

离散多音频塑料光纤通信系统容量计算

苗圃^{1,2} 吴乐南²¹华东电子工程研究所, 安徽 合肥 230031²东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096

摘要 针对未编码离散多音频调制(DMT)的阶跃折射率塑料光纤(SI-POF)通信系统传输容量的计算,采用均匀功率谱密度(PSD)注入的方法,对SI-POF强度调制直接检测(IM/DD)的通信传输进行数学建模。借助一阶低通和高斯低通信道模型,推导出基于信噪比(SNR)间隔的信道容量和最佳使用带宽的数学计算模型。在不同使用带宽下对系统容量进行了理论分析与数值计算,并分别取不同长度的SI-POF进行实物传输测试。理论计算和传输实验表明了该计算模型的准确性,且信道容量与等效信噪比呈正向分布,与传输距离呈反向变化;使用优化的传输带宽可以减小传输速率的损失。该模型可有效用于SI-POF通信系统的容量计算和最优带宽预测。

关键词 光通信; 调制技术; 塑料光纤; 最优带宽; 信道容量

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP53.010604

Capacity Calculation of Polymer Optical Fibers Communication Channels Based on Discrete Multitone Modulation

Miao Pu^{1,2} Wu Lenan²¹No.38 Research Institute of CECT, Hefei, Anhui 230031, China²School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China

Abstract Considering the calculation of channel capacity of the step-index polymer optical fiber (SI-POF) communication system within the uncoded discrete multitone modulation (DMT), the intensity modulated direct detected (IM/DD) transmission scheme is mathematically modeled, and a novel uniform power loading technique is used to evaluate and calculate the maximum achievable data rate. With the help of Gaussian and first-order low pass filter channel model, the theoretical expressions for the optimal bandwidth and realistic capacity of SI-POF system are derived based on signal to noise ratio (SNR) gap. The numerical calculations with different equivalent SNRs and occupied bandwidths are compared and the real experimental transmissions with several fiber lengths are also implemented. The results demonstrate that the channel capacity is positively distributed to the equivalent SNR, yet inverse with the fiber lengths. Adopting the optimum bandwidth can effectively reduce the transmission rate loss. By the analysis, the accurate prediction of capacity is beneficial to the POF system designing.

Keywords optical communications; modulation technique; polymer optical fiber; optimum bandwidth; channel capacity

OCIS codes 060.2330; 060.2310

1 引言

塑料光纤(POF)由于纤芯粗、柔韧性好、价格低廉、抗电磁干扰、易于光器件连接等优点引起了众多国内外专家学者的关注,基于POF的短距离通信系统应用研究也取得了突出的成果^[1-4]。与石英玻璃光纤、双绞线和同轴电缆等传统的传输系统相比,POF不仅可满足语音、可视电话、高清晰数字点播和电视会议等室内互联网大容量多媒体通信业务高速率的数据传输需求,而且安装简单维护费用低,能够为网络建设提供低成本解决方案,因此在短距小区域局域网通信中具有明显的竞争优势和深远的发展前景^[5]。但是其数值孔径(NA)较大(NA=0.5),以致存在较为严重的模式色散,制约了传输带宽,降低了系统传输容量^[6]。

收稿日期: 2015-07-15; 收到修改稿日期: 2015-08-23; 网络出版日期: 2015-12-23

基金项目: 国家自然科学基金(61271204)、江苏省研究生科研创新计划(CXZZ13_0101)

作者简介: 苗圃(1987—),男,博士,工程师,主要从事通信信号处理方面的研究。E-mail: mpvae@seu.edu.cn

相关实验研究表明,采用先进的具有较强抗衰落能力的信号调制体制和处理算法可以克服POF的带宽瓶颈限制^[5-6]。离散多音频调制(DMT)作为一种类似正交频分复用(OFDM)的多载波调制技术^[7],具有良好的抗多径衰落和抗频率选择性衰落的能力,已经广泛应用在非对称用户数据线(ADSL)和有线数字视频广播(DVB-C)中,并取得了较高的频谱效率。结合低成本的强度调制直接检测(IM/DD)的光通信传输方式,将DMT技术应用于POF通信系统中来提高数据速率、扩充系统容量和改善传输性能,是众多研究者关注的热点^[8-11]。“POF-ALL”和“POF-PLUS”作为欧盟基金第6框架(EU FP6)和第7框架(EU PF7)计划下的项目组是较为活跃的研究组织代表^[12]。

采用DMT技术的最大优点就是可以根据POF子信道的瞬时特性动态地分配数据速率和传输功率,能有效提高系统容量,且充分利用信道资源^[7-8]。根据传输速率或发送功率指标要求,结合相应的比特功率分配算法,比如速率最大化的Levin-Campello算法^[13]和系统余量最大化的Chow算法^[14]等,可进一步提升系统容量。速率自适应的POF通信系统的实验研究也频见报道,Tangdionga等^[4,15-16]就是借助Chow算法,通过不断配置优化调制参数,分别使用不同的谐振腔发光二极管(RC-LED)或者垂直腔表面发射激光器(VCSEL),在50 m阶跃折射率(SI)的POF上实现了1 Gb/s以上的传输速率。从众多的实验结果和研究中可以看出,在不同的电光和光电转换器件、不同的光纤媒介以及配置不同调制参数情况下,SI-POF通信系统所取得的最大传输速率截然相异。因此在实用中,对SI-POF通信系统在不同的传输条件下可承载的传输容量的预测与估计就显得极为重要^[17]。根据不同的传输指标要求,合理选择系统参量。Lee等^[18]分析了SI-POF通信系统的IM/DD信道模型,在理想最优输入功率的情况下数值计算了系统的信道容量,但只是在星座规模的量化精度可允许无限小的假设下,在带限信道上实现信道容量的理论计算。而实际系统中,调制方式星座点数是离散的,且输入信号理想的最优功率谱分布与采用了比特功率分配算法的实际情况下输入信号功率谱的近似均匀分布不相符。因此,该模型的数值计算值要远远大于实际最大传输速率,还不足以对实际系统容量做出精确预测和估计。借鉴文献[18-19],综合考虑了光电调制器件和光纤媒介等因素,基于一阶低通和高斯低通信道模型,给出了一种均匀功率谱密度约束下DMT信号的带宽优化和可传输容量的计算方法,借助数值计算研究了使用带宽和最大传输速率的变化特性,旨在对实际SI-POF的最大可传输容量和最优使用带宽做出精确预测和计算。

2 IM/DD 塑料光纤传输系统

2.1 IM/DD 光通信

IM/DD结构实现简单、设备成本小且对器件要求较低^[3]。基于POF的IM/DD通信结构如图1所示,载有信息的双极性电调制信号 $x(t)$ 与偏置电流 I_{dc} 相加后形成单极性信号 $x'(t)$, $x'(t)$ 直接驱动调制光电二极管或激光器的光强度 $P_o(t)$,完成电光信号的转换,光信号经过POF传输后由光电检测器捕获转换成电信号,跨阻放大器(TIA)放大至适合模拟数字转换器(ADC)转换范围内的接收电信号 $V(t)$, $V(t)$ 经过电域解调器后得到相应的接收信息。

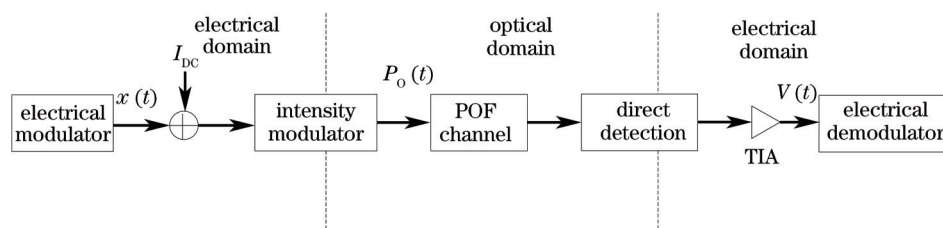


图1 IM/DD 光通信系统

Fig.1 IM/DD optical communication system

通常情况下,国际电工委员会A4a类标准的1 mm大芯径聚甲基丙烯酸甲酯(PMMA)材料的SI-POF是短距离通信系统中普遍使用的传输介质。由于其在650 nm处的损耗约为150 dB/km,因此,在发射端,大多使用带宽为100~150 MHz、波长为650 nm的廉价RC-LED作为光强度调制器;在接收端,PIN结光电二极管由于性价比高而倍受青睐。根据文献[20]的测量结果,SI-POF的幅频响应可近似拟合为高斯低通滤波器 $H_{Gau}(f)$ 和一阶低通滤波器 $H_{LP}(f)$,分别表示为

$$|H_{\text{Gau}}(f)|^2 = \exp\left[-\left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right], \quad f_0 = \frac{f_{3\text{dB}}}{\sqrt{\ln 2}}, \quad (1)$$

$$|H_{\text{LP}}(f)|^2 = \left[1 + \left(\frac{f}{f_{3\text{dB}}}\right)^2\right]^{-1}, \quad (2)$$

式中 $f_{3\text{dB}}$ 为-3 dB带宽。纤长 50 m 的 PMMA-SI-POF(Eska™ Mega) 的系统响应测量值与 $H_{\text{Gau}}(f)$ 和 $H_{\text{LP}}(f)$ 数值拟合对比如图 2 所示,可以看出, $H_{\text{Gau}}(f)$ 和 $H_{\text{LP}}(f)$ 在低频区域与 POF 实测曲线具有较大的近似性,而在高频区域则误差较大。但在实际 POF 传输中,考虑到光纤损耗与检测器的灵敏度等因素,用于设计发送信号的带宽通常不超过 250 MHz。因此,可使用(1)式或(2)式的信道模型对 SI-POF 的传输容量进行数值估算。

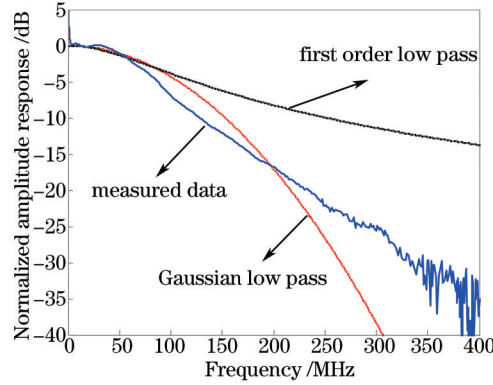


图 2 SI-POF 的 IM/DD 信道频率响应

Fig.2 IM/DD channel frequency response curves

2.2 DMT 调制

DMT 调制将高速率的信号串并变换(S/P)为低速率的并行数据并通过相移键控(PSK)或正交幅度调制(QAM)映射为子载波的幅度和相位信息,经离散傅里叶变换(IFFT)和并串变换(P/S),加入循环前缀(CP)后产生时域离散 DMT 信号^[10]。

N 个子载波调制的 DMT 信号 $u(k)$ 可表示为

$$u(k) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{2N-1} C_n \exp\left(\frac{j2\pi nk}{2N}\right), \quad k = 0, 1, \dots, 2N-1, \quad (3)$$

其中 C_n 为星座图映射符号,满足 $C_{2N-n} = C_n^*$,且有 $C_0 = C_N = 0$ 。为了避免符号间(ISI)干扰,对 $u(k)$ 添加长度大于 SI-POF 信道时延扩展的 CP 数据,经数模转换(D/A)后形成模拟 DMT 信号 $x(t)$ 。

3 输入功率分配

3.1 Water-Pouring 原理

图 1 中接收机部分的噪声主要来自光电检测器和 TIA,以热噪声为主。因此,SI-POF 系统的干扰噪声可建模为加性高斯白噪声(AWGN)^[8]。理想情况下,忽略信号在光电域之间转换效率等因素。假设 IM/DD 信道传输带宽为 W ,噪声和发送信号的功率谱密度分别为 $G_n(f)$ 和 $P(f)$ 。信号平均发射功率为恒值,满足:

$$\int_w P(f)df \leq P_a, \quad (4)$$

式中 P_a 为 $x(t)$ 平均功率。经过 POF 传输后,由香农公式可计算出其信道容量 C 为^[18,21]

$$C = \int_w \left\{ \frac{1}{2} \log \left[1 + \frac{P(f)|H(f)|^2}{G_n(f)} \right] \right\} df. \quad (5)$$

$P(f)$ 的分布情况未知,而由 Water-Pouring 定理则可得到 $P(f)$ 的最优分布满足

$$P_{\text{opt}}(f) = \begin{cases} v - \frac{G_n(f)}{|H(f)|^2}, & f \in W \\ 0, & f \notin W \end{cases}, \quad (6)$$

v 为未知量,其值可由方程 $P_a = \int_w \left[v - \frac{G_n(f)}{|H(f)|^2} \right] df$ 计算出。(6)式是 Water-Pouring 算法中常用的核心公式,

$P_{opt}(f)$ 就是信道容量最大时输入信号的最佳功率谱分布,是一种最佳解决方案。但该方法需要无限小的星座规模量化精度,子载波分配的比特数 $b_i(i=1, \dots, N)$ 可能会出现非整数情况。因此,将(6)式代入(5)式理论计算结果要远大于实际最大可传输速率。

3.2 实际情况下的功率分配

实际工程中通常采用次最优分配方案 Levin-Campello 算法或 Chow 算法以解决 b_i 非整数问题^[14-16]。以 50 m 的 PMMA-SI-POF 传输为例,目标误码率 $R_{BE} = 10^{-3}$,采用 Chow 算法,在不同目标速率 v_c 约束下,DMT 子载波功率 p_i 分配如图 3 所示。可以看出:随着 v_c 逐渐增大, p_i 与平均值间的差异大多在 ± 2 dB 之间波动,在可用带宽内近似为均匀分布。可推断,输入信号功率谱均匀分布更接近实际传输速率最大时的信号功率分配^[22]。因此,输入 $P(f)$ 采用均匀分布计算得到 POF 信道容量更接近实际最大可传输容量。

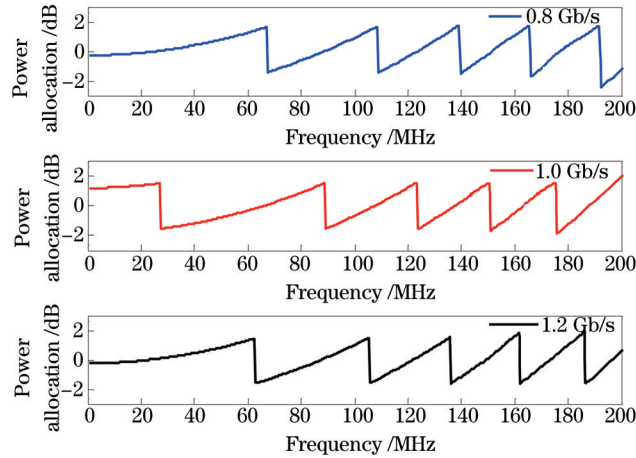


图 3 不同目标速率约束下 DMT 的子载波功率分配变化

Fig.3 Power allocations with different transmission rates

4 均匀功率注入下的系统容量

由图 1,调制信号 $x(t)$ 在 $W=[-f_u, f_u]$ 内具有均匀的功率谱密度,满足

$$P(f) = \begin{cases} \frac{P_0}{2}, & f \in W \\ 0, & f \notin W \end{cases} \quad (7)$$

为了降低 $x(t)$ 的峰均比,对 $x(t)$ 削波处理后,有

$$x(t) = \begin{cases} x(t), & |x(t)| \leq A \\ A \exp(j\theta), & |x(t)| > A \end{cases} \quad (8)$$

式中 A 为削波电平, θ 为 $x(t)$ 的相位,削波因子 $\mu = A / \sqrt{E[x^2(t)]}$ 。理想情况下,为了确保激励源为单极性信号以便驱动 RC-LED,需对 $x(t)$ 进行直流偏置(DC)^[23],简单起见设置 $A = I_{DC}$ 即可。驱动 RC-LED 后得到的瞬时传输光功率为

$$P_{op}(t) = k_{op}[I_{DC} + x(t)], \quad (9)$$

其中 k_{op} 为光电转换因子(单位为 W/A),与 LED 器件有关。 $x(t)$ 为零均值信号,有 $E[x(t)] = 0$,那么可以计算平均传输光功率 P_{ave} 为

$$P_{ave} = E[P_{op}(t)] = k_{op}\mu \sqrt{E[x^2(t)]}. \quad (10)$$

假设 R_p 为光电二极管的响应度(单位为 A/W), G 为跨阻抗放大器增益(单位为 V/A), α_f 为光纤传输损耗, $h_f(t)$ 为 IM/DD 信道的脉冲冲激响应,那么经过 SI-POF 传输、光电检测器和跨阻放大器后,所得接收电

信号为

$$V(t) = R_p \cdot G \cdot \alpha_F \cdot P_{\text{opt}}(t) \otimes h_F(t). \quad (11)$$

由于 I_{DC} 不含任何调制信息, 将(9)式代入(11)式中, 得出 $V(t)$ 的功率谱密度为

$$P_V(f) = k_{\text{op}}^2 R_p^2 G^2 \alpha_F^2 |H(f)|^2 \cdot P(f). \quad (12)$$

根据输入功率的限制条件(4), 结合(7)式和(10)式, 有

$$P_0 = \frac{P_a^2}{f_u(k_{\text{op}} \mu)^2}. \quad (13)$$

设 Γ 为信噪比间隔, 子载波使用 M-QAM 调制, 有^[10,21]

$$\Gamma = \frac{2}{3} \left[\text{erfc}^{-1} \left(\frac{P_c}{2} \right) \right]^2, \quad (14)$$

在带限为 W 的信道内, 系统可承受的传输速率满足

$$R_u \leq \int_W \left\{ \frac{1}{2} \text{lb} \left[1 + \frac{P_V(f)}{\Gamma G_n(f)} \right] \right\} df. \quad (15)$$

假设噪声的功率谱密度 $G_n(f) = \frac{n_0^2}{2}$, 联立(7)式、(12)式和(15)式, 可得

$$R_u \leq \frac{1}{2} \int_{-f_u}^{+f_u} \left\{ \text{lb} \left[1 + \frac{P_a^2 R_p^2 G^2 \alpha_F^2 |H(f)|^2}{f_u \Gamma n_0^2 \mu^2} \right] \right\} df. \quad (16)$$

由(16)式可知, 参数 P_a^2 、 R_p^2 、 G^2 、 α_F^2 和 n_0^2 与设备器件和噪声有关, 只需代入 $|H(f)|^2$ 表达式即可对(16)式进行计算求解。

4.1 一阶低通滤波模型

将 $H_{\text{LP}}(f)$ 代入(16)式中, 可得

$$R_u \leq \frac{1}{2} \int_{-f_u}^{+f_u} \left\{ \text{lb} \left[1 + \frac{P_a^2 R_p^2 G^2 \alpha_F^2}{f_u \Gamma n_0^2 \mu^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{f}{f_{3\text{dB}}} \right)^2 \right]^{-1} \right] \right\} df, \quad (17)$$

令 $\eta = f/f_{3\text{dB}}$, 则 $\eta_u = f_u/f_{3\text{dB}}$ 归一化最大边界频率。令 $\Psi = (P_a^2 R_p^2 G^2 \alpha_F^2) / (f_{3\text{dB}} \Gamma n_0^2 \mu^2)$ 为等效信噪比, 则(17)式可进一步化简为

$$R_u \leq f_{3\text{dB}} \int_0^{\eta_u} \left\{ \text{lb} \left[1 + \frac{\Psi}{\eta_u} \cdot \frac{1}{1 + \eta^2} \right] \right\} d\eta. \quad (18)$$

现在 η_u 是(18)式中的唯一未知量, 只要找出最佳使用带宽 η_{opt} , 便可以求出最大可传输容量 $C_{\text{opt}} = \max(R_u)$ 。通过对实际的传输实验观察可以发现, 随着 η_u 的增加, R_u 逐渐增加并达到其峰值 R_{max} ; 当 η_u 继续增加, R_u 则由 R_{max} 处开始下降。因此可以推测, R_u 是 η_u 的上凸函数, 必然存在一个最佳的边界频率 η_{opt} 使传输速率达到最大系统容限 C_{opt} 。因此, 系统最大传输容量的计算问题便转化为使用带宽的优化问题^[10]。

基于以上分析, 现在只需找出满足方程 $(\partial R_u / \partial \eta_u) = 0$ 的解, 即可求出最优使用带宽 η_{opt} , 进而可以求得 C_{opt} 。将(18)式右边部分对 η_u 求导, 可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial R_u}{\partial \eta_u} = f_{3\text{dB}} \cdot \frac{\partial}{\partial \eta_u} \left\{ \int_0^{\eta_u} \left[\text{lb} \left[1 + \frac{\Psi}{\eta_u(1 + \eta^2)} \right] \right] d\eta \right\} = f_{3\text{dB}} \cdot \int_0^{\eta_u} \left\{ \frac{\partial}{\partial \eta_u} \text{lb} \left[1 + \frac{\Psi}{\eta_u(1 + \eta^2)} \right] \right\} d\eta + f_{3\text{dB}} \cdot \text{lb} \left[1 + \frac{\Psi}{\eta_u(1 + \eta_u^2)} \right] = \\ f_{3\text{dB}} \cdot \int_0^{\eta_u} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{\Psi}{\eta_u(1 + \xi^2)}} \cdot \frac{\partial}{\partial \eta_u} \left[\frac{\Psi}{\eta_u(1 + \xi^2)} \right] \cdot \text{lb} e \right\} d\eta + f_{3\text{dB}} \cdot \text{lb} \left[1 + \frac{\Psi}{\eta_u(1 + \eta_u^2)} \right] \end{aligned}, \quad (19)$$

其中 $\frac{\partial}{\partial \eta_u} \left[\frac{\Psi}{\eta_u(1 + \eta^2)} \right]$ 可进一步化简为

$$\frac{\partial}{\partial \eta_u} \left[\frac{\Psi}{\eta_u(1+\eta^2)} \right] = -\frac{\Psi}{\eta_u(1+\eta^2)} \cdot \frac{1}{\eta_u}. \quad (20)$$

将(20)式代入(19)式中,令 $(\partial R_u / \partial \eta_u) = 0$, 可得到方程

$$\frac{1}{\eta_u \ln 2} \int_0^{+\eta_u} \left[\frac{\Psi}{\eta_u(1+\eta^2) + \Psi} \right] d\eta = \text{lb} \left[1 + \frac{\Psi}{\eta_u(1+\eta_u^2)} \right]. \quad (21)$$

求出方程(21)的唯一解,即 η_{opt} , 令 $\eta_u = \eta_{\text{opt}}$ 代入(18)式中,即可得到 POF 最大可传输容量 C_{opt} 。但 η_{opt} 还没有准确的解析表达式,目前只能通过方程(21)数值计算求解。

4.2 高斯低通滤波模型

将 $H_{\text{Gau}}(f)$ 代入到(16)式中,可得

$$R_u \leq f_{3,\text{dB}} \int_0^{+\eta_u} \left[1 + \frac{\Psi}{\eta_u \exp(\eta^2 \ln 2)} \right] d\eta. \quad (22)$$

在 $H_{\text{Gau}}(f)$ 信道模型下,求解 C_{opt} 的问题同样被转化为使用带宽的优化问题。求解方法与(19)式类似,找出 $(\partial R_u / \partial \eta_u) = 0$ 的解即可。使用同样的方法对 $(\partial R_u / \partial \eta_u) = 0$ 化简后,可得到方程

$$\frac{1}{\eta_u \ln 2} \int_0^{+\eta_u} \left[\frac{\Psi}{\eta_u \exp(\eta_u^2) + \Psi} \right] d\eta = \text{lb} \left[1 + \frac{\Psi}{\eta_u \exp(\eta_u^2 \ln 2)} \right]. \quad (23)$$

通过解方程(23)得到 η_{opt} 后,代入(22)式中即可求得 $H_{\text{Gau}}(f)$ 模型下 POF 系统的最大可传输容量。同样地, η_{opt} 解析表达较为困难,只能得到其数值解。因此,在均匀功率谱密度的约束条件下,要取得最大的传输速率,关键是要找到输入信号最优的可用带宽。

5 分析与讨论

$\Phi = f_{3,\text{dB}} n_0^2 / (R_p^2 G^2 \alpha_f^2)$ 可视为系统等效干扰噪声,由上分析可知, Ψ 和 η_u 影响着 R_u , η_u 同时又是 Ψ 的函数,而 Ψ 作为外界条件因素,主要由传输系统中的光纤损耗和等效干扰噪声决定。保持设备参数不变即 Ψ 恒定,改变 η_u , 来观察 R_u 的变化特性。设计 DMT 调制参数如表 1 所示,发送和接收两端分别使用 2048 点 IFFT 和 FFT,取 $\mu = 3$, 固定载波间隔 $\Delta f = 0.488$ MHz,通过子载波 $N = 1:1024$ 的变化来改变 η_u , 进而计算不同 η_u 下系统所能达到的最大传输速率。设置目标误符号率 $R_{\text{BE}} = 10^{-3}$, 则算出 $\Gamma = 6.0623$ dB。取 50 m 长 SI-POF (Eska™ Mega), 测量 $f_{3,\text{dB}} = 90$ MHz, 设置 $I_{\text{DC}} = 20$ mA, 那么 RC-LED 平均输出光功率为 -1 dBm, 接收端 $\Phi = -113.7$ dB/Hz, 计算得到 $\Psi = 33.8244$ dB, 当 $N = 1:1024$, 即 η_u 在 0.488~500 MHz 变化时,通过(18)式和(22)式可数值计算得到 $H_{\text{LP}}(f)$ 和 $H_{\text{Gau}}(f)$ 2 种信道模型下的系统可传输容量分别为 R_{LP} 和 R_{Gau} , 其变化趋势如图 4 所示。可以看出,当 η_u 在 0~175 MHz 之间变化时, R_{LP} 和 R_{Gau} 近似一致,当 $\eta_u > 175$ MHz 时,随着 η_u 的增大, R_{LP} 和 R_{Gau} 的差异越来越明显。 $H_{\text{LP}}(f)$ 和 $H_{\text{Gau}}(f)$ 不同的频率响应决定了 R_u 的数值计

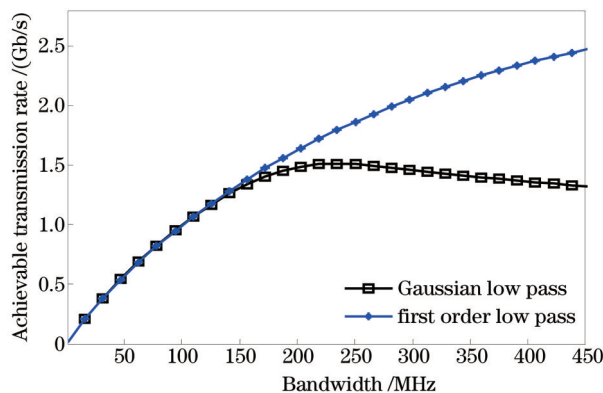


图 4 不同使用带宽下的最大传输速率

Fig.4 Achievable transmission rate under different bandwidths

算结果不同。在高频段, $H_{LP}(f)$ 的信号衰减程度要小于 $H_{Gau}(f)$ 和实际 POF 信道, 那么其子信道信噪比 $R_{SN,i}$ 估值要大于实际传输, 进而导致了该模型下的信道容量要远大于系统的理论信道容量和实际最大可传输容量, 其结果有较大计算误差。因此, 为了使理论计算能够更接近与实际情况, 在以下的理论数值计算中便以 $H_{Gau}(f)$ 的模型解析式为主。

表1 调制参数

Table 1 Modulation parameters

DMT	Parameter
Sampling /GHz	1
IFFT/FFT / μ s	2.048
Δf /MHz	0.488
Subcarrier No.	1~1024
Bandwidth /MHz	0.488~500
Clipping ratio	3
CP	1/64

保持系统采样率和偏置电流等参数不变, 观察传输距离变化对 Ψ 、 f_{opt} 和 R_{opt} 的影响。其本质是传输距离影响着 Ψ , 进而制约着 f_{opt} 和 R_{opt} 的波动范围。SI-POF 长度分别取 15、50、100 m 时, η_u 在 0.488~512 MHz 变化, 得到的传输容量变化如图 5 所示, 那么可得到相应的 Ψ 、 f_{opt} 和 R_{opt} 的理论计算值如表 2 所示。可以看出, 随着距离增长, 由于光信号的衰减量增大, POF 传输带宽减小, 以致于系统的 f_{opt} 和 R_{opt} 逐渐减小, 传输能力减弱。说明了 POF 在短距离传输应用中具有较大的优势, 而在长距离传输中, 信号衰减严重, 传输能力受限。同时, 还可推出, R_{opt} 与 Ψ 呈正比分布。

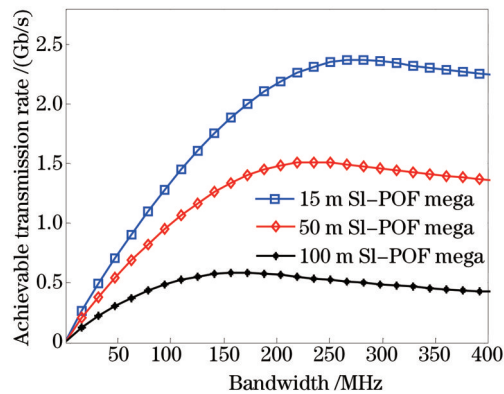


图5 不同传输距离下系统理论可传输容量

Fig.5 Achievable data rates with different transmission distances

表2 不同传输距离下的系统理论最大可传输容量

Table 2 Theoretical maximum transmission capacity at different lengths

Length /m	15	50	100
Ψ /dB	42.9968	32.4968	17.4968
f_{opt} /MHz	274.744	234.24	165.432
R_{opt} /(Gb/s)	2.3692	1.5139	0.5841

图 6 为 SI-POF 实际传输系统实验框图, Tx 和 Rx 分别表示输入端和接收端。实验采用离线式处理方法, 使用 Matlab/Simulink 工具在计算机内预先生成 DMT 调制信号并存储在任意波形发生器(AWG7052, 10bit 分辨率)内, AWG 输出的模拟信号与偏置直流电流信号混合后驱动 RC-LED(FC300R-120)生成光信号, 经过 SI-POF 传输后, 光信号在接收端由 PIN 器件(FC300P-120)捕获并由 TIA 放大后送入实时示波器(TDS 6124C, 8 bit 分辨率)中, 实现模数转换, 最后, 将得到的数字信号再返回计算机中并在 Matlab 内进行相应的信号解调处理。

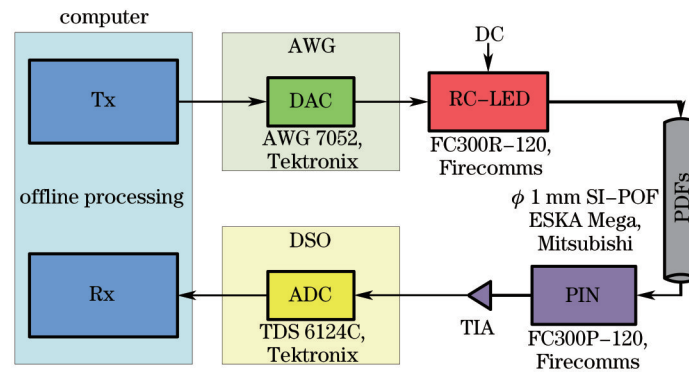


图6 POF传输实验装置

Fig.6 POF experimental setups

现分别测试不同传输距离下系统的最大传输带宽和传输速率。保持系统采样率和偏置电流等参数不变,改变传输距离,结合Chow算法,采用均匀输入功率分配,设置 $R_{BE} = 10^{-3}$,SI-POF长度分别取15、50、100 m,测试不同传输距离下系统的最大传输带宽和传输速率。实际传输前,需要先对各个子载波进行信噪比估计。以50 m传输距离为例,预先发送使用四相相移键控(QPSK)调制的块状导频信号,在接收端经过信道估计后,得到的实际测量的与理论计算的子载波信噪比对比如图7所示。从测量值与理论计算值的接近程度上同样可以说明所用 $H_{Gau}(f)$ 信道模型的准确性。

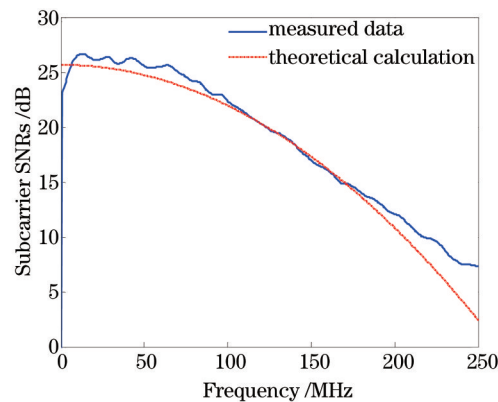


图7 子载波信噪比

Fig.7 Subcarrier signal to noise ratio

表3 实际传输系统的最大传输速率

Table 3 Maximum data rates of the real transmission

	15 m	50 m	100 m
f_{\max} /MHz	375	275	100
R_{\max} /(Gb/s)	1.966	1.279	0.306

在 $R_{BE} = 10^{-3}$ 的目标要求下,经过反复多次不同距离的实际传输测试,得到的最大实际传输速率 R_{\max} 和使用带宽 f_{\max} 如表3所示。对比表2,总体上实测结果与理论计算较为接近,有一定差距, R_{\max} 要小于理论 R_{opt} ,出现这种差距一方面是因为受限于现有调制方式,另一方面主要是因为理论计算中所使用的估算噪声电平与实际系统平均噪声电平之间存在差距。为提高理论模型估计结果的准确性,系统噪声的测量与估计也至关重要;再者,不同比特分配算法的使用也影响着 R_{\max} 和 η_{\max} 的不同,通过算法的优化,借助有效的信道编码方式,才能使实际最大可传输容量逐步逼近系统最大理论容量。若仅以当前3种传输距离的测试结果,可以看出,在50 m传输距离内, f_{opt} 的理论计算值要小于实际传输情况下的 f_{\max} ;而当距离增大时, f_{opt} 理论计算结果要大于实际使用 f_{\max} 。这是由于在实际长距离传输的情况下,SI-POF的模式色散和损耗更为严重,实际损耗要比理论估算的损耗更大,以致可用带宽极度缩减。在接收端的解调器内,以50 m传输为例,接收信号经过信道均衡后,得到的128-QAM和16-QAM星座图如图8所示,可以看出各个星座点之间泾渭分明,位置特征明显,易于判决,显示了系统良好的误码率性能。

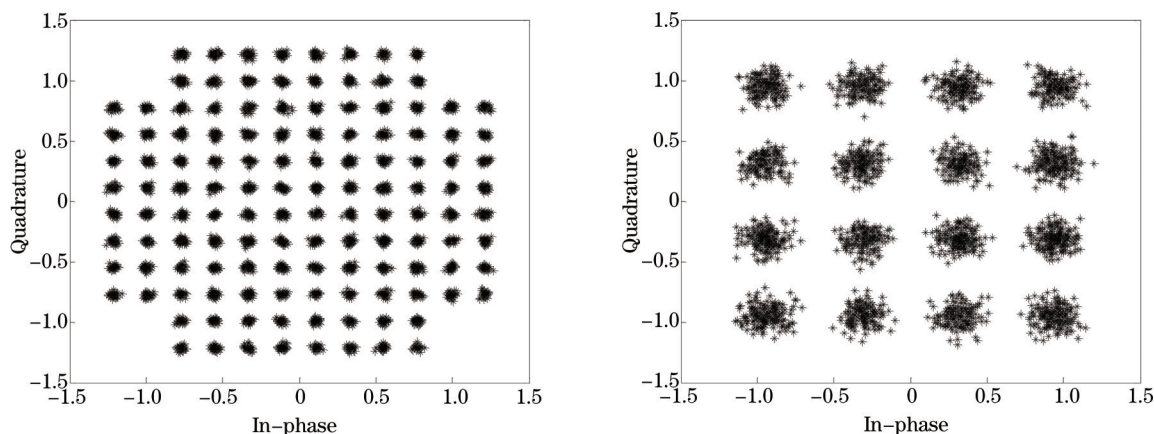


图8 接收信号星座图。(a) 第2到第69子载波;(b) 第256到第311子载波

Fig.8 Received constellation. (a) For 2th to 69th subcarriers; (b) for 256th to 311th subcarriers

6 结 论

分析研究了SI-POF通信系统的容量计算问题。根据实际IM/DD信道的低通特性,分析了POF系统输入信号理想最优的功率分配和实际功率分配特点,基于实际最大传输速率时信号子载波功率分配差异近似均匀的特性,并从降低系统实现复杂度方面考虑,以均匀功率谱密度注入的方式为基准来计算系统信道容量。基于参数完备的IM/DD信道分析,推导出最大容限和最佳带宽边界的计算模型。在不同的等效信噪比和使用带宽情况下对系统容量进行了分析与计算。由结果可知,采用均匀输入功率谱密度实现数据传输时必须要对使用带宽进行优化以尽量减小传输速率的损失。同时取不同长度的SI-POF进行实际传输测试,验证了该模型在带宽预测和容量估算上的接近性和准确性,合理选择系统参量可有效提高系统的通信性能。该模型为POF通信提供了理论分析和实验基础,具有一定的实用价值。

致谢 由衷感谢彭林宁博士在塑料光纤数据传输测试方面提供的帮助!

参 考 文 献

- 1 Niu Xiaoyan, Han Chao, Wang Lei, *et al.*. 650 nm wavelength all-polymer thermo-optical waveguide switch based on organic-inorganic grafting polymethylmethacrylate materials[J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(10): 1016001.
牛小艳, 韩超, 王雷, 等. 650 nm 波长有机-无机接枝改性聚甲基丙烯酸甲酯全聚合物热光波导开关[J]. *光学学报*, 2013, 33(10): 1016001.
- 2 Zhou Xinyu, Yan Lianshan, Yi Anlin, *et al.*. Polarization demultiplexing method for intensity-modulation direct-detection optical communication systems[J]. *Acta Optica Sinica*, 2014, 34(12): 1206004.
周馨雨, 闫连山, 易安林, 等. 基于强度调制/直接探测系统的偏振解复用方法[J]. *光学学报*, 2014, 34(12): 1206004.
- 3 O konkwo C M, Tang diongga E, Yang H, *et al.*. Recent results from the EU POF-PLUS project: Multi-gigabit transmission over 1 mm core diameter plastic optical fibers[J]. *J Lightwave Technol*, 2011, 29(2): 186-193.
- 4 Visani D, Okonkwo C, Loquai S, *et al.*. Beyond 1 Gbit/s transmission over 1 mm diameter plastic optical fiber employing DMT for in-home communication systems[J]. *J Lightwave Technol*, 2011, 29(4): 622-628.
- 5 Rande I S, Breyer F, Lee S C J, *et al.*. Advanced modulation schemes for short-range optical communications[J]. *IEEE J Sel Top Quantum*, 2010, 16(5): 1280-1289.
- 6 Miao P, Wu L, Peng L. A novel modulation scheme for short range polymer optical fiber communications[J]. *J Opt*, 2013, 15(10): 105407.
- 7 Armstrong J. OFDM for optical communications[J]. *J Lightwave Technol*, 2009, 27(3): 189-204.
- 8 Peng L, Haese S, Helard M. Optimized discrete multitone communication over polymer optical fiber[J]. *J Opt Commun Netw*, 2013, 5(11): 1313-1327.
- 9 Peng L, Haese S, Helard M. Frequency domain LED compensation for nonlinearity mitigation in DMT systems[J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2013, 25(20): 2022-2025.
- 10 Cardiff B, Flanagan M F, Smyth F, *et al.*. On bit and power loading for OFDM over SI-POF[J]. *J Lightwave Technol*, 2011,

- 29(10): 1547–1554.
- 11 Berger C R, Benlachar Y, Killey R I, *et al.*. Theoretical and experimental evaluation of clipping and quantization noise for optical OFDM[J]. *Opt Express*, 2011, 19(18): 17713–17728.
- 12 Gaudino. Plastic optical fibre for pervasive low-cost ultrahigh capacity systems [EB/OL]. [2008-09-18]. ftp://ftp.cordis.europa.eu/pub/fp7/ict/docs/photronics/20080918-presentation-concertation-pofplus_en.pdf
- 13 Campello J. Practical bit loading for DMT[C]. 1999 IEEE International Conference on Communications, IEEE, 1999, 2: 801–805.
- 14 Chow P S, Cioffi J M, Bingham J A C. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels[J]. *IEEE Trans on Commun*, 1995, 43(2-4): 773–775.
- 15 Tangdionga E, Okonkwo C, Shi Y, *et al.*. High-speed short-range transmission over POF[C]. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC) 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, 2011: 1–3.
- 16 Pikasis E, Karabetos S, Nikas T, *et al.*. Rate-adaptive DFT-spread DMT and CDMA-DMT for 1-mm SI-POF short-range links[J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2013, 25(16): 1574–1577.
- 17 Nespola A, Abrate S, Gaudino R, *et al.*. High-speed communications over polymer optical fibers for in-building cabling and home networking[J]. *IEEE Photonics J*, 2010, 2(3): 347–358.
- 18 Lee S C, Breyer F, Rande I S, *et al.*. Discrete multitone modulation for maximizing transmission rate in step-index plastic optical fibers[J]. *J Lightwave Technol*, 2009, 27(11): 1503–1513.
- 19 Yin Changchuan, Le Guangxin. Input power distribution of DMT modulation over the copper twisted pair channels[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 1998, 21(2): 83–87.
尹长川, 乐光新. DMT调制在铜双绞线信道上的输入功率分配[J]. *北京邮电大学学报*, 1998, 21(2): 83–87.
- 20 Cardenas D, Nespola A, Spalla P, *et al.*. A media converter prototype for 10-Mb/s ethernet transmission over 425 m of large-core step-index polymer optical fiber[J]. *J Lightwave Technol*, 2006, 24(12): 4946–4952.
- 21 Shannon C E. A mathematical theory of communication[J]. *Bell System Technical Journal*, 1948, 27(3): 379–423.
- 22 Peng L, Helard M, Haese S. On bit-loading for discrete multi-tone transmission over short range POF systems[J]. *J Lightwave Technol*, 2013, 31(24): 4155–4165.
- 23 Tong Zhengrong, Liu Yinghui, Cao Ye. Research on peak-to-average power ratio reduction performance for 100-Gb/s high-speed PDM-CO-OFDM systems[J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(1): 0106002.
童峥嵘, 刘颖慧, 曹 晔. 100 Gb/s 高速 PDM-CO-OFDM 系统峰值平均功率比抑制性能研究[J]. *光学学报*, 2015, 35(1): 0106002.

栏目编辑: 王晓球