可见光系统 PAPR,但是损失的误比特率性能需要提升信噪比才能得以改善。因此,该算法适用于 LED 线性工作范围有限、放大器功率较小但误比特率性能要求不高的水下可见光通信系统,而如何使得算法在降低系统 PAPR 的同时也能保证较好的误比特率性能是未来研究的方向。

参 考 文 献

[1] QIN H R, XIE Zh B, WENG Zh H. Research on routing algorithm in underwater wireless optical communication sensor networks[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021,58(11):1106009(in Chinese).

[2] ZENG Z, FU S, ZHANG H, *et al*. A survey of underwater optical wireless communications[J]. Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(1): 204-238.

[3] SPAGNOLO G S, COIIELLA L, LECCESE F. Underwater optical wireless communication:Overview[J]. Sensor,2020,20(8): 2261.

[4] AKHOUNDI F, SALEHI J A, TASHAKORI A. Cellular underwater wireless optical CDMA network: Performance analysis and implementation concepts[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(3): 882-891.

[5] TANG S, DONG Y, ZHANG X. Receiver design for underwater wireless optical communication link based on APD[C]//7th International Conference on Communications and Networking in China. Kunming, China: IEEE, 2012: 301-305.

[6] MI X, DONG Y. Polarized digital pulse interval modulation for underwater wireless optical communications [C]//OCEANS 2016-Shanghai. Shanghai, China: IEEE, 2016: 1-4.

[7] WANG Y, XIE S, XIE Z. FISTA-based PAPR reduction method for tone reservation's OFDM system[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 7(3): 300-303.

[8] NAKAMURA K, MIZUKOSHI I, HANAWA M. Optical wireless transmission of 405nm, 1.45Gbit/s optical IM/DD-OFDM signals through a 4.8m underwater channel[J]. Optics Express, 2015, 23(2): 1558-1566.

[9] ABDULKAFI A A, ALIAS M Y, HUSSEIN Y S. Performance analysis of DCO-OFDM in VLC system[C]//IEEE Malaysia International Conference on Communications. Kuching, Malaysia: IEEE, 2016: 163-168.

[10] ZHANG Y T, ZHAO L, ZHANG F. Performance optimization of visible light OFDM communication system based on wavelet transform[J]. Laser Technology, 2020, 44(2): 261-265(in Chinese).

[11] ZHANG J, ZHANG J. Research on partial linear companding transform for reducing the clipping distortion of visible light OFDM system[J]. Journal of Signal Processing, 2016, 32(1): 113-118(in Chinese).

[12] MIRIYALA G, MANI V V. A new PAPR reduction technique in DCO-OFDM for visible light communication systems[J]. Optics Communications, 2020, 474: 126064.

[13] AZARNIA G, SHARIFI A A. Clipping-based PAPR reduction of optical OFDM signals using compressive sensing: Bayesian signal reconstruction approach[J]. Optical Fiber Technology, 2021, 64: 102527.

[14] ZHANG T, ZOU Y, SUN J, *et al*. Improved companding transform for PAPR reduction in ACO-OFDM-based VLC systems[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(6): 1180-1193.

[15] IDRIS A, SAPARI N, IDRIS M S, *et al*. Reduction of PAPR using block coding method and APSK modulation techniques for F-OFDM in 5G system[C]//TENCON 2018-2018 IEEE Region 10 Conference. Jeju, Korea (South): IEEE, 2018: 2456-2460.

[16] ZHANG J, ZHANG J, WANG D M. PAPR reduction by DCT-GCS method in visible light communication DCO-OFDM system[J]. Journal of Signal Processing, 2015, 31: 39-44(in Chinese).

[17] XIAO Y, CHEN L, LI F, *et al*. PAPR reduction based on chaos combined with SLM technique in optical OFDM IM/DD system[J]. Optical Fiber Technology, 2015, 21(1): 81-86.

[18] SHARIFI A A, EMAMI H. PAPR reduction of asymmetrically clipped optical OFDM signals: Optimizing PTS technique using improved flower pollination algorithm[J]. Optics Communications, 2020, 474:126057.

[19] BAI J R. Research on OFDM system PAPR reduction technology and its applications[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2018: 82-83(in Chinese).

[20] BAI J R, CAO C, YANG Y, *et al*. Peak-to-average power ratio reduction for DCO-OFDM underwater optical wireless communication system based on an interleaving technique[J]. Optical Engineering, 2018, 57(8): 086110.

[21] BAI J R, YANG S. In UOWC systems: A combined PAPR reduction method by PTS approach based on improved particle swarm optimization[J]. Optik, 2021, 232: 166581.

[22] XU Z, YOU Z. A fast algorithm for inversion of confluent Vandermonde-like matrices involving polynomials that satisfy a three-term recurrence relation[J]. Siam Journal on Matrix Analysis & Applications, 1998, 19(3): 797-806.

[23] HASAN M M. VLM precoded SLM technique for PAPR reduction in OFDM systems[J]. Wireless Personal Communications, 2013, 73(3): 791-801.

[24] ABDULKAFI A A, ALIAS M Y, HUSSEIN Y S. A novel approach for PAPR reduction in OFDM-based visible light communications[C]//2017 International Conference on Platform Technology and Service (PlatCon). Busan, Korea (South): IEEE, 2017:1-4.