

doi:10.3788/gzxb20134212.1414

## 离散多音调制可见光通信链路的极限速率

李艳婷<sup>1</sup>, 李祝博<sup>2</sup>, 张红伟<sup>1</sup>, 师星辰<sup>1</sup>, 郑传涛<sup>1</sup>

(1 吉林大学 电子科学与工程学院 集成光电子学国家重点联合实验室吉林大学实验区, 长春 130012)

(2 清华大学 信息科学技术学院 电子工程系, 北京 100084)

**摘要:**为了从理论上揭示离散多音调制可见光链路极限通信速率与信噪比和误码率水平的关系, 分析了发送端/接收端的电光和光电转换关系式及广义可见光通信信道的传递函数, 在充分考虑可见光信道时/频域响应的基础上, 建立了完备的可见光通信系统数学模型, 分析并得到了可见光链路极限通信速率与信噪比和误码率水平的数学关系. 分析结果表明, 当系统信噪比一定时, 极限通信速率与误码率水平呈双 e 指数增长关系; 当系统误码率水平一定时, 极限通信速率与信噪比呈波尔兹曼函数关系. 在通用的大功率白光发光二极管和 PIN 探测器参量下, 当信噪比为 25 dB 且要求误码率小于  $10^{-3}$  时, 系统的极限通信速率为 200~228 Mbps, 该结果与实验报道结果(202~231 Mbps)具有较好的一致性. 本文给出的理论分析方法和数学模型也可用来估计任意离散多音调制可见光通信系统的极限速率, 从而在系统参量优化设计和元器件选型方面具有指导意义.

**关键词:**无线通信; 可见光通信; 离散多音调制; 极限通信速率; 信噪比

中图分类号: TH89

文献标识码: A

文章编号: 1004-4213(2013)12-1414-7

### Limit Communication Rate of Visible Light Communication Data-link Based on Discrete Multi-tone Modulation

LI Yan-ting<sup>1</sup>, LI Zhu-bo<sup>2</sup>, ZHANG Hong-wei<sup>1</sup>, SHI Xing-chen<sup>1</sup>, ZHENG Chuan-tao<sup>1</sup>

(1 State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, College of Electronic Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

(2 Department of Electronic Engineering, College of Information Science Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** In order to theoretically reveal the effects of signal-to-noise ratio and the required bit error rate level on limit communication rate of a discrete multi-tone data-link, in this paper, the electro-optical transfer function of the transmitter, the optical-electro transfer function of the receiver and the total transfer function of generalized visible light communication channel were analyzed. Mathematical modeling of discrete multi-tone visible light communication system was finally established by sufficiently considering the time- and frequency-domain responses of visible light communication channel. Formulative relations of limit communication rate versus signal-to-noise ratio and bit error rate level were derived. Analytical results show that, under definite signal-to-noise ratio, the limit communication rate reveals double-exponential increasing relation with bit error rate level; under definite bit error rate level, the limit communication rate reveals Boltzmann variation trend versus signal-to-noise ratio. With the universal white light emitting diode and PIN detector, when the signal-to-noise is 25 dB, the limit communication rate is within the range of 200~228 Mbps for requiring a bit error rate of  $<10^{-3}$ , which shows good agreement with the reported experimental results (202~231 Mbps). The novel theoretical analysis method

基金项目: 吉林省科技创新基金(No. 10ZC04)、吉林大学青年科技创新基金(No. 450060487479)和吉林大学大学生创新实验计划项目(No. 2013B51181)

第一作者: 李艳婷(1989-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为可见光通信系统. Email: ytli12@mails.jlu.edu.cn

通讯作者: 郑传涛(1982-), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为光电子器件与系统. Email: zhengchuantao@jlu.edu.cn

收稿日期: 2013-05-17; 录用日期: 2013-07-02

and mathematical modelling proposed in this paper can also be adopted to evaluate the limit communication rate of any discrete multi-tone visible light communication system, and therefore they are efficient in system parameter optimization and component selection during the design of such kind of systems.

**Key words:** Wireless communication; Discrete multi-tone; Visible light communication; Limit communication rate; Signal-to-noise ratio

## 0 引言

由于制作材料和工艺的进步,白光发光二极管(Light Emitting Diode, LED)具备了高效照明与通信的应用潜力<sup>[1-3]</sup>.与其它无线通信技术相比,可见光通信(Visible Light Communication, VLC)具有频带宽、无电磁干扰、无需频谱认证、设备安装方便等优势,成为近年来通信领域的研究热点<sup>[4-7]</sup>.正交频分复用(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM)作为一种多载波调制技术,不仅能够提高系统的数据传输速率,还可有效地抑制由信道衰落和多径延迟引起的码间干扰和载波间干扰,从而提高通信质量,已被广泛应用于VLC系统<sup>[8-9]</sup>.由于白光发光二极管仅能传输实载波,因此,人们提出了一种特殊的OFDM方式——离散多音调制(Discrete Multi-Tone, DMT).2009年来,利用DMT技术,在实验室环境下,Vucic等人在离线方式下先后报道了230 Mbps(单LED光源)<sup>[10]</sup>、513 Mbps(载波功率均衡)<sup>[11]</sup>以及803 Mbps(三基色LED和载波功率均衡)的VLC系统<sup>[12]</sup>;2012年,Khalid等人使用磷光LED和自适应DMT技术,实现了1 Gbps的数据传输<sup>[13]</sup>.本研究小组也已数值模拟并报道了基于DMT的VLC系统<sup>[14]</sup>.因此,采用复用方式实现信号多路传输以提高通信链路速率是VLC技术的主要发展趋势.

在实用化的DMT通信系统设计中,需要综合考虑系统信噪比、误码率水平以及对通信速率的具体需求,来优化设计系统的硬件参量,如发射信号交流功率、可见光探测器灵敏度、信号处理电路参量等.然而,在现有对DMT VLC系统的报道中,人们一般仅围绕如何增大通信速率展开研究,如采用载波功率均衡<sup>[11]</sup>、前后均衡<sup>[4]</sup>、预失真校正<sup>[9]</sup>等,并未阐述系统信噪比、误码率水平对系统极限通信速率(Limit Communication Rate, LCR)的影响和数学模型.鉴于此,本文详细分析了发送端/接收端的电光/光电转换关系式及VLC信道的传递函数,在充分考虑可见光信道时频响应的基础上,建立了完备的DMT通信系统模型.利用通用的大功率LED光源和PIN探测器,建立了仿真实验系统,最终从理论上揭示了可见光极限通信速率受信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)和误码率(Bit Error Rate,

BER)影响的作用关系式.

本文首先给出了DMT通信系统结构,其次,结合实验测试结果得到了广义可见光通信信道和DMT通信系统的完备数学模型;最后,建立了仿真实验系统,开展了模拟通信实验,并做了数据分析和对比讨论.

## 1 DMT可见光通信系统结构

基于DMT的VLC系统原理如图1所示,由三部分构成,信号发送端[包括:随机序列发生器、正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)编码、串并转换、快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transformation, IFFT)、广义VLC信道归一化、数模转换(Digital to Analogue Conversion, DAC)、Bias-Tee、白光LED光源、自由空间、可见光探测器、后均衡电路、前置放大电路、模数转换(Analogue to Digital Conversion, ADC)]和信号接收端[串/并转换、FFT、信源解码、信宿].一般而言,为了提高通信可靠性,在接收端的ADC中需要做过采样处理.在采用Matlab平台对通信系统建立数学模型时,信号编码/解码以及IFFT/FFT均有对应的已知函数,计算中可直接调用.因此建模中需要着重对广义VLC信道进行分析和建模.

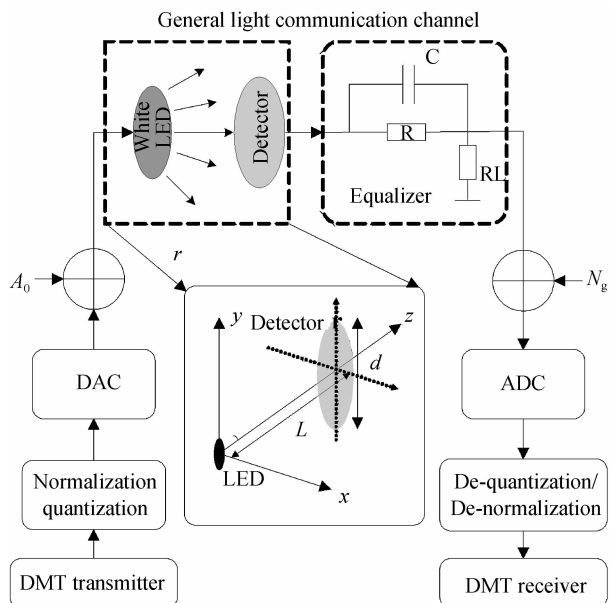


图1 DMT可见光通信系统结构与信道模型

Fig. 1 DMT VLC system structure and channel modeling

## 2 广义 VLC 信道时频响应分析与建模

根据所选择的元器件参量,综合信道的时、频域特性以及空间分布特性,建立可见光信道模型,从而得到 DMT 系统整体数学模型。

### 2.1 系统参量

在以下的建模与分析中,采用通用的暖白光大功率 LED、PIN 光电探测器、单色滤光片(波长为 550 nm,且对 550 nm 光的透过率为 1,即滤光片的增益为 1),通信距离固定为 1.0 m。具体参量如表 1。

表 1 系统建模中使用的参量

Table 1 Parameters list in system modeling

Parameters	Value
Selected wavelength $\lambda_0$ /nm	550
LED normalized spectrum (@550 nm)	0.75
LED's luminous efficiency related parameter $K_{EO}$ (@25 °C)/(lm · V <sup>-1</sup> )	6.06
LED half-value angle $\varphi_{1/2}$ (°)	55
Optical filter gain	1
Sensing area diameter of the detector $d$ /mm	2
Detector responsiveness $R$ (@550 nm)/(A · W <sup>-1</sup> )	0.53
Amplifying gain $KR_L$ /k $\Omega$	1
Communication distance $L$ /m	1
Modulation	M-QAM

### 2.2 后均衡化 VLC 信道的频域响应测试与建模

使用偏置高频余弦信号(角频率为  $\omega$ )驱动白光 LED,在接收端使用探测器(含 550 nm 滤光片)测量信道响应。由于接收端前置放大器的带宽为 2.2 GHz,远大于信号带宽,可不必考虑其对信道频率特性的影响。实验测得的可见光信道归一化频率响应如图 2 所示,它近似表示为

$$H_{LED}(\omega) = \exp(-\omega/\omega_b) \quad (1)$$

式中  $\omega_b = 2\pi \times 31 \times 10^6$  rad/s。由图 2 可见,响应曲线的斜率为  $s_{LED} = -0.28$  dB/MHz,信道的 3 dB 响

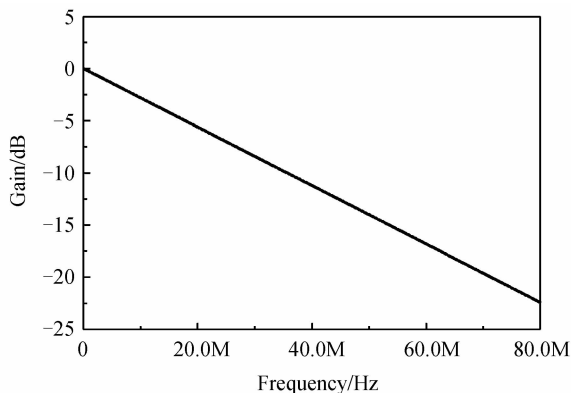


图 2 未引入后均衡时,实验测得的 VLC 信道的归一化幅频响应

Fig. 2 Experimental results of normalized amplitude response of VLC channel before post-equalization

应带宽仅有 10 MHz 左右,这限制了系统的通信速率,因此需要增加后均衡化电路(高通电路)对其进行补偿。

所设计的一阶 RC 后均衡化电路如图 1 所示,令后端前置放大器的输入电阻为  $R_L$ ,  $T = RC$ ,  $k = (R + R_L)/R_L$ ,则均衡电路的幅频响应为

$$|H_p(\omega)| = \frac{1}{k} \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T^2}{1 + \omega^2 T^2/k^2}} \quad (2)$$

由式(2)可计算得到均衡电路幅频特性曲线在 3 dB 点处的斜率,可表示为

$$s_p = 6\pi T / \sqrt{\frac{1}{1 - 2/k^2}} \quad (3)$$

欲达到均衡的效果,需要满足式(4)

$$s_p = -s_{LED} \quad (4)$$

均衡电路的均衡带宽为

$$BW_{max} \leq 20 \lg(k) / s_p \quad (5)$$

本系统中,设定均衡带宽  $BW_{max}$  为 100 MHz,负载电阻  $R_L = 50 \Omega$ ,利用式(2)、(3)和(4)计算出均衡电路的电阻  $R = 1200 \Omega$ ,均衡电容  $C = 12.5$  pF。均衡后,可见光信道的幅频响应  $|H(\omega)|$  为

$$|H(\omega)| = |H_{LED}(\omega)| \cdot |H_p(\omega)| \quad (6)$$

根据上述参量,实验测得的后均衡化 VLC 信道的幅频响应如图 3。可以看出,引入后均衡化后,尽管信道增益降低了,但信道的 3 dB 带宽由不足 10 MHz 被延展至 60 MHz。

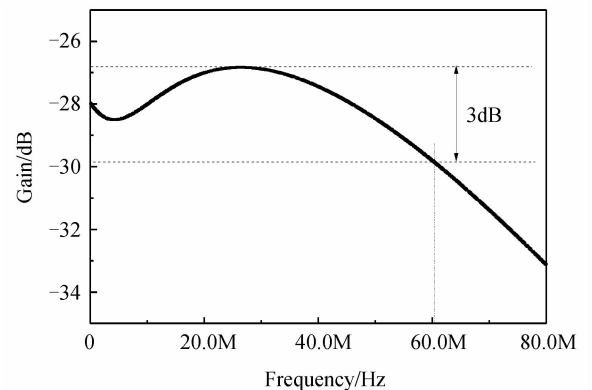


图 3 引入后均衡后,实验测得的 VLC 信道的幅频响应

Fig. 3 Experimental results of normalized amplitude response of VLC channel with post-equalization

### 2.3 广义 VLC 信道光强空间分布的建模与分析

根据大功率白光 LED 的伏安特性曲线和光通量/驱动电流关系曲线<sup>[15]</sup>,可知大功率 LED 的输出光通量与驱动电流近似成正比,且 LED 的驱动电流与电压也呈正比,从而输出光通量与驱动电压呈正比,设该比例系数为  $K_{EO}$ ,则整个发光光谱内 LED 输出的光通量(单位:lm)为

$$\psi(t) = K_{EO}s(t) \quad (7)$$

式中  $s(t)$  为驱动白光 LED 的交流信号。

建立的白光 LED 和探测器的物理模型如图 1. 定义沿 LED 发光轴的最大发光强度为  $I_{0\max} = \max_{\lambda} I_0(\lambda)$ , 同时令 LED 的归一化光谱响应为  $T(\lambda)$ . 对于波长为  $\lambda$  的光, 当其出射光线与发光轴的夹角为  $\varphi$  时, 根据近朗伯光源的光强分布模型可知, 该光线的强度为

$$I(\lambda, \varphi) = I_{0\max} \cdot T(\lambda) \cdot \cos^m(\varphi) \quad (8)$$

式中  $m$  为发光阶次, 其值由式  $m = -\frac{\ln 2}{\ln(\cos \varphi_{1/2})}$  确定,  $\varphi_{1/2}$  为半值角. 因此, 针对波长为  $\lambda$  的光, LED 的发光功率为

$$P(\lambda) = I_{0\max} T(\lambda) \int_{\Omega} \cos^m(\varphi) d\Omega \quad (9)$$

利用式(9), 若取 LED 的发光面为半球面(即积分区间  $\Omega$  为半球面), 则可得到光源的辐射光功率为

$$P(\lambda) = \frac{2\pi}{m+1} \cdot I_{0\max} T(\lambda) \quad (10)$$

利用关系  $\psi = 683 \int P(\lambda) V(\lambda) d\lambda$ , 即

$$\psi = 683 \frac{2\pi}{m+1} I_{0\max} \int T(\lambda) V(\lambda) d\lambda \quad (11a)$$

式中  $V(\lambda)$  为人眼归一化的视觉函数. 根据式(11a) 计算得到

$$I_{0\max}(t) = \frac{(m+1)}{1366\pi \int_{\lambda} T(\lambda) V(\lambda) d\lambda} K_{\text{EOS}}(t) \quad (11b)$$

选择通信波长为  $\lambda_0 = 550 \text{ nm}$ , 其沿发光轴的发光强度为  $I_{0\max}(t) T(\lambda_0)$ . 假设探测器敏感面相对 LED 发光点足够远, 可近似认为探测器敏感面上各点的发光强度相同, 且令探测器敏感面垂直于 LED 发光轴, 因此, 探测器接收到的波长为  $550 \text{ nm}$  的光功率  $P_r$  为

$$P_r(t) = \left[ \frac{(m+1)}{1366 \int_{\lambda} T(\lambda) V(\lambda) d\lambda} K_{\text{EOS}} T(\lambda_0) \frac{1}{L^2} \frac{d^2}{4} \right] \cdot$$

$$s(t) = K_{\text{TOT}} s(t) \quad (12)$$

式中  $L$  为通信距离,  $d$  为探测器直径. 探测器输出的电信号(经前置放大处理)为

$$r'(t) = R(\lambda_0) K_{\text{TOT}} s(t) \quad (13)$$

式中  $R(\lambda_0)$  为探测器的响应度.

若考虑可见光通信信道的频率响应, 可得探测器的输出信号的频域表达式为

$$r(\omega) = H(\omega) R(\lambda_0) K_{\text{TOT}} s(\omega) \quad (14)$$

因此, 广义可见光通信信道的增益为

$$G(\omega) = K_{\text{TOT}} \cdot R(\lambda_0) \cdot H(\omega) \quad (15)$$

## 2.4 DMT 系统的整体数学模型

令经过 QAM 编码后进入 IFFT 的数据为  $X(k)$ , IFFT 后的数据为  $x(n)$ , 载波个数为  $N$ . 根据 IFFT 定义式有

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \cdot 2\pi \frac{k}{N} n}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (16)$$

由于经过 IFFT 计算后的数据  $x(n)$  有正有负, 且不同的 DAC 的分辨率和参考电压不同, 因此需要对  $x(n)$  进行归一化及量化处理. 令  $x(n) = x_R(n) + j \cdot x_I(n)$ , 由于在 IFFT 之前已进行镜像处理, 因此  $x(n)$  的虚部为 0, 只需对  $x(n)$  的实部数据  $x_R(n)$  做归一化. 设在 QAM 复平面上, 由原点指向  $X(k)$  对应点的射线为  $l$ , 它与实轴正半轴的夹角为  $\varphi$ , 根据式(16)可知

$$-|X_{\max}(k)| \cdot N \leq x_R(n) = \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)| \cos\left(\varphi + \frac{2\pi kn}{N}\right) \leq |X_{\max}(k)| \cdot N \quad (17)$$

式中,  $|X(k)|$  为  $X(k)$  点的幅值,  $|X_{\max}(k)|$  为  $|X(k)|$  的最大值. 令归一化后的数据为  $x'_R(n)$ , 采用线性变换归一化方法, 有

$$x'_R(n) = \frac{x_R(n) + N|X_{\max}(k)|}{2|X_{\max}(k)|} \quad (18)$$

令 DAC 的分辨率为  $R_1$ , LED 驱动电路参考电压为  $V_{\text{ref1}}$ , 量化后的数据为  $x'_R(n)$ ,  $N|X_{\max}(k)| = A$ , 则经 DAC 处理后发送到信道中的数据  $s(nT_s)$  可表示为

$$s(nT_s) = \text{Int} \left[ \frac{x'_R(n) + A}{2A} \cdot 2^{R_1} \right] \cdot \frac{V_{\text{ref1}}}{2^{R_1}} \quad (19)$$

式中  $T_s$  为 DAC 相邻数据点的时间间隔. 设与  $s(nT_s)$  对应的连续信号为  $s(t)$ , 对其做傅里叶变换可得

$$s(\omega) = F[s(t)] \quad (20)$$

考虑广义 VLC 信道的时、频域响应, 我们得到探测器(含偏置电路、均衡电路以及前置放大电路)的输出信号为

$$r(t) = F^{-1}[G(\omega) \cdot s(\omega)] + N_g \quad (21)$$

式中  $N_g$  为 VLC 信道中高斯白噪声. 令接收端 ADC 的分辨率为  $R_2$ , 参考电压为  $V_{\text{ref2}}$ . 解量化过程为 ADC 对接收到的信号  $r(t)$  做采样处理, 令解量化后得到的数据序列为  $y(n)$ , 则

$$y(n) = \text{Int} \left[ \frac{r(nT_s)}{V_{\text{ref2}}} \cdot 2^{R_2} \right] \cdot \frac{V_{\text{ref2}}}{2^{R_2}} \quad (22)$$

根据 FFT 定义式, 可知 FFT 后的数据为

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j \cdot 2\pi \frac{k}{N} n} \quad (23)$$

令训练序列为  $P(k)$ , 恢复出的训练序列为  $P'(k)$ , 可估计得出 VLC 信道增益为  $\hat{G}(k)$ , 则

$$\hat{G}(k) = \frac{P'(k)}{P(k)} \quad (24)$$

考虑估计得到的信道增益, 最终得到译码前的数据为

$$\hat{X}(k) = \hat{G}(k) \cdot Y(k) \quad (25)$$

最后对  $\hat{X}(k)$  进行译码即可得到原序列。

### 3 结果与分析

#### 3.1 模拟实验与性能参量定义

根据第2节对广义 VLC 信道的理论分析,本文编写了实现 DMT 通信的模拟实验程序,按照 DMT 通信流程,对发送数据和接收数据进行对比,从而得到误码率、信噪比等参量.截取了一段 DAC 发出的 DMT 数据波形和与其对应的 ADC 接收到的 DMT 数据波形,如图4所示,图中计算得到接收信号的信噪比约为 25 dB.从图中可以看出,通过 VLC 信道传输后,信号幅度发生变化,同时受信道频率响应的作用,信号尖峰处的形状稍微发生了变化.这些都与理论分析结果相符.

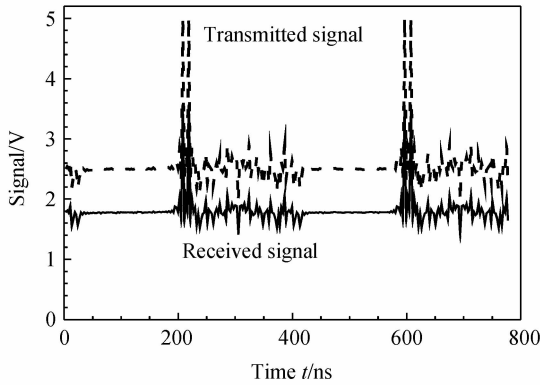


图4 模拟实验观测到的 DMT 发送和接收波形

Fig. 4 Transmitted and received DMT waveforms from simulation experiments

对关键参量的定义及说明如下:

1) 利用随机数发生器产生高斯白噪声  $N_g$ , 将其与 DMT 数据流叠加后生成含噪信号, 进而可计算出信噪比, 定义为

$$\text{SNR} = \frac{\int |F^{-1}[G(\omega) \cdot s(\omega)]|^2 dt}{\int |N_g|^2 dt} \quad (26)$$

2) 系统的误码率定义为

$$\text{BER} = \sum_k \hat{X}(k) \oplus X(k) \quad (27)$$

3) 系统有效通信速率由两个因素决定: 一是 DAC 相邻数据点的间隔时间(也定义为采样时间, 由  $T_s$  表示), 二是编码方式的选择(M-QAM). 调整  $T_s$  可对有效通信速率进行微调, 调整编码方式可对有效通信速率进行粗调. 有效通信速率的定义为

$$\text{CR} = \frac{\log_2 M}{T_s} (\text{bps}) \quad (28)$$

#### 3.2 系统误码率, 通信速率以及信噪比间的关系

计算中取  $T_s = 1/8 \mu\text{s}$ , 分别采用 4-QAM、16-QAM、32-QAM、64-QAM、128-QAM 及 256-QAM

编码方式来改变系统的通信速率, 可使通信速率由 16 Mbps 增大至 64 Mbps. 在各通信速率下, 我们改变随机高斯白噪声的方差改变系统信噪比, 从而计算得到各信噪比条件下误码率与通信速率之间的关系曲线如图5所示. 由图5可见, 在信噪比一定的条件下, 误码率随通信速率的增大而增大; 而当通信速率一定时, 误码率随信噪比的降低而增大. 因此, 系统的通信速率与误码率水平和信噪比均有关系.

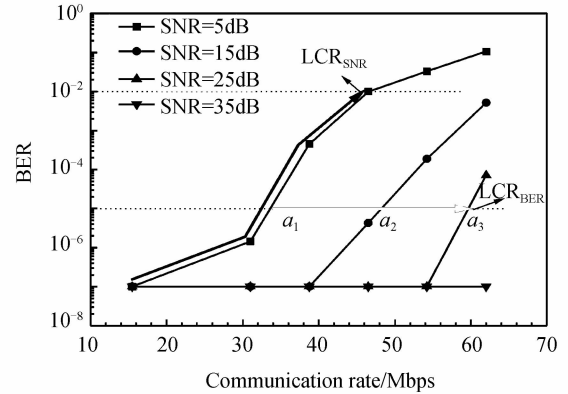


图5 误码率随通信速率的变化曲线

Fig. 5 Relation between BER and communication rate

根据对图5的分析, 引入极限通信速率, 讨论如下:

1) 在一定的信噪比条件下, 如果要求误码率小于一定水平, 则一定存在一个最大的通信速率(定义为极限通信速率, LCR), 当通信速率大于该值时, 误码率将大于设定水平. 此时的极限通信速率可定义为误码率水平的函数, 即

$$\text{LCR}_{\text{SNR}=\text{SNR}_0}(\text{BER}_0) = \max\{CR | \text{BER} < \text{BER}_0\}_{\text{SNR}=\text{SNR}_0} \quad (29)$$

2) 在一定的误码率水平下, 若信噪比越大, 允许的极限通信速率越大, 即极限通信速率与误码率呈函数关系, 定义为

$$\text{LCR}_{\text{BER} < \text{BER}_0}(\text{SNR}) = \max\{CR(\text{SNR}) \cdot |\text{BER}_{\text{CR}(\text{SNR})} < \text{BER}_0|\} \quad (30)$$

#### 3.3 系统极限通信速率与误码率水平的关系

为了明确极限通信速率与误码率水平之间的关系, 我们开展了如下模拟通信实验: 将信噪比固定为 25 dB, 编码方式固定为 256-QAM, 通过改变  $T_s$  调整通信速率. 在此信噪比条件下, 误码率随通信速率的变化关系如图6(a)所示. 根据图示水平线所标注的各误码率水平, 可以确定出最大的通信速率, 如, 误码率水平为  $10^{-4}$  时, 最大通信速率为 200 Mbps; 误码率水平为  $4 \times 10^{-1}$  时, 最大通信速率为 512 Mbps, 等. 根据各误码率水平及其对应的极限通信速率, 我们绘制了二者之间的关系曲线, 如图6(b)所示. 当信噪比为 25 dB 时, 若要求系统的误码

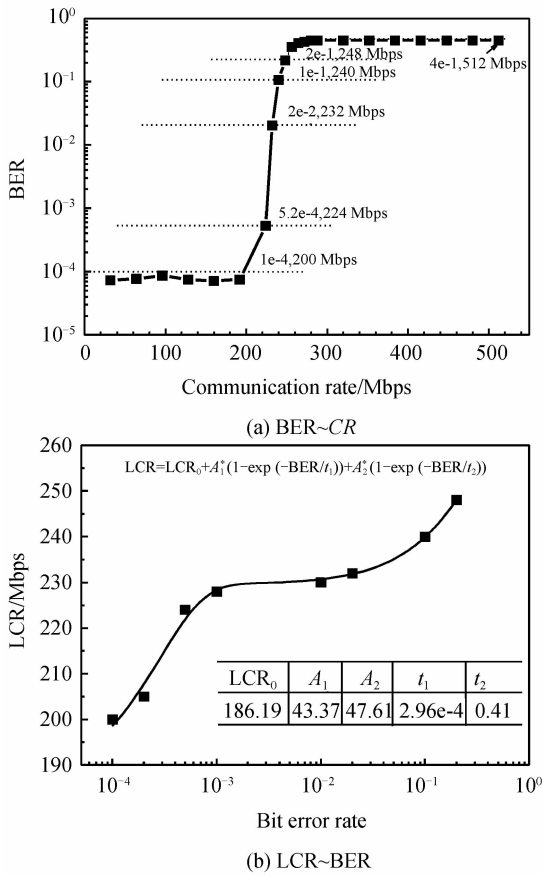


图6 信噪比为 25 dB 时,误码率与通信速率的关系  
Fig. 6 Relation between BER and communication rate, where SNR is 25 dB

率小于  $10^{-3}$ , 极限通信速率约为 228 Mbps.

同时,根据图 6(b)中离散数据点,我们得到了极限通信速率与误码率水平之间的拟合关系曲线,发现 LCR 与误码率水平呈双 e 指数增长趋势,函数关系为

$$LCR = LCR_0 + A_1 \times [1 - \exp(-BER/t_1)] + A_2 \times [1 - \exp(-BER/t_2)] \quad (31)$$

式中,LCR<sub>0</sub> 为误码率无限小 ( $<10^{-6}$ ) 时通信速率,信噪比越大,LCR<sub>0</sub> 越大,系统的性能越好. A<sub>1</sub>、A<sub>2</sub>、t<sub>1</sub>、t<sub>2</sub> 为曲线拟合参量,与信噪比无直接关系.

在确定的信噪比条件下,利用上述关系式,根据系统要求的误码率水平,可以方便地估计出系统所允许的极限通信速率.

### 3.4 系统极限通信速率与信噪比的关系

为了明确一定误码率水平下,系统的极限通信速率与信噪比的关系,开展了如下模拟实验:将编码方式固定为 256-QAM,通过改变  $T_s$  调整通信速率,同时通过改变高斯白噪声的方差来改变信噪比.在不同的信噪比条件下,计算得到的误码率随通信速率的变化曲线如图 7(a)所示.计算中为了得到更多的数据点,将信噪比的步长取得足够小.在图 7(a)中,取三个误码率水平,即  $10^{-2}$ 、 $2 \times 10^{-3}$  和  $10^{-4}$ .在

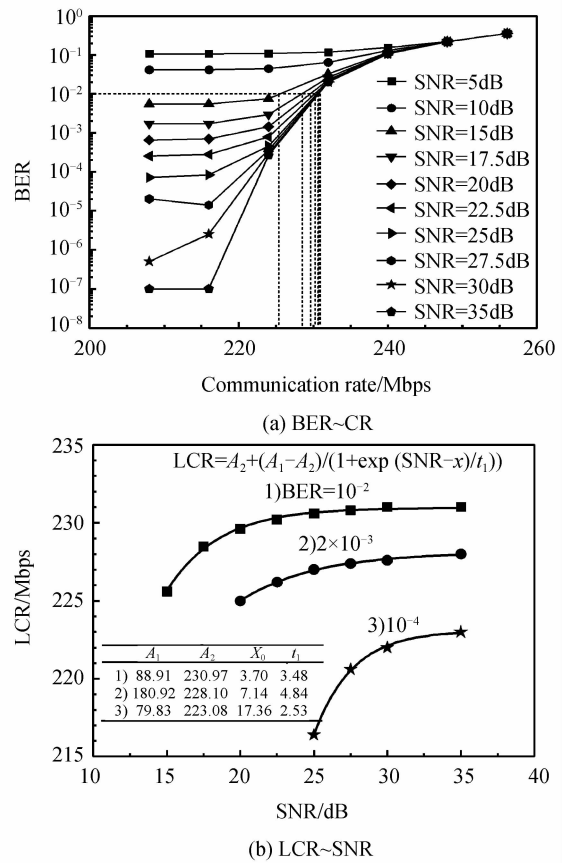


图7 编码方式为 256-QAM 时,误码率、通信速率与信噪比的关系曲线  
Fig. 7 Relations among BER, CR and SNR, where the modulation is 256-QAM

各误码率水平要求下,若系统的信噪比为 35 dB,则极限通信速率分别可达 231、228 和 223 Mbps.

根据式(30),得到了各误码率水平下的极限通信速率随信噪比的关系曲线,如图 7(b)所示.根据图 7(b)中的离散数据点,对三种情况下的系统极限通信速率与信噪比的关系做了拟合.拟合结果显示,当系统的硬件参量及所要求误码率水平一定时,LCR 随信噪比呈波尔兹曼函数关系,即

$$LCR = A_2 + (A_1 - A_2) / \{1 + \exp[(SNR - x_0) / t_1]\} \quad (32)$$

式中 A<sub>2</sub> 为信噪比无限大时系统的通信速率, A<sub>2</sub> 越大,系统的性能越好. A<sub>1</sub>、x<sub>0</sub>、t<sub>1</sub> 为曲线拟合参量,与信噪比无直接关系.

若系统实际通信速率大于由式(32)计算得到的通信速率,则系统的误码率将不能维持在设定水平.由此,可以根据系统误码率水平要求,确定系统最佳的信噪比,使得在该信噪比下,系统的速率达到最大.

### 3.5 与实验结果的对验证

若无前向纠错时系统的误码率为  $10^{-3}$ ,则引入前向纠错后,系统误码率可降至  $10^{-16}$  量级,完全满足实用化要求,因此无论本文的仿真还是实验报道

(如文献[10])中一般选择  $10^{-3}$  作为无纠错时的误码率水平. 由于文献[10]采用的光源和探测器参量与本文近似一致, 并且也使用 QAM 和 DMT 调制方式, 因此我们将本文的理论分析与计算结果与文献[10]的实验结果做了对比, 如表 2 所示. 区别在于, 文献[10]通过改变光源亮度(550~1100 lx)调节信噪比, 而本文在计算中直接调节信噪比(表 2 对比中直接取信噪比为 25 dB). 对比可见, 在上述亮度调节范围内, 实验测得的最大通信速率约为 202~231 Mbps, 误码率  $< 10^{-3}$ , 与本文计算呈现出较好的一致性(速率为 200~228 Mbps, 误码率为  $10^{-4} \sim 10^{-3}$ ). 这表明本文的理论分析方法和相关公式具有较好的准确度, 并可满足工程设计需要.

表 2 本文理论计算结果与文献[10]中实验结果的对比

Table 2 Comparison between the calculation results of this paper and the experimental results in Ref. [10]

	Experimental (Ref. [10])	Theory (this paper)
Brightness level/lx	550~1 100	/
SNR level/dB	/	25
Distance/m	0.7	1.0
BER level	$< 10^{-3}$	$10^{-4} \sim 10^{-3}$
CR/Mbps	202~231	200~228

## 4 结论

本文详细分析了 DMT VLC 系统发送端和接收端的电光/光电转换关系式及广义 VLC 信道的传递函数, 建立了完备的 DMT 通信系统数学模型. 编写了模拟通信程序, 计算了系统 LCR 与 SNR 和 BER 水平的关系. 结果显示, 当系统的硬件参量及信噪比一定时, LCR 随 BER 呈双 e 指数增长关系; 当系统的硬件参量及 BER 水平一定时, LCR 随 SNR 呈波尔兹曼函数关系. 本文给出的分析方法和相关结论也可用来估计任意 DMT 通信系统的 LCR, 对系统参量优化设计和元器件选型方面具有指导意义.

### 参考文献

[1] WANG Yong, CAO Jia-nian. Performance analysis of atmospheric laser communication system based on asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing intensity modulation[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2011, **40**(1): 36-40.  
王勇, 曹家年. 大气激光通信非对称限幅光正交频分复用技术[J]. *光子学报*, 2011, **40**(1): 36-40.

[2] LUO Xiao-xia, LIU Hua, Lu Zhen-wu, *et al.* Automated optimization of free-form surface lens for LED collimation[J].

*Acta Photonica Sinica*, 2011, **40**(9): 1361-1366.  
罗晓霞, 刘华, 卢振武, 等. 实现 LED 准直照明的优化设计[J]. *光子学报*, 2011, **40**(9): 1361-1366.

[3] LIAO Jin-sheng, YOU Hang-ying, WEN He-rui, *et al.* Synthesis and luminescence properties of La<sub>2</sub>(WO<sub>4</sub>)<sub>3</sub>BEu<sub>3</sub> + red phosphors as LED application[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2011, **40**(5): 658-661.  
廖金生, 游航英, 温和瑞, 等. LED 用 La<sub>2</sub>(WO<sub>4</sub>)<sub>3</sub>BEu<sub>3</sub> + 红色荧光粉合成及光谱性能[J]. *光子学报*, 2011, **40**(5): 658-661.

[4] MINH H L, O'BRIEN D, FAULKNER G, *et al.* 100-Mb/s NRZ visible light communications using a postequalized white LED[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, **21**(15): 1063-1065.

[5] LEE K, PARK H, BARRY J R. Indoor channel characteristics for visible light communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, **15**(2): 217-219.

[6] YANG Yu, LIU Bo, ZHANG Jian-kun, *et al.* A visible light communication system based on high-power illumination LED lamp[J]. *Journal of Optoelectronics · Laser*, 2011, **22**(6): 804-807.  
杨宇, 刘博, 张建昆, 等. 一种基于大功率 LED 照明灯的可见光通信系统[J]. *光电子·激光*, 2011, **22**(6): 804-807.

[7] ZHANG S, SCOTT W, JONATHAN J D, *et al.* 1.5 Gb/s multi-channel visible light communications using CMOS-Controlled GaN-based LEDs [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, **31**(8): 1211-1216.

[8] KURT T, YONGACOGU A, YVES J. OFDM and externally modulated multi-mode fibers in radio over fiber systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, **5**(10): 2669-2674.

[9] LEE D, CHOI K, KIM K, *et al.* Visible light wireless communications based on predistorted OFDM [J]. *Optics Communications*, 2012, **285**(7): 1767-1770.

[10] VUCIC J, KOTTKE C, NERRETER S, *et al.* White light wireless transmission at 200+ Mb/s net data rate by use of discrete-multitone modulation [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, **21**(20): 1511-1513.

[11] VUCIC J, KOTTKE C, NERRETER S, *et al.* 513 Mbit/s visible light communications link based on DMT-modulation of a white LED [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, **28**(24): 3512-3518.

[12] VUCIC J, KOTTKE C, HABEL K, *et al.* 803 Mbit/s visible light WDM link based on DMT modulation of a single RGB LED luminary[C]. OSA/OFC/NFOEC, 2011.

[13] KHALID A M, COSSU G, CORSINI R, *et al.* 1-Gb/s transmission over a phosphorescent white LED by using rate-adaptive discrete multitone modulation[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2012, **4**(5): 1465-1473.

[14] TIAN Chong-wen, LI Yan-ting, YE Wei-lin, *et al.* Performance study of an OFDM visible light communication system based on white LED array [J]. *Optoelectronics Letters*, 2011, **7**(6): 449-452.

[15] Philips Luminleds Lighting Company. LUXEON warm white emitter and star[DB/OL]. [https://www1.elfa.se/data1/wwwroot/assets/datasheets/xbLumileds\\_LED-Superhell-warmw\\_EN.pdf](https://www1.elfa.se/data1/wwwroot/assets/datasheets/xbLumileds_LED-Superhell-warmw_EN.pdf)