

# 基于离散正弦/余弦变换 DC-DMT 的可见光通信系统性能研究

樊养余 邓莉君

西北工业大学电子信息学院, 陕西 西安 710129

**摘要** 结合离散正弦变换(DST)和离散余弦变换(DCT), 提出一种新的 DST/DCT 直流偏置-离散多音频(DC-DMT)调制方案。在不增加系统复杂度的情况下, 该方案可拓展独立子载波的个数, 有望提高可见光系统的传输速率。通过推导该调制方案下的误码率表达式及该调制信号峰均功率比(PAPR)的互补累积分布, 分析了限幅噪声对离散多音频(DMT)、直流偏置光正交频分复用(DCO-OFDM)及非对称限幅光正交频分复用(ACO-OFDM)可见光系统误码率的影响。研究结果表明, 理论分析的误码率与仿真结果一致, 在相同的传输速率下所提方案误码率更低; PAPR 的互补累积分布与调制阶数无关, 但随子载波数  $N$  增加而增大, 在  $N$  较大时理论分析与仿真结果吻合。误码率仿真结果表明, 相同传输速率下 DST/DCT DC-DMT 与 DCO-OFDM 在低信噪比时误码率性能相当, 均优于脉冲幅度调制-离散多音频(PAM-DMT)、DC-DMT 及 ACO-OFDM; 在高信噪比时, 限幅噪声会使系统误码率增大。

**关键词** 光通信; 直流偏置-离散多音频; 离散正弦变换; 离散余弦变换

中图分类号 TN929.1 文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201636.1106001

## Performance of Visible Light Communication System Based on Discrete Sine/Cosine Transform DC-DMT

Fan Yangyu Deng Lijun

School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University,  
Xi'an, Shaanxi 710129, China

**Abstract** Combined with the discrete sine transform (DST) and discrete cosine transform (DCT), a novel DST/DCT direct current bias-discrete multitone (DC-DMT) modulation scheme is proposed. This method is able to expand the number of independent subcarriers without increasing the complexity of system, and it is expected to improve the transmission rate of visible light system. The bit error rate (BER) expression of the modulation scheme and the complementary cumulative distribution of peak-to-average power ratio (PAPR) are derived. The effects of clipping noise on the BER performance of DMT, direct current-biased optical-orthogonal frequency division multiplexing (DCO-OFDM) and asymmetrically clipped optical-orthogonal frequency division multiplexing (ACO-OFDM) visible light systems are analyzed. The results show that the theoretical BER is consistent with the simulation results, and the BER performance of the proposed scheme is better at the same transmission rate compared with that of other methods. The distribution of PAPR is independent of the modulation order but increases with subcarrier number  $N$ . When  $N$  is larger, the theoretical conclusions match the simulation results. At the same transmission rate, the simulation results show that the BER performances of DST/DCT DC-DMT and DCO-OFDM are similar in low signal-to-noise ratio (SNR), which are better than those of PAM-DMT, DC-DMT

收稿日期: 2016-05-03; 收到修改稿日期: 2016-06-06

基金项目: 国家自然科学基金(61377080)、陕西省科技攻关计划(2016GY086)、西安市产学研协同创新计划项目[CXY1509(8)]

作者简介: 邓莉君(1986—), 女, 博士研究生, 主要从事室内可见光基础理论与关键技术等方面的研究。

E-mail: denglj@xaut.edu.cn

导师简介: 樊养余(1960—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事波束形成与波达方向估计, 空间、大气光通信, 室内、可见光通信以及水下光通信等方面的研究。E-mail: Fan\_yangyu@nwpu.edu.cn

and ACO-OFDM; however, the BER performance degrades in high SNR due to the clipping noise.

**Key words** optical communications; direct current bias-discrete multitone; discrete sine transform; discrete cosine transform

**OCIS codes** 060.4510; 170.4090

## 1 引 言

可见光通信(VLC)在提高链路的安全稳定性、数据服务的实时便捷性以及移动通信网络环境的安全可靠性等方面具有一定优势,可为医院、飞机、矿井和高安全需求环境等使用短距离通信的场所提供一种绿色环保的高速接入方式<sup>[1-5]</sup>。为了突破发光二极管(LED)调制带宽的限制以实现高速传输,正交频分复用(OFDM)及离散多音频(DMT)多载波调制技术被广泛用于强度调制/直接检测(IM/DD)可见光系统<sup>[3-8]</sup>。

在已提出的光 OFDM 和 DMT 方案中,分布于  $N$  个子载波上的信号具有厄米对称特性,傅里叶逆变换(IFFT)后信号为双极性实值。直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)和直流偏置 DMT(DC-DMT)通过加载适当的直流偏置(DC-bias)得到单极性信号,这类方案的功率需求很高,子载波采用正交振幅调制(QAM)的 DCO-OFDM,系统优化不易实现<sup>[6-8]</sup>。非对称限幅光 OFDM(ACO-OFDM)仅调制奇数子载波, IFFT 后的负信号限幅为零,因此不需要加直流偏置,与 DCO-OFDM 和 DC-DMT 相比, ACO-OFDM 的功率效率较高,频谱效率较低。文献[9]提出利用各子载波的状态传输信息的子载波索引调制 OFDM(SIM-OFDM)方案,对该调制方案瑞利信道下误码率(BER)闭合表达式进行了推导,结果表明编码和未编码的系统误码性能与传统 QAM-OFDM 的误码性能相比均提高了 4 dB。文献[10]提出的方案不仅解决了 SIM-OFDM 方案易产生严重突发错误的问题,而且改善了峰均功率比(PAPR)高的问题。脉冲幅度调制 DMT(PAM-DMT)仅对各子载波的虚部进行调制,其限幅原理与 ACO-OFDM 的相同,由于其功率利用率高,因此对大幅度信号进行限幅导致的误码率恶化程度较 DCO-OFDM 和 DC-DMT 的要小<sup>[11-13]</sup>,但分布在各子载波上的 PAM 一维星座与 QAM 或相移键控法(PSK)二维星座的差别,导致在阶数相同的情况下 PAM-DMT 误码率性能劣于 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 的误码率性能<sup>[14]</sup>。以上可见光系统均存在高 PAPR 问题,驱动 LED 前要先将信号限幅在 LED 的动态范围内,以减小 LED 非线性引起的信号失真<sup>[15-17]</sup>,该过程引入的限幅噪声会使光 OFDM 系统误码率性能下降,进而使系统性能提高受限。

结合离散正弦变换(DST)和离散余弦变换(DCT),提出一种新的 DC-DMT 方案,对相互独立的两列 PAM 符号进行离散正弦变换和离散余弦变换后形成 DST/DCT DC-DMT 双极性实信号,再加载合适的直流偏置变为单极性信号驱动 LED。推导该调制信号误码率和互补累积分布函数(CCDF)表达式,分析不同速率下限幅噪声对 DMT、DCO-OFDM 及 ACO-OFDM 可见光系统误码率性能的影响。

## 2 DST/DCT DC-DMT 系统模型

DST/DCT DC-DMT 可见光系统模型如图 1 所示。二进制比特流  $x_1(n)$  和  $x_2(n)$  进行 PAM 得到信号  $X_{\text{Dst}} = \{X_1(0), X_1(1), X_1(2), \dots, X_1(N-1)\}$  和  $X_{\text{Dct}} = \{X_2(0), X_2(1), X_2(2), \dots, X_2(N-1)\}$ , 其中各项满足对称条件

$$X(k) = X(N-k), k = 1, 2, \dots, N/2 - 1, \quad (1)$$

式中  $N$  为子载波个数,  $X(0)$  与  $X(N/2)$  为零。

对  $X_{\text{Dst}}$  和  $X_{\text{Dct}}$  进行 DST 和 DCT 得到实域采样信号  $x_{\text{dst}}(n)$  和  $x_{\text{dct}}(n)$ , 变换过程为

$$x_{\text{dst}}(n) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N/2-1} X_{\text{Dst}}(k) \sin(2\pi kn/N), \quad (2)$$

$$x_{\text{dct}}(n) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N/2-1} X_{\text{Dct}}(k) \cos(2\pi kn/N), \quad (3)$$

式中  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

逆 DST(IDST)和逆 DCT(IDCT)过程为

$$X_{\text{Dst}}(k) = -\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_{\text{dst}}(n) \sin(-2\pi kn/N), \quad (4)$$

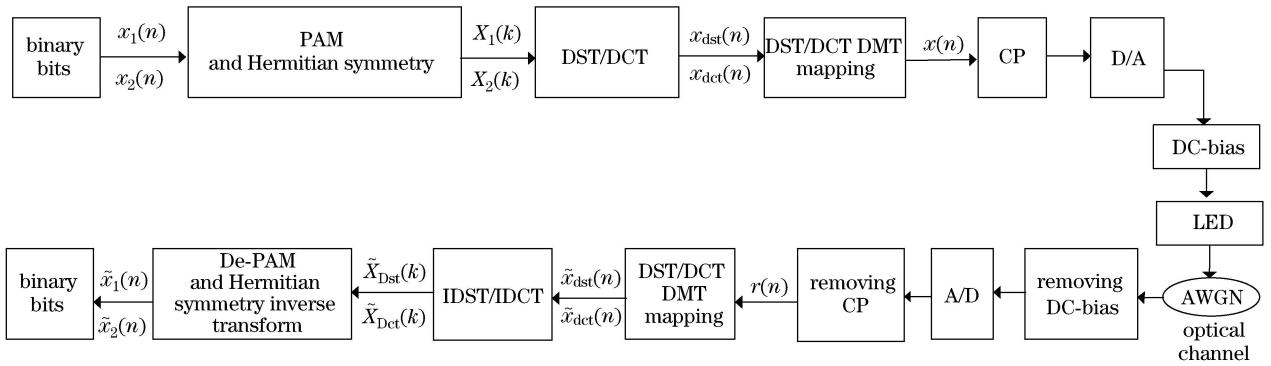


图 1 DST/DCT DC-DMT 系统模型

Fig. 1 System model of DST/DCT DC-DMT

$$X_{\text{Det}}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_{\text{det}}(n) \cos(-2\pi kn/N), \quad (5)$$

式中  $k=0,1,\dots,N-1$ 。

由(2)式和(3)式可知,  $x_{\text{dst}}(n)$  具有中心反对称性,  $x_{\text{det}}(n)$  具有中心对称性,  $x_{\text{dst}}(0)=x_{\text{dst}}(N/2)=0$ , 但  $x_{\text{det}}(0)=x_{\text{det}}(N/2)\neq 0$ 。DST/DCT DMT 实域采样信号为

$$x(n) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N/2-1} [X_{\text{Det}}(k) \cos(2\pi kn_1/N) + X_{\text{Dst}}(k) \sin(2\pi kn_2/N)], \quad (6)$$

式中  $n_1=0,1,\dots,N/2$ ,  $n_2=N/2+1,N/2+2,\dots,N-1$ 。对  $x(n)$  加循环前缀(CP)后进行数模转换(D/A)得到模拟信号  $x(t)$ , 加合适的直流偏置后驱动 LED。此时, 接收到的信号为

$$r(t) = \beta_r x(t) * h(t) + w(t), \quad (7)$$

式中  $\beta_r$  为接收灵敏度,  $h(t)$  为信道冲击响应,  $w(t)$  为均值为零、双边带功率谱密度为  $N_0/2$  的加性高斯白噪声(AWGN),  $N_0$  为单边带功率谱密度,  $*$  为卷积符号。

接收到的信号  $r(t)$  经过去直流偏置、模数转换(A/D)、去掉 CP 得到离散信号  $r(n)$ , 则  $x_{\text{dst}}(n)$  和  $x_{\text{det}}(n)$  的估计值为

$$\tilde{x}_{\text{dst}}(n) \in \{0, r(1), r(2), \dots, r(N/2-1), 0, -r(N/2-1), \dots, -r(2), -r(1)\}, \quad (8)$$

$$\tilde{x}_{\text{det}}(n) \in \{r(0), r(N/2+1), r(N/2+2), \dots, r(N-1), r(N/2), r(N-1), \dots, r(N/2+2), r(N/2+1)\}. \quad (9)$$

对  $\tilde{x}_{\text{dst}}(n)$  和  $\tilde{x}_{\text{det}}(n)$  进行 IDST 和 IDCT 得到  $\tilde{X}_{\text{Dst}}(k)$  和  $\tilde{X}_{\text{Det}}(k)$ , 第  $k$  个载波上接收到的符号可表示为

$$\tilde{X}_{\text{Dst}}(k) = \beta_r H_{\text{Dst}}(k) X_{\text{Dst}}(k) + W_{\text{Dst}}(k), \quad (10)$$

$$\tilde{X}_{\text{Det}}(k) = \beta_r H_{\text{Det}}(k) X_{\text{Det}}(k) + W_{\text{Det}}(k), \quad (11)$$

式中  $k=1,2,\dots,N/2-1$ ,  $H_{\text{Dst}}(k)$  和  $H_{\text{Det}}(k)$  为信道冲击响应的 DST 和 DCT,  $W_{\text{Dst}}(k)$  和  $W_{\text{Det}}(k)$  为对高斯白噪声进行 DST 和 DCT 后的序列。对  $\tilde{X}_{\text{Dst}}(k)$  和  $\tilde{X}_{\text{Det}}(k)$  进行 PAM 解调(De-PAM)即可估计出发送的二进制比特流  $\tilde{x}_1(n)$  和  $\tilde{x}_2(n)$ 。

### 3 DST/DCT DC-DMT 误码率

#### 3.1 误码率公式推导

采用格雷编码,  $M$  进制脉冲幅度调制(MPAM)误码率的近似表达式为<sup>[18]</sup>

$$R_{\text{BE}} = \frac{1}{\ln M} \sum_{k=1}^{\ln M} R_{\text{BE}}(k), \quad (12)$$

式中  $R_{\text{BE}}(k)$  为第  $k$  个比特出错的概率, 表达式为<sup>[18]</sup>

$$R_{\text{BE}}(k) = \frac{1}{M} \sum X_M(k) \cdot \text{erfc} \left[ Y_M(k) \sqrt{\frac{3 \cdot \ln M \cdot E_b'}{(M^2 - 1) \cdot N_0'}} \right], \quad (13)$$

式中  $E'_b$  为接收端每比特所接收到的能量,  $N'_0$  为接收端双边带噪声功率谱密度,  $N'_0 = N_0/2$ , 不同调制阶数  $M$  对应的  $X_M(k)$  和  $Y_M(k)$  的取值可参考文献[18]。

若独立子载波集合为  $U$ , 每个子载波上的误码率为  $R_{BE}(k)$ , 那么 DMT 的平均误码率为

$$R_{BE} = \frac{1}{|U|} \sum_{k \in U} R_{BE}(k)。 \quad (14)$$

在 DST DMT 和 DCT DMT 中  $U = \{1, 2, \dots, N/2-1\}$ , 联立(10)式和(11)式得

$$E'_{b,Dst,k} = \beta_r^2 |H_{Dst}(k)|^2 E_{s,Dst,k} / \ln M, \quad (15)$$

$$E'_{b,Dct,k} = \beta_r^2 |H_{Dct}(k)|^2 E_{s,Dct,k} / \ln M, \quad (16)$$

式中  $E_{s,Dst,k}$  和  $E_{s,Dct,k}$  为发送端第  $k$  个子载波上的符号能量。

将(15)式和(16)式分别代入(13)式, 由(12)式和(13)式得到 DST DMT 和 DCT DMT 第  $k'$  个子载波上的误码率, 即

$$R_{BE_{Dst,k'}} \approx \frac{1}{M \ln M} \sum_{k=1}^{\ln M} \sum X_M(k) \cdot \operatorname{erfc} \left[ Y_M(k) \sqrt{\frac{3 \ln M \cdot \beta_r^2 |H_{Dst}(k)|^2 E_{s,Dst,k'} / \ln M}{(M^2 - 1) \cdot N'_0}} \right], \quad (17)$$

$$R_{BE_{Dct,k'}} \approx \frac{1}{M \ln M} \sum_{k=1}^{\ln M} \sum X_M(k) \cdot \operatorname{erfc} \left[ Y_M(k) \sqrt{\frac{3 \ln M \cdot \beta_r^2 |H_{Dct}(k)|^2 E_{s,Dct,k'} / \ln M}{(M^2 - 1) \cdot N'_0}} \right]。 \quad (18)$$

将(17)式和(18)式代入(14)式得到 DST/DCT DC-DMT 误码率的近似表达式为

$$R_{BE_{Dst/Dct-DMT}} \approx \frac{1}{N/2 - 1} \sum_{k' \in U} (R_{BE_{Dst,k'}} + R_{BE_{Dct,k'}})。 \quad (19)$$

DC-DMT、PAM-DMT 信号的相关公式可参考文献[14], 误码率近似表达式推导与上述过程相同, 在 DC-DMT、PAM-DMT 中  $U = \{1, 2, \dots, N/2-1\}$ , 将第  $k'$  个子载波上的误码率分别记为  $R_{BE_{DC-DMT,k'}}$ 、 $R_{BE_{PAM-DMT,k'}}$ , 二者满足

$$R_{BE_{DC-DMT}} \approx \frac{1}{N/2 - 1} \sum_{k' \in U} R_{BE_{DC-DMT,k'}}, \quad (20)$$

$$R_{BE_{PAM-DMT}} \approx \frac{1}{N/2 - 1} \sum_{k' \in U} R_{BE_{PAM-DMT,k'}}。 \quad (21)$$

### 3.2 误码率分析

图 2 为 DST/DCT DC-DMT 调制阶数  $M$  分别为 2, 4, 8, 16 时, 由(19)式得到的近似误码率与仿真结果的对比, 可见二者基本一致, 说明了第 3.1 节误码率分析的合理性。当  $M=2, 4$  时, 每比特信噪比(SNR)约为 12 dB 和 19 dB 时, 误码率可以降到  $10^{-3}$ , 随着信噪比的增加, 误码率下降的速度较快。而当  $M=8, 16$  时, 要达到目标误码率  $10^{-3}$ , 需要更大的信噪比, 通过纠错编码可以降低所需的信号功率。

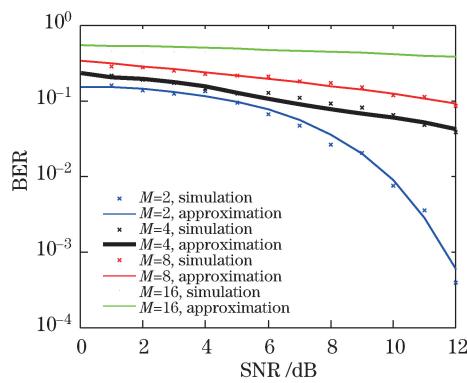


图 2 DST/DCT DC-DMT 不同调制阶数下的误码率

Fig. 2 BER of DST/DCT DC-DMT with different modulation orders

传输速率  $R$  分别为 64 Mbit/s 和 96 Mbit/s 时, DST/DCT DC-DMT 与 DC-DMT、PAM-DMT 的误码率对比如图 3 所示, 仿真中的子载波个数均为 64。从图 3 中可以看出, (20)、(21)式得到的 DC-DMT、PAM-DMT 的近似误码率与仿真结果一致。为了达到相同的传输速率, 图 3(a)中 DST/DCT DC-DMT、DC-DMT

和 PAM-DMT 的调制阶数分别为 2,4,4。随着信噪比的增加,DST/DCT DC-DMT 的误码率下降很快,而 DC-DMT、PAM-DMT 在该传输速率下误码率很难达到目标误码率  $10^{-3}$ 。图 3(b)是传输速率  $R$  为 96 Mbit/s 时,DST/DCT DC-DMT 与 DC-DMT、PAM-DMT 的误码率对比,调制阶数分别为 4,16,16。该结果与图 3(a)相同,DST/DCT DC-DMT 的误码率性能优势明显,而仅通过增加信噪比很难使 DC-DMT、PAM-DMT 的误码率降到  $10^{-3}$ ,需要加纠错编码改善。

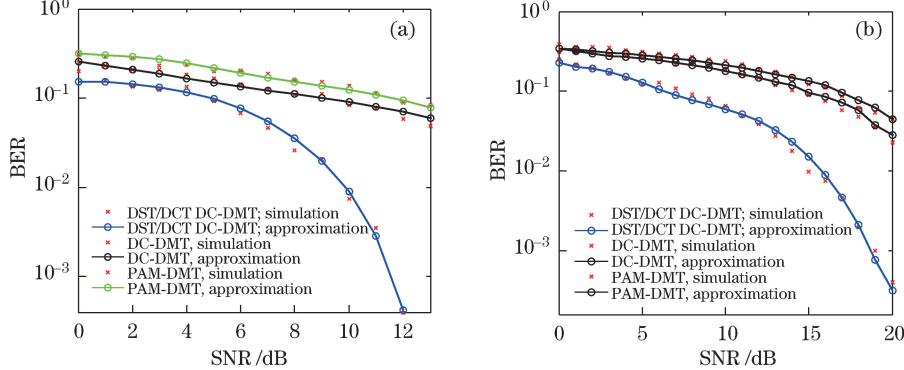


图 3 不同传输速率下 DST/DCT DC-DMT 与 DC-DMT、PAM-DMT 的误码率对比。(a) $R=64$  Mbit/s;(b) $R=96$  Mbit/s

Fig. 3 BER performances of DST/DCT DC-DMT compared with those of DC-DMT and PAM-DMT at different data rates.

(a)  $R=64$  Mbit/s; (b)  $R=96$  Mbit/s

#### 4 峰均功率比的分布

离散 DMT 信号的峰均功率比(PAPR)可表示为

$$R_{\text{PAP}} = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |x(n)|^2}{E[|x(n)|^2]} \quad (22)$$

由(6)式可知, $x(n)$ 是多个渐近独立的随机变量之和,根据中心极限定理,当  $N$  增大时, $x(n)$  近似服从高斯分布,且直流分量为零 [ $X_{\text{Dct}}(0)=0, X_{\text{Dst}}(0)=0$ ]。根据以上假设可得<sup>[19-21]</sup>

$$E[x(n)] = 0, \quad D[x(n)] = \delta^2, \quad (23)$$

$$E[x(m)x(n)]_{m \neq n} = 0, \quad (24)$$

$$p\left[\frac{x^2(n)}{\delta^2} \leq r_{\text{th}}\right] = 2p\left[0 \leq \frac{x(n)}{\delta} \leq \sqrt{r_{\text{th}}}\right] \approx \text{erf}\left(\sqrt{\frac{r_{\text{th}}}{2}}\right), \quad (25)$$

式中  $p[\cdot]$  表示概率,  $r_{\text{th}}$  为 PAPR 的门限值。

由(24)式和(25)式得到离散 DST/DCT DC-DMT 信号 PAPR 的 CCDF 为

$$\begin{aligned} F(r_{\text{th}}) &= p(R_{\text{PAP}} > r_{\text{th}}) = \\ &1 - p(R_{\text{PAP}} \leq r_{\text{th}}) \approx \\ &1 - p\left[\frac{x^2(0)}{\delta^2} \leq r_{\text{th}}\right] \cdot p\left[\frac{x^2(1)}{\delta^2} \leq r_{\text{th}}\right] \cdot \dots \cdot p\left[\frac{x^2(2N-1)}{\delta^2} \leq r_{\text{th}}\right] \approx \\ &1 - \text{erf}^{2N}\left(\sqrt{\frac{r_{\text{th}}}{2}}\right). \end{aligned} \quad (26)$$

图 4 为对  $10^4$  个 DST/DCT DC-DMT 信号在不同的调制阶数和子载波数下的 PAPR 的 CCDF 进行对比的结果。可以看出,CCDF 与调制阶数无关,且随着子载波数的增加逐渐增大,在  $N=64, 256$  时,仿真结果与理论分析结果存在差别,而  $N=1024$  时二者吻合,该结果与中心极限定理一致,说明了理论分析的合理性。图 5 为对不同子载波数下 DST/DCT DC-DMT 的误码率进行仿真对比得到的结果, $N=64$  对应的系统误码率明显优于  $N$  为 256 和 1024 时的系统误码率,与图 4 所示的当子载波数增加时 CCDF 不断增大,PAPR 也随之增大,进而会导致系统误码率性能下降的仿真结果一致。

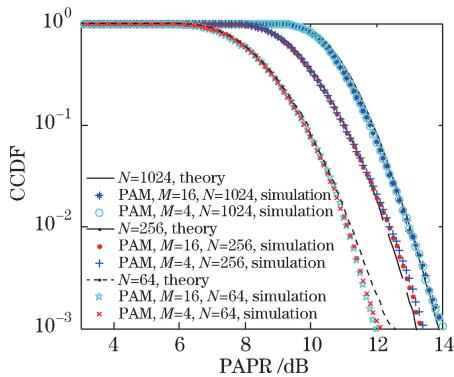


图 4 DST/DCT DC-DMT PAPR 理论分析与仿真对比

Fig. 4 Comparison of theory with simulations  
of DST/DCT DC-DMT PAPR

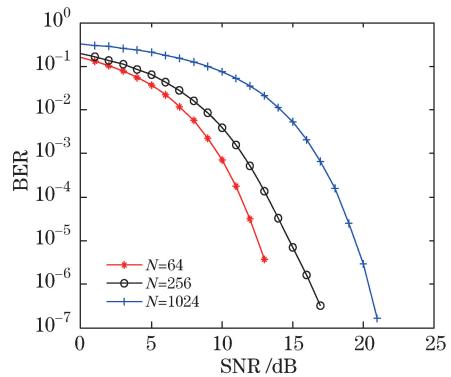


图 5 不同子载波数下 DST/DCT DC-DMT 误码率仿真对比

Fig. 5 BER performance of DST/DCT DC-DMT at  
different number of sub-carriers

## 5 限幅噪声对误码率的影响

设置计算机仿真中 LED 的线性范围为  $60 \sim 400$  mA, 该范围之外的信号被限幅。传输速率  $R = 2\left(\frac{N_{\text{used}}}{N_{\text{fft}} + N_g}\right)B \cdot \log_2 M$ , 单位为 bit/s, 取子载波数和保护间隔分别为  $N_{\text{fft}} = 256$  和  $N_g = 64$ , DST/DCT DC-DMT 独立的子载波个数  $N_{\text{used}}$  为  $2(N_{\text{fft}}/2 - 1)$ , DC-DMT 和 PAM-DMT 均为  $N_{\text{fft}}/2 - 1$ , 信道带宽取  $B = 20$  MHz, 符号个数为  $10^4$ 。

图 6 为不同传输速率下 DST/DCT DC-DMT、DC-DMT 和 PAM-DMT 的误码率曲线。从图 6(a) 中可以看出, 在低信噪比时, 随着信噪比的增加, DST/DCT DC-DMT 在不同传输速率下的误码率不断减小, 可以达到目标误码率  $10^{-3}$ , 但随着速率的不断增加, 误码率性能不断下降, 这主要是因为高传输速率采用的调制阶数更高; 在高信噪比时, 限幅引起的限幅噪声会导致不同传输速率的误码率快速增加。由图 6(b)、(c) 可以看出, 在高信噪比下误码率受限幅噪声的影响快速增加; 在低信噪比下, 当传输速率  $R$  为 32 Mbit/s 时, 误码率随着信噪比的增加可以下降到  $10^{-3}$ ; 当传输速率高于该速率时, 信噪比的增加很难使这两种方案的误码率达到  $10^{-3}$ 。对比图 6(a)、(b)、(c) 可以看出, 在相同条件下, DST/DCT DC-DMT 方案更容易实现高速率传输。

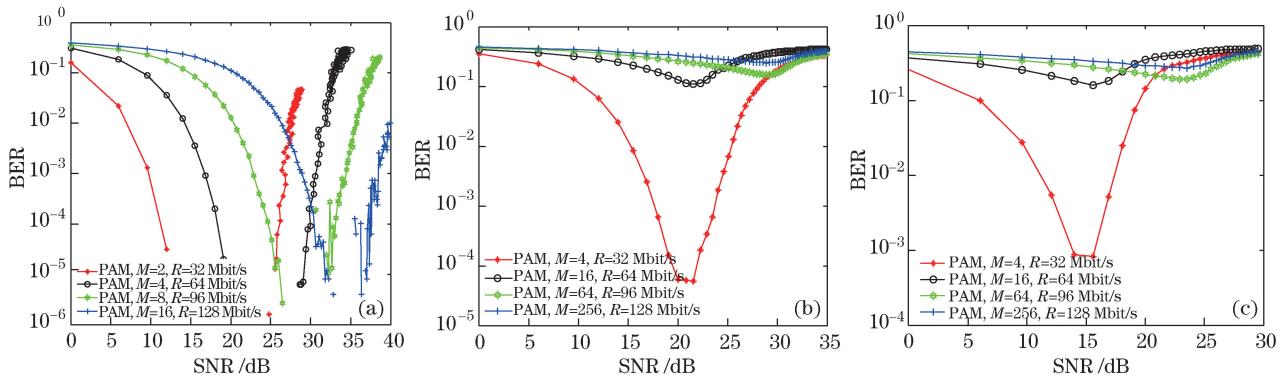


图 6 不同传输速率下(a)DST/DCT DC-DMT、(b)DC-DMT 和(c)PAM-DMT 的误码率对比

Fig. 6 BER performances of (a) DST/DCT DC-DMT, (b) DC-DMT and (c) PAM-DMT at different data rates

DST/DCT DC-DMT、DC-DMT 和 PAM-DMT 在相同传输速率下的误码率性能如图 7 所示, 由仿真结果可得到以下结论。

1) 当信号功率较小时, 系统误码率性能主要受信道噪声的影响, 限幅噪声的影响主要出现在高信噪比的情况下。如图 7 所示, 在传输速率相同的情况下, 不同 DMT 系统的误码率在高信噪比时快速上升。

2) DMT 系统中存在可使误码率降到最小的最优信噪比, 该信噪比与调制阶数有关, 超过该值, 误码率

性能会因限幅噪声的影响而迅速恶化。图 7 中 DST/DCT DC-DMT 不连续的误码率曲线表明,在最优信噪比下仿真的误码率近似为零;而在该信噪比下,DC-DMT 与 PAM-DMT 的信号范围比 DST/DCT DC-DMT 的要大,这会引起限幅,且随着信噪比的增加,信号容易超过 LED 动态范围,误码率很难继续下降,所以 DC-DMT 与 PAM-DMT 没有出现误码率近似为零的情况。

3) 要达到相同的传输速率,DST/DCT DC-DMT 比 DC-DMT、PAM-DMT 需要的调制阶数小,误码率性能更好。图 7(a)中误码率为  $10^{-3}$  时,DST/DCT DC-DMT 的信噪比与 DC-DMT、PAM-DMT 的相比,分别低约 5 dB 和 6 dB,但超过一定信噪比后限幅噪声使误码率严重恶化。

4) 在图 7(b)~(c)的传输速率下,DST/DCT DC-DMT 随着信噪比的增加不可避免地受到限幅噪声的影响,但系统误码率仍能够达到  $10^{-3}$ ,而 DC-DMT 和 PAM-DMT 的误码率没有明显改善,需要通过纠错编码来提高系统的误码率性能。

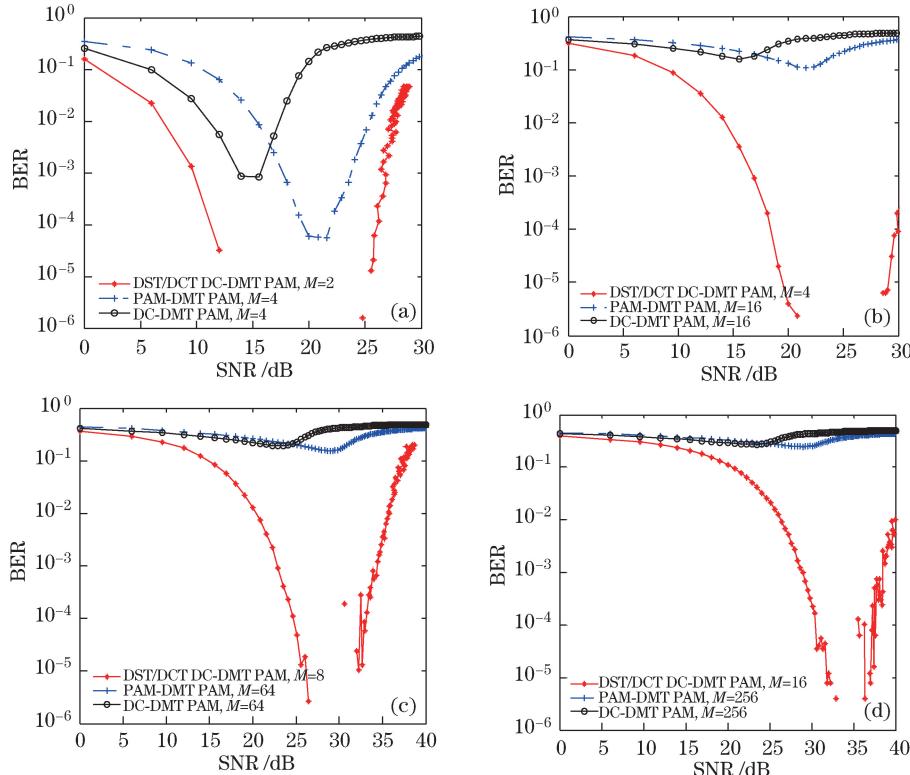


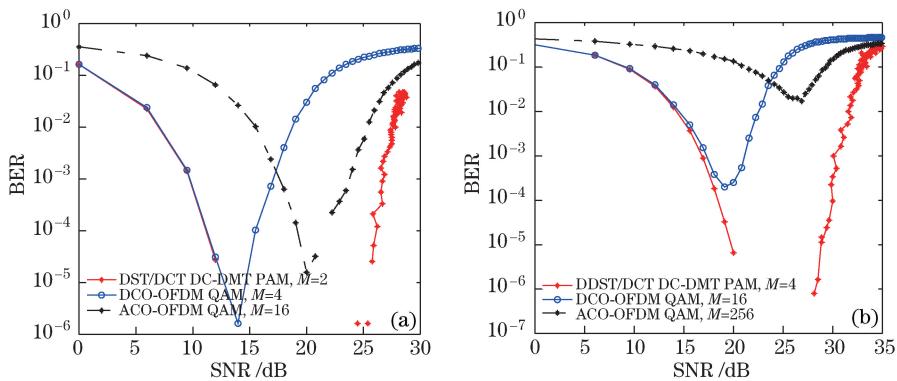
图 7 不同传输速率下不同方法误码率对比。(a)  $R = 32 \text{ Mbit/s}$ ; (b)  $R = 64 \text{ Mbit/s}$ ; (c)  $R = 96 \text{ Mbit/s}$ ; (d)  $R = 128 \text{ Mbit/s}$

Fig. 7 BER performances of different methods at different data rates. (a)  $R = 32 \text{ Mbit/s}$ ;

(b)  $R = 64 \text{ Mbit/s}$ ; (c)  $R = 96 \text{ Mbit/s}$ ; (d)  $R = 128 \text{ Mbit/s}$

图 8(a)为 DST/DCT DC-DMT 与 DCO-OFDM、ACO-OFDM 在传输速率  $R$  为 32 Mbit/s 时的误码率曲线。可以看出,信噪比小于 12 dB 时,DST/DCT DC-DMT 的误码率性能与 DCO-OFDM 的相当,但当信噪比超过 14 dB 时,DCO-OFDM 的误码率受限幅噪声的影响迅速上升,DST/DCT DC-DMT 的误码率在信噪比大于 25 dB 时迅速恶化。DST/DCT DC-DMT 与 ACO-OFDM 相比,在误码率为  $10^{-3}$  时,信噪比增益约为 7 dB,当信噪比超过 20 dB 时,ACO-OFDM 的误码率上升。

当传输速率  $R$  为 64 Mbit/s 时,DST/DCT DC-DMT、DCO-OFDM 与 ACO-OFDM 的误码率性能如图 8(b)所示。DST/DCT DC-DMT 与 DCO-OFDM 在信噪比约为 17 dB 时,系统误码率可以达到  $10^{-3}$ ;随着信噪比的继续增加,DCO-OFDM 的误码率性能逐渐恶化,而此时 DST/DCT DC-DMT 的误码率却逐渐减小;当信噪比增大到 27 dB 左右时受限幅噪声的影响 DST/DCT DC-DMT 的误码率急剧上升。要达到相同的传输速率,ACO-OFDM 与 DST/DCT DC-DMT、DCO-OFDM 相比需要更高阶的调制,在低信噪比时,即使不断增加信噪比也很难使误码率达到  $10^{-3}$ ,在高信噪比时限幅噪声的影响也不可避免。

图 8 不同传输速率下不同方法误码率对比。(a) $R=32$  Mbit/s;(b) $R=64$  Mbit/sFig. 8 BER performances of different methods at different data rates. (a)  $R=32$  Mbit/s; (b)  $R=64$  Mbit/s

## 6 结 论

提出了一种新的可见光 DST/DCT DC-DMT 传输方案,推导了 DMT 系统误码率的表达式,分析比较了 DST/DCT DC-DMT 在不同调制阶数下理论近似得到的误码率结果与仿真结果,验证了理论分析的合理性。对传输速率  $R$  为 64 Mbit/s 和 96 Mbit/s 时 DST/DCT DC-DMT 与 DC-DMT、PAM-DMT 的误码率性能进行了对比,结果表明,在相同的传输速率下所提方案具有更好的误码率性能。DST/DCT DC-DMT 信号 PAPR 的 CCDF 的理论分析与仿真结果均表明,PAPR 与调制阶数无关,随着子载波数的增加而增大,且在  $N$  值较大时二者吻合较好,与中心极限定理一致。限幅噪声对三种 DMT 系统、DCO-OFDM 及 ACO-OFDM 系统误码率性能的影响主要出现在高信噪比情况下,而在低信噪比时,相同的传输速率下 DST/DCT DC-DMT 与 DCO-OFDM 的误码率性能相当,优于 DC-DMT、PAM-DMT 和 ACO-OFDM。但超过一定的信噪比后,限幅引起的噪声会使系统误码率性能快速恶化,这个问题可以通过降低 PAPR 得到改善。

## 参 考 文 献

- 1 Jovicic A, Li J, Richardson T. Visible light communication: Opportunities, challenges and the path to market[J]. IEEE Communications Magazine, 2013, 51(12): 26-32.
- 2 Wang Q, Wang Z C, Chen S, et al. Enhancing the decoding performance of optical wireless communication systems using receiver-side predistortion[J]. Optics Express, 2013, 21(25): 30295-30305.
- 3 Wang Q, Wang Z C, Dai L L. Iterative receiver for hybrid asymmetrically clipped optical OFDM [J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(22): 3869-3875.
- 4 Wang Q, Wang Z C, Dai L L. Asymmetrical hybrid optical OFDM for visible light communications with dimming control [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(9): 974-977.
- 5 Carruthers J B, Kahn J M. Multiple-subcarrier modulation for nondirected wireless infrared communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1996, 14(3): 538-546.
- 6 Lee S C J, Breyer F, Randel S, et al. Discrete multitone modulation for maximizing transmission rate in step-index plastic optical fibers[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(11): 1503-1513.
- 7 Grubor J, Randel S, Langer K D, et al. Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting [J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(24): 3883-3892.
- 8 Armstrong J, Schmidt B J C. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(5): 343-345.
- 9 Abu-Alhiga R, Haas H. Subcarrier-index modulation OFDM[C]. 2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009: 177-181.
- 10 Tsonev D, Sinanovic S, Haas H. Enhanced subcarrier index modulation (SIM) OFDM[C]. 2011 IEEE GLOBECOM Workshops, 2011: 728-732.
- 11 Dissanayake S D, Armstrong J. Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(7): 1063-1072.

- 12 Wang Q, Qian C, Guo X H, *et al.* Layered ACO-OFDM for intensity-modulated direct-detection optical wireless transmission[J]. Optics Express, 2015, 23(9): 12382-12393.
- 13 Jiang R, Wang Q, Wang F, *et al.* An optimal scaling scheme for DCO-OFDM based visible light communications[J]. Optics Communications, 2015, 356: 136-140.
- 14 Lee S C J, Randel S, Breyer F, *et al.* PAM-DMT for intensity-modulated and direct-detection optical communication systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2009, 21(23): 1749-1751.
- 15 Elgala H, Mesleh R, Haas H. Indoor broadcasting via white LEDs and OFDM[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2009, 55(3): 1127-1134.
- 16 Bandara K, Niroopan P, Chung Y H. PAPR reduced OFDM visible light communication using exponential nonlinear companding[C]. Proceedings of IEEE COMCAS, 2013: 1-5.
- 17 Popoola W O, Ghassemlooy Z, Stewart B G. Pilot-assisted PAPR reduction technique for optical OFDM communication systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(7): 1374-1382.
- 18 Cho K, Yoon D. On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(7): 1074-1080.
- 19 Yu H, Lin Y R, Wei G. Distribution of PAR in DMT system[J]. Electronics Letters, 2003, 39(10): 799-801.
- 20 Wei S, Goeckel D L, Kelly P E. A modern extreme value theory approach to calculating the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM systems[C]. IEEE International Conference on Communications, 2002, 3: 1686-1690.
- 21 Berman S M. Asymptotic independence of the numbers of high and low level crossings of stationary Gaussian processes [J]. The Annals of Mathematical Statistics, 1971, 42(3): 927-945.