

基于副载波外差检测的副载波-正交频分复用系统误码性能研究

陈锦妮^{1,2} 柯熙政¹

¹西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048

²西安工程大学电子信息学院, 陕西 西安 710048

摘要 基于相干检测的正交频分复用技术是未来高速光通信技术的重要解决方案之一,由于相干光检测系统结构复杂不易实现,因此采用副载波外差检测技术检测副载波正交频分复用光信号。建立了大气湍流信道系统传输模型,推导了子载波平均载噪比(CNR)和平均误比特率(BER)的闭合表达式,数值分析了本振光功率和调制系数对系统平均误比特率的影响,并通过仿真实验进行验证。实验结果表明,与直接检测相比,副载波外差可以进一步提高平均载噪比,提升系统误码性能。当接收光功率为微瓦量级时,本振光功率约为-11 dBm,此时可获得最佳平均载噪比,当本振光功率大于-11 dBm时,随本振光功率增加平均载噪比逐渐降低,平均误比特率升高。弱湍流条件下,当接收光功率大于-17 dBm时,平均误比特率为 10^{-5} 以上,此时可以保证无线光通信系统的可靠性。

关键词 光通信; 自由空间光通信; 光正交频分复用; 副载波外差检测; 平均误比特率

中图分类号 TN929.12 文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201536.0206001

Bit Error Rate Investigation on Subcarrier Modulation-Orthogonal Frequency Division Multiplexing System based on Subcarrier Heterodyne Detection

Chen Jinni^{1,2} Ke Xizheng¹

¹Faculty of Automation & Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China

²College of Electronic Information, Xi'an Polytechnic University, Xi'an, Shaanxi 710048, China

Abstract Orthogonal frequency division multiplexing based on coherent detection is considered as one of significant solutions for future high-speed optical communication technology. However, because the structure of coherent optical detection system is complex and hard to implement, the subcarrier heterodyne detection technology is utilized to detect the subcarrier orthogonal frequency division multiplexed optical signal. The transmission system of atmospheric turbulence channel is established. The close form expressions for subcarrier average carrier-to-noise ratio (CNR) and average bit error rate (BER) are derived. The effects of optical local oscillator power and modulation index on average bit error rate of the system are numerically analyzed and verified by simulation experiment. The results show that subcarrier heterodyne detection is able to further improve the average CNR and therefore to obtain a better BER performance of the system compared to direct detection. When the order of the received optical is microwatts and the optical local oscillator power is close to -11 dBm, the best value of average CNR would be achieved. When the local oscillator power is larger than -11 dBm, the average CNR gradually reduces and the average bit error rate raises with the increase of optical local oscillator power. When the received optical power is larger than -17 dBm and the average BER is greater than 10^{-5} , the reliability of wireless optical communication system under weak turbulence would be ensured.

收稿日期: 2015-08-04; 收到修改稿日期: 2015-09-14

基金项目: 国家自然科学基金(61377080)、国家科技创新计划(13C26213201867)、江苏省省级前瞻性研究专项资金(第三批)项目(BE2013088)、陕西省教育厅科研计划资助项目(14JK1292)

作者简介: 陈锦妮(1980—),女,讲师,博士,主要从事大气激光通信技术研究。E-mail:chenjnxpu@126.com

Key words optical communications; free space optical communications; optical orthogonal frequency division multiplexing; subcarrier heterodyne detection; average bit error rate
OCIS codes 060.2605; 060.4510

1 引 言

光正交频分复用(OOFDM)是一种具有较高的频谱利用率并且可以有效抑制多径衰落和频率选择性衰落的多载波复用技术,是近年来远距离、大容量通信技术的研究热点之一^[1-5]。Shieh等^[6]指出自由空间正交频分复用(FSO-OOFDM)系统能有效抵御大气散射效应和多径衰落。王鑫等^[7]研究副载波正交频分复用调制技术(SCM-OFDM),即将基带OFDM信号与射频信号混频后再经调制器调制到光载波上,该技术可以使OOFDM更好地与现有的无线系统兼容。副载波外差技术是一种新的专门用于检测副载波光信号的相干检测方法,具有较高的检测灵敏度^[8]。

OOFDM系统检测方法常见的有直接检测^[9]和相干检测^[10],相干检测包括自零差检测、相干光检测和副载波外差检测等多种检测方法。OOFDM技术与相干光检测技术结合(CO-OFDM)具有高检测灵敏度、高频谱利用率及抗偏振色散能力强等优点,成为实现高速数据通信的最佳选择之一^[11-13]。但自由空间光通信时,大气湍流对信号光的影响大大降低了相干增益,且相干光检测终端结构复杂难以实现^[14-16]。相干光检测时以本振光相位作为参考基准,要获得高的相干增益要求本振激光器有较小的相位噪声。Jansen等^[17]提出可以通过在OFDM信号中插入导频的方式来克服激光器相位噪声影响。Yang等^[18]发现超高速传输的CO-OFDM系统需要较高性能的模/数(A/D)和数/模(D/A)转换器,但芯片处理速度使系统实时性能受限。全光OFDM技术是在光域进行傅里叶变换(FFT),但需要窄线宽激光器和严苛的相干解调设备^[19]。副载波外差检测是通过副载波混频产生差频信号的相干检测方法,该方法不要求偏振复用,且可以有效抑制大气湍流引起的强度闪烁,进而提高接收端信噪比(SNR, R_{SN})。本文采用副载波外差检测方法检测SCM-OFDM光信号,给出大气湍流信道系统传输模型,推导了Gamma-Gamma信道模型子载波平均载噪比和平均误比特率(BER, R_{BF})的闭合表达式,通过理论数值分析寻找合适的本振光功率和调制系数得到最佳平均载噪比,并进行了系统仿真实验验证。

2 基本原理

2.1 系统模型

自由空间SCM-OFDM副载波外差检测系统原理框图如图1所示,图中LPF为低通滤波器,BPF为带通滤波器。图1中发射端将信源比特序列根据四相相移键控(QPSK)调制方式完成调制映射形成调制信息序列,对其串并转换后进行快速傅里叶逆变换(IFFT)计算出OFDM信号的时域抽样序列,插入循环前缀(CP)得到复

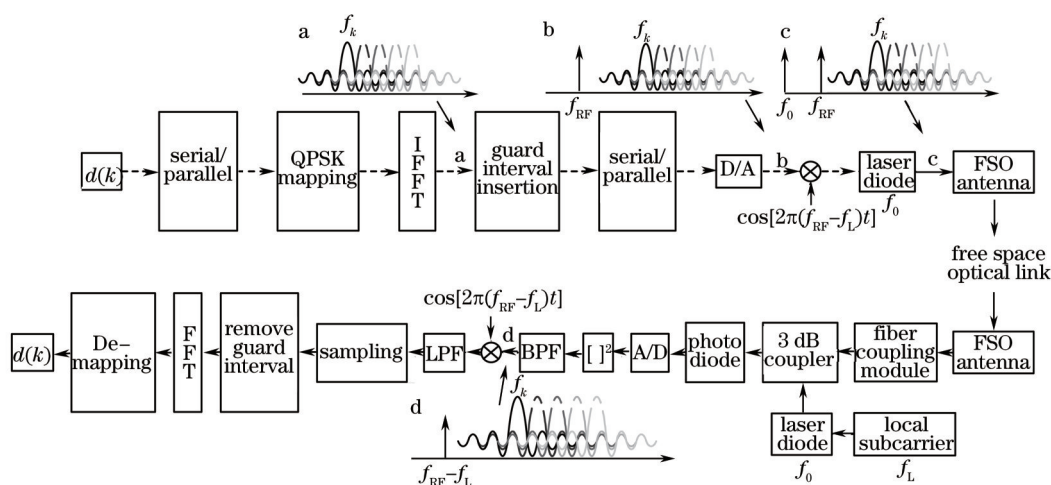


图1 自由空间SCM-OFDM副载波外差检测系统原理框图

Fig.1 Diagram of SCM-OFDM detect by subcarrier heterodyne system transmission over FSO link

OFDM 信号,其实部与虚部并串转换后幅度调制射频载波实现上变频,射频信号强度调制光载波产生信号光由光学天线发送至自由空间光通信(FSO)链路。

接收端光学天线接收信号光并通过光纤耦合模块耦合进多模光纤,采用正弦副载波强度调制本振激光器,输出的已调制本振光通过光耦合器与信号光叠加,采样光电探测器产生的光电流并平方处理产生副载波差频信号,对其同步相干解调得到 OFDM 基带复信号,去掉循环前缀通过快速 FFT 后由 QPSK 映射解调出输入比特序列。

2.2 理论分析

发送端输入比特序列经过串/并转换后得到 N 路子载波调制信号 $d(k)$,通过 QPSK 调制映射得到 N 个复数符号 $X_n=a_n+ib_n$,每个符号调制 N 路子载波中的一个,已调信号叠加得到复数 OFDM 信号,将实部 $I(t)=\text{Re}\left[\sum_{k=1}^N a_n \exp(i2\pi f_k t)\right]$ 和虚部 $Q(t)=\text{Im}\left[\sum_{k=1}^N b_n \exp(i2\pi f_k t)\right]$ 插入循环前缀并串转换为一路信号 $G(t)$ 后幅度调制射频副载波得到副载波 OFDM 信号,其中 f_k 为第 k 路子载波载波频率,并且满足 $f_k=(k-1)/T_s$, T_s 为 OFDM 符号周期。假设射频副载波信号频率为 f_{RF} 、初始相位为零,副载波 OFDM 信号可表示为

$$S(t)=G(t)\cos(2\pi f_{\text{RF}} t), \quad (1)$$

给副载波 OFDM 信号加直流偏置后对激光器强度调制产生双边带光信号,激光器调制时非线性引入的噪声对输出副载波形成随机的相位调制,SCM-OFDM 光信号功率可以表示为

$$P_s(t)=P_s[1+mS(t)]\cos^2(2\pi f_0 t)=P_s\{1+m[G(t)\cos(2\pi f_{\text{RF}} t+\psi_s)]\}\cos^2(2\pi f_0 t), \quad (2)$$

其中 f_0 为发送激光器频率, P_s 为发送激光器平均功率, ψ_s 为发送端副载波相位噪声, m 为光调制系数, $m=\sum_{n=0}^{N-1} m_n$, m_n 为 OFDM 信号子载波调制系数。

接收端采用副载波外差方法检测 SCM-OFDM 光信号,该方法要求对本振光副载波调制即由频率为 f_i 的射频副载波对本振激光器进行副载波强度调制,为分析简便,本振激光器光调制系数设置与发送端相同,则已调制的本振光功率可表示为

$$P_L(t)=P_L[1+m(\cos 2\pi f_L t+\psi_L)]\cos^2(2\pi f_0 t), \quad (3)$$

其中 P_L 为本振激光器平均功率, ψ_L 为本振副载波相位噪声。

不考虑大气湍流影响,副载波外差接收端噪声主要包括相对强度噪声、热噪声及散粒噪声。激光器谐振腔内载流子和光子密度随机起伏产生相对强度噪声(RIN)均方电流可以表示为 $R I^2 \Delta f$,本振激光器相对强度噪声系数 R 取 -130 dB/Hz, I 为光电探测器响应的平均光电流, Δf 为接收机有效带宽。光电探测器负载电阻 R_L 上的热噪声均方电流为 $4K_B T_{\text{abs}} \Delta f / R_L$, K_B 为玻耳兹曼常数, T_{abs} 为绝对温度。散粒噪声均方电流为 $2q I \Delta f$, q 为电子电量。对于接收端总噪声 $n(t)$ 均方电流可表示为

$$N_0 = \frac{4K_B T_{\text{abs}} \Delta f}{R_L} + 2q I \Delta f + (RIN) I^2 \Delta f. \quad (4)$$

假设光电探测器响应度为 ρ ,接收机总噪声服从平稳高斯分布,则输出光电流通过 5 阶巴特沃斯带通滤波器滤除直流信号,同时通过滤波器的高斯带限白噪声假设为 $n_1(t)$ 。滤波后的光电流经平方处理,输出信号可表示为

$$v(t) = \left\{ \rho P_s m [G(t)\cos(2\pi f_{\text{RF}} t + \psi_s)] + \rho P_L m \cos(2\pi f_L t + \psi_L) + n_1(t) \right\}^2 = \rho^2 P_s^2 m^2 G^2(t) \cos^2(2\pi f_{\text{RF}} t + \psi_s) + \rho^2 P_L^2 m^2 \cos^2(2\pi f_L t + \psi_L) + \rho^2 P_s P_L m^2 G(t) \cos(2\pi f_{\text{RF}} t + \psi_s) \cos(2\pi f_L t + \psi_L) + \rho P_s m G(t) \cos(2\pi f_{\text{RF}} t + \psi_s) n_1(t) + \rho P_L m \cos(2\pi f_L t + \psi_L) n_1(t) + n_1^2(t) \quad (5)$$

其中(5)式中可分为三部分:信号本身相互作用、信号与噪声相互作用、噪声自身作用。为获得以 $f_{\text{RF}}-f_L$ 中心的差频信号, $v(t)$ 通过以副载波差频为中心频率、带宽为 $2B$ 的巴特沃斯带通滤波器,带通滤波器输出副载波差频信号为

$$z(t) = \rho^2 P_s P_L m^2 G(t) \cos[2\pi(f_{\text{RF}} - f_L)t + \Delta\psi] + n_2(t), \quad (6)$$

其中 $\Delta\psi_s$ 为由于激光器非线性调制引入的副载波噪声, $n_2(t)$ 为经过带通滤波器后的带限噪声,其噪声功率为

$P_L N_0 B / \Delta f + 2(N_0 / \Delta f)^2 B^2$ 。 $z(t)$ 经过电域相干解调, 通过低通滤波器采样滤波后模数转换得到复数 OFDM 信号实部和虚部, 可表示为

$$\hat{v}_I(t) = \rho^2 P_s m^2 P_L \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^N \hat{a}_k \exp(i2\pi f_k t + \Delta\psi_k) \right] + \hat{Z}_I(k), \quad (7)$$

$$\hat{v}_Q(t) = \rho^2 P_s m^2 P_L \operatorname{Im} \left[\sum_{k=1}^N \hat{b}_k \exp(i2\pi f_k t + \Delta\psi_k) \right] + \hat{Z}_Q(k), \quad (8)$$

其中 $\hat{Z}_I(k)$ 和 $\hat{Z}_Q(k)$ 是抽样 $n_2(t)$ 的 FFT, $\Delta\psi_k$ 为 OFDM 解调信号子载波相位噪声, 对复数 OFDM 信号 FFT 变换后得到 QPSK 解调信号经映射恢复出输入比特序列 $d(k)$ 。从(7)式和(8)式可以看出, 副载波外差过程对发送端副载波下变频同时放大接收信号, 外差增益取决于本振激光器 P_L 与光调制系数 m 。在 SCM-OFDM 光信号副载波外差接收端, 解调信号受相位噪声 $\Delta\psi_k$ 的影响, 所以数字信号处理时需要通过副载波相位噪声估计与补偿来保证系统通信性能。

3 性能分析

3.1 平均载噪比

接收端子载波平均功率可表示为 $(m_n I)^2 / 2$ 。假设每个子载波调制系数相等, 经过副载波外差后每个子载波 ω_n 信号平均功率为

$$P_c = \frac{1}{2} \cdot (m_n)^4 \cdot \rho^4 P_s^2 P_L^2. \quad (9)$$

对于大气信道, 传输路径上折射率起伏引起振幅起伏和相位起伏, 体现为光电探测器表面上的光强起伏, 对副载波产生寄生的幅度调制和相位调制。接收光强起伏特性可以用 Gamma-Gamma 光强闪烁模型描述, 其概率密度函数为^[20]

$$p_x(x) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} x^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta x}), x \geq 0, \quad (10)$$

其中 Γ 为 Gamma 函数, K_n 为 n 阶第二类修正贝塞尔函数。大气湍流对 SCM-OFDM 光信号的影响主要考虑大气衰减以及湍流造成的强度起伏, 光电探测器接收光功率可以表示为

$$P_{\text{FSO}}(t) = P_s(t) L X + n_1(t), \quad (11)$$

其中 L 为大气湍流、光纤耦合装置及由于雨、雾等天气因素导致的信号光衰减。 X 为由大气湍流引起的随机起伏, 其概率密度函数由(10)式给出。光电探测器输出光电流 A/D 采样后进行离线的信号平方处理, 通过中心频率为 $f_{\text{RF}} - f_i$ 的巴特沃斯带通滤波器得到 I 路差频信号, 可表示为

$$z_i(t) = \rho^2 P_s m^2 P_L L X \sum_{k=1}^N d(k) \exp(i2\pi f_k t) \cos[2\pi(f_{\text{RF}} - f_i)t + \psi_0] + n_2(t). \quad (12)$$

Gamma-Gamma 信道闪烁分布下副载波外差后子载波 f_k 上的平均信号功率为

$$P_k = \frac{1}{2} \cdot (m_n)^4 \cdot \rho^4 P_s^2 P_L^2 L^2 X^2, \quad (13)$$

接收端子载波载噪比(R_{CN})定义为子载波信号功率 P_c 和子载波噪声功率 $\sigma_{n_2}^2 / T_s$ 的比, 故湍流下可平均载噪比表示为

$$\langle R_{\text{CN}} \rangle = \int_0^\infty R_{\text{CN}} p_x(x) dx = \frac{(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \int_0^\infty \frac{P_c T_s}{\sigma_{n_2}^2} x^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta x}) dx. \quad (14)$$

3.2 平均误比特率

若认为 OFDM 子载波信道为叠加高斯噪声的线性信道, 且忽略信道估计错误和相位估计错误, 当 OFDM 子载波采用 QPSK 调制时, 可以给出副载波外差检测系统误比特率为^[21]

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{R_{\text{CN}}}{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_k T_s}{2\sigma_{n_2}^2}} \right), \quad (15)$$

其中 erfc 为互补误差函数, $\sigma_{n_2}^2$ 为 $n_2(t)$ 的噪声方差。根据子载波载噪比, 子载波平均误比特率可表示为

$$\langle P_b \rangle = \frac{1}{2} \int_0^\infty \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{R_{CN}}{2}} \right) p_x(x) dx = \frac{(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \int_0^\infty \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_k T_s}{2\sigma_{n_2}^2}} \right) x^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta x}) dx, \quad (16)$$

为了对(16)式进行积分,可以用 MeijerG 函数将 $\operatorname{erfc}(\sqrt{z})$ 变形为 $\frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0} [z |_{0,1/2}]$, $K_n(z)$ 变形为 $\frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} [z^2/4 |_{n/2,-n/2}]$, 则平均误比特率可表示为

$$\langle P_b \rangle = \frac{(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{(m_n^4 \rho^4 P_s^2 P_L^2 L^2) x^2}{4\sigma_{n_2}^2 / T_s} \right]_{0,1/2} x^{\frac{(\alpha+\beta)}{2}-1} \cdot \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} [\alpha\beta x]_{n/2,-n/2} dx, \quad (17)$$

经过推导,子载波平均误比特率为

$$\langle P_b \rangle = \frac{2^{(2\alpha+\beta-1)}}{\pi \sqrt{\pi} \Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} G_{5,2}^{2,4} \left[\frac{m_n^4 P_s^2 P_L^2 L^2 T_s}{2^6 \sigma_{n_2}^2 (\alpha\beta)^2} \right]_{\frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2}, 1}. \quad (18)$$

3.3 数值分析

根据(14)式和(18)式对系统性能进行数值分析,取子载波个数 $N=64$, 循环前缀为 8, OFDM 子载波采用 QPSK 调制,光电探测器响应度 $\rho=0.8$ A/W。大气湍流强度取强湍流条件参数 $(\alpha,\beta)=(4,1)$,接收端本振光功率取 10 dBm 时,接收光功率 P_r 分别为 -20 dBm、-10 dBm、-5 dBm 每个信道子载波平均载噪比 $\langle R_{CN} \rangle$ 与子载波调制系数 m_n 关系曲线如图 2 所示。研究认为,光调制模块、A/D 及 D/A 的动态范围较大属于线性范围,从而忽略系统非线性失真效应。由图 2 可以明显看出,子载波平均载噪比随子载波调制系数增大而增大。当 $P_r=-10$ dBm 时,子载波调制系数 m_n 从 0.1% 增加到 1.6%, 平均载噪比提高约 40 dB。当子载波调制系数小于 0.2% 时,直接检测平均载噪比高于副载波外差检测,但当子载波调制系数大于 0.2% 时,副载波外差得到的子载波平均载噪比明显优于直接检测,最高可提高 20 dB 左右,因此采用副载波外差技术可以提高平均载噪比,更加适合以强度闪烁为特点的大气复杂信道。

设 OFDM 符号周期 T_s 为 1280 μ s, 取强湍流条件参数 $(\alpha,\beta)=(4,1)$, 接收光功率分别为 -45 dBm、-30 dBm 和 -15 dBm 时,子载波平均载噪比随本振光功率变化曲线如图 3 所示。由图 3 可见,接收光功率为 -15 dBm 时,随着本振光功率从 -20 dBm 增加到 -11 dBm, 平均载噪比逐渐增大, 随后本振光功率增加但平均载噪比逐渐减小。这是由于本振光功率过大使光电探测器散粒噪声明显增加造成系统性能下降。接收光功率不同时, 当本振光功率接近 -11 dBm 时均可获得最佳平均载噪比。图 3 中, 接收光功率为 -15 dBm 时, 本振光功率可以在 -20 dBm 到 -1.25 dBm 范围内变化, 平均载噪比降低不超过最大值的 15%, 但接收光功率为 -45 dBm 时, 本振光功率仅在 -15.23 dBm 到 -8.24 dBm 范围内变化才能使平均载噪比降低不超过最大值的 15%。因此, 选择合适的本振光功率对接收端获得高平均载噪比至关重要。

设子载波调制系数 $m_n=8\%$ 、本振光功率 $P_L=-10$ dBm、OFDM 信号采用 QPSK 调制时, 不同湍流强度条件下平均误比特率与接收光功率的关系曲线如图 4 所示。图 4 可以看出, 光强闪烁对接收端平均误比特率影响非常明显。当接收光功率为 -20 dBm、湍流条件参数分别为 $(\alpha,\beta)=(4,1)$ 和 $(\alpha,\beta)=(4,4)$ 时, 系统平均误比特率

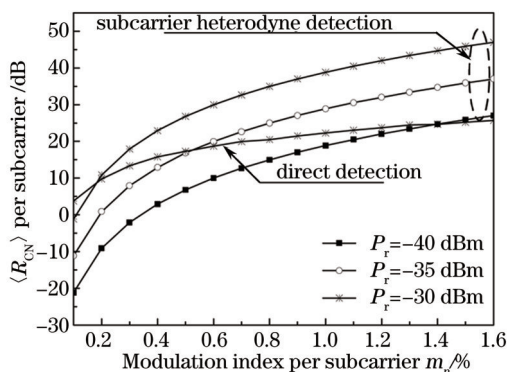


图 2 子载波平均载噪比和子载波调制系数关系
Fig.2 Variation of the $\langle R_{CN} \rangle$ per subcarrier with different values of the subcarrier modulation index

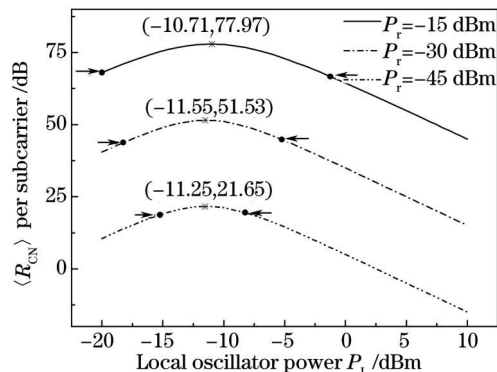


图 3 子载波平均载噪比和本振光功率调制系数关系
Fig.3 Variation of the $\langle R_{CN} \rangle$ per subcarrier with the P_L for different values of the local oscillator optical power

为 10^{-1} 和 10^{-4} 。强湍流即 $(\alpha, \beta)=(4,1)$ 时,随着接收光功率从 -30 dBm 提高到 -12 dBm 平均误比特率仅能提高一个量级。这说明副载波外差检测系统在强湍流下能提高检测灵敏度,但强度闪烁对平均误码率影响比较大。但弱湍流强度即 $(\alpha, \beta)=(4,4)$ 时,随着接收光功率从 -30 dBm 提高到 -12 dBm,平均误比特率可提高 5 个量级,说明弱湍流强度条件下随着接收光功率增加误码率明显减小。

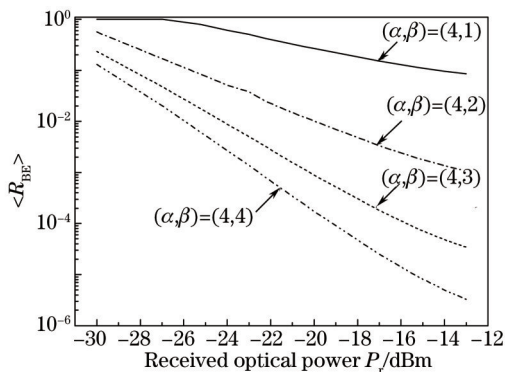


图4 不同接收光功率的平均误比特率曲线

Fig.4 Variation of the average BER for QPSK with the received optical power

4 仿真实验

为了验证理论分析的正确性,使用仿真软件搭建了 SCM-OFDM 副载波外差检测系统仿真实验平台如图 5 所示。参数设置为:发送端副载波 2 MHz,接收端副载波 3.5 MHz,发送端和接收端以波长为 850 nm 的半导体连续激光器作为光源,本振激光器光功率为 -10 dBm,信号光和本振光均采用副载波强度调制,大气信道采用 Gamma-Gamma 模型。

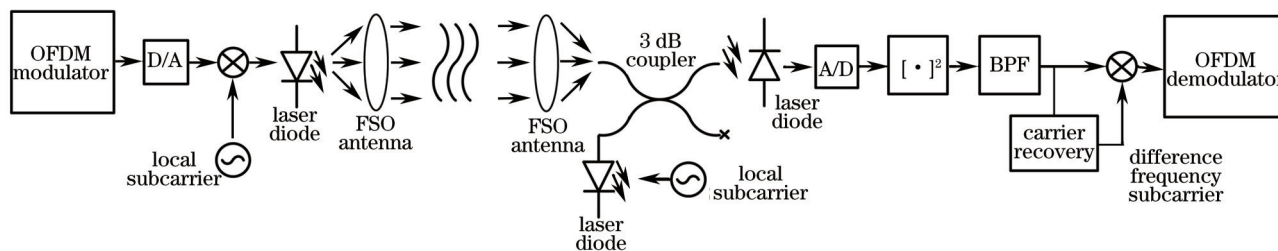


图5 SCM-OFDM 副载波外差检测仿真实验平台

Fig.5 Simulation experimental setup of SCM-OFDM subcarrier heterodyne detection system

当中强湍流条件参数取 $(\alpha, \beta)=(4,3)$ 、接收光功率为 -21 dBm 时,副载波差频信号时域波形和功率谱分别如图 6(a)和 6(b)所示,直接检测信号时域波形和功率谱分别如图 6(c)和 6(d)所示。图 6(a)和图 6(c)比较可以看出,直接检测信号更容易受湍流造成的强度闪烁影响,所以要求较高的直流偏置且 OFDM 信号高的峰均比会造成非线性失真,与直接检测信号比较副载波差频能更有效地抑制噪声,副载波外差检测仅使差频信号附近的频带噪声落入接收机,而其他频带噪声在副载波外差过程中均被滤除。图 6(d)直接检测信号功率谱载噪比为 28.2 dB,图 6(b)副载波外差信号功率谱载噪比为 36.4 dB,比直接检测提高 8.2 dB,所以采用副载波外差接收方法使有用的 OFDM 信号功率得到增强,同时噪声功率得到有效地抑制。

仿真实验对不同接收光功率时平均误比特率进行了多次测试。中强湍流条件参数 $(\alpha, \beta)=(4,2)$ 和弱湍流条件参数 $(\alpha, \beta)=(4,4)$ 时,不同接收光功率条件下平均误比特率曲线如图 7 所示。其中图 7 中空心符号为仿真实验数据,实线为根据(18)式理论计算出的平均误比特率曲线。从图 7 可以看出,随接收光功率增加系统平均误比特率逐渐降低,实验得到的平均误比特率与理论推导出的闭合公式数值仿真结果比较接近。在弱湍流条件下,当接收光功率大于 -17 dBm 时,平均误比特率为 10^{-5} 以上能保证无线光通信系统的可靠性。弱湍流 $(\alpha, \beta)=(4,4)$ 时,接收光功率为 -22 dBm 的 100 次实验误比特率方差如图 7 图所示,系统误码方差起伏较小说明弱湍流条件下随机湍流对系统影响较小。

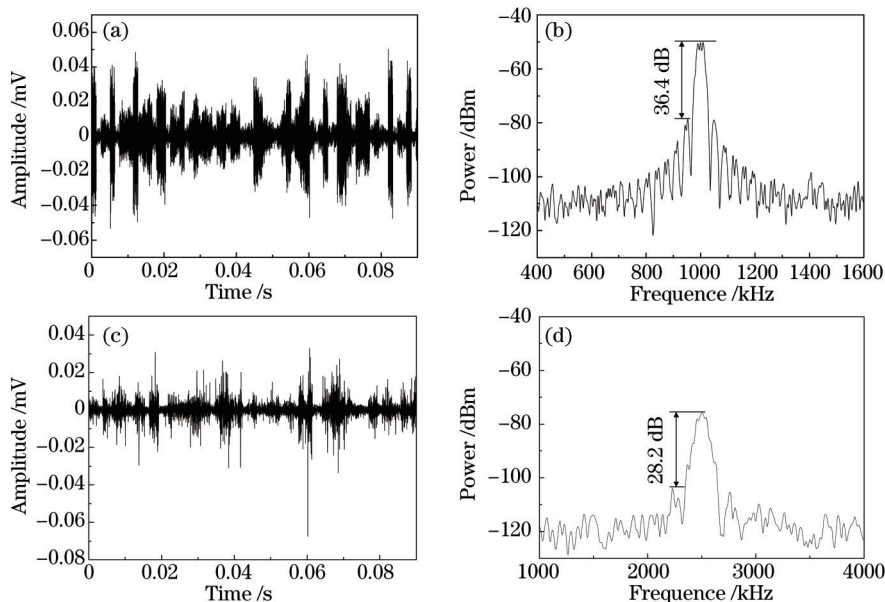


图 6 副载波差频信号与直接检测信号比较。(a) 副载波差频信号时域波形; (b) 副载波差频信号功率谱;
(c) 直接检测信号时域波形; (d) 直接检测信号功率谱

Fig.6 Comparison of subcarrier heterodyne detection and direct detection. (a) Time-domain wave with subcarrier heterodyne;
(b) power spectrum with subcarrier heterodyne; (c) time-domain wave with direct detection; (d) power spectrum with direct detection

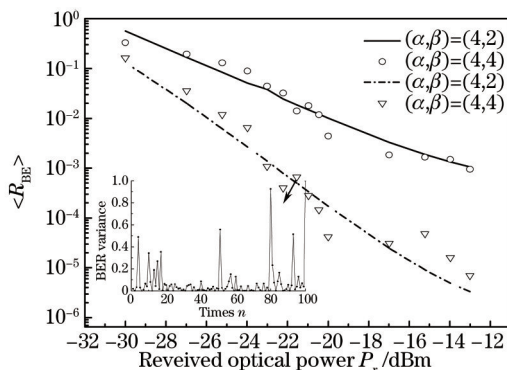


图 7 SCM-OFDM 系统传输平均误比特率曲线

Fig.7 Average BER curves of SCM-OFDM subcarrier heterodyne system

不同湍流强度下接收光功率为-20.97 dBm时信号星座图如 8 所示。从图 8 可知,强湍流即 $(\alpha, \beta) = (4, 1)$ 时接收信号星座图有一定程度发散,系统平均误比特率为 10^{-4} ,弱湍流即 $(\alpha, \beta) = (4, 1)$ 时接收信号星座图明显集中,平均误比特率可以提高两个数量级。图 8 中随着湍流强度增大星座点弥散相位噪声增加,没有出现大的相位旋转说明湍流对差频信号解调影响较小,大气湍流主要引起副载波差频信号幅度起伏造成误码率升高。实验结果表明:当选用合适的本振光功率时,采用副载波外差技术能有效抑制湍流引起的噪声进而提高系统的整体性能。

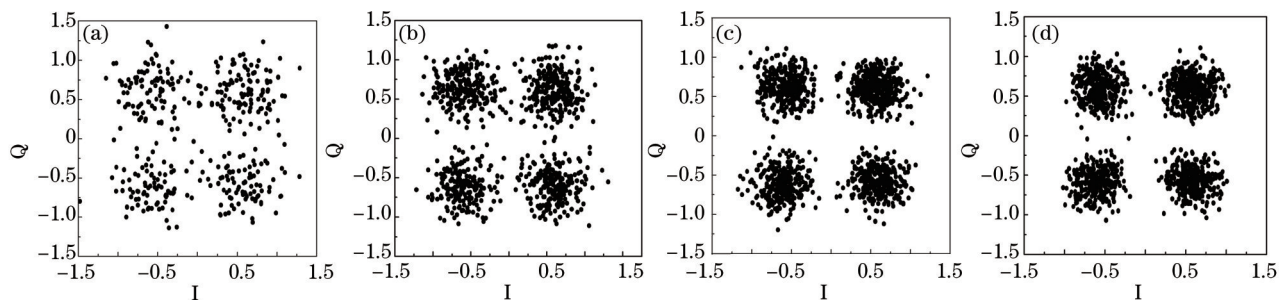


图 8 不同湍流强度星座图。(a) $(\alpha, \beta) = (4, 1)$; (b) $(\alpha, \beta) = (4, 2)$; (c) $(\alpha, \beta) = (4, 3)$; (d) $(\alpha, \beta) = (4, 4)$

Fig.8 Constellation diagrams with different turbulence intensities. (a) $(\alpha, \beta) = (4, 1)$; (b) $(\alpha, \beta) = (4, 2)$; (c) $(\alpha, \beta) = (4, 3)$; (d) $(\alpha, \beta) = (4, 4)$

5 结 论

采用一种新的副载波外差方式检测 SCM-OFDM 光信号,与光相干检测比较减少了系统的复杂程度。给出子载波平均载噪比和平均误比特率的闭合表达式,由数值分析得出当子载波调制系数大于 0.2% 时,副载波外差得到的子载波平均载噪比明显优于直接检测,最高时可提高 20 dB 左右。接收光功率为微瓦量级时,本振光功率选取 -11 dBm 左右可获得最佳平均载噪比,然后随着本振光功率增加平均载噪比逐渐下降。系统实验仿真得到副载波差频信号及其功率谱,测出不同湍流强度下的星座图与误码率,实验结果能较好吻合理论结果,充分说明副载波检测方式检测 SCM-OFDM 光信号具有可行性,可以提高系统的误码率与检测灵敏度。

参 考 文 献

- 1 R V Nee, R Prasad. OFDM for Wireless Multimedia Communications[M]. Norwood: Artech House, 2000: 23-25.
- 2 Liu Binhui, Chen Lin, Xiao Jiangnan. Least mean square adaptive algorithm for direct-detection optical orthogonal frequency division multiplexing transmission system[J]. Chinese J Lasers, 2012, 39(9): 0905005.
刘斌晖, 陈 林, 肖江南. 直接检测的光正交频分复用传输系统最小均方自适应算法[J]. 中国激光, 2012, 39(9): 0905005.
- 3 H J Kaur, M L Singh. Improvement of transmission performance of adaptively modulated optical OFDM signals[J]. Optik, 2014, 125(17): 4706-4710.
- 4 Shou Qin, Zhang Tao, Wang Han. Analysis of BER performance in free-space optical MIMO-OFDM communication systems over the Gamma-Gamma atmospheric turbulence[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2013, 50(2): 020602.
寿 钦, 张 涛, 王 涵. Gamma-Gamma 大气湍流下自由空间光通信 MIMO-OFDM 系统误比特率分析[J]. 激光与光电子学进展, 2013, 50(2): 020602.
- 5 Chen Hongxian, Chen Lin, Yu Jianjun, *et al.*. Experimental investigation for 60 GHz radio-over-fiber system employ orthogonal frequency-division multiplexing format based on companding transform[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(3): 0306002.
陈虹先, 陈 林, 余建军, 等. 基于压扩变换的 60 GHz 正交频分复用光载无线通信系统实验研究[J]. 光学学报, 2012, 32(3): 0306002.
- 6 W Shieh, I Djordjevic. OFDM for Optical Communications[M]. Burlington: Elsevier/Academic Press, 2009: 353-362.
- 7 Wang Xin, Chen Lin, Cao Zizheng. Influence of modulation depth on optical subcarrier OFDM system[J]. Acta Optica Sinica, 2011, 31(5): 0506002.
王 鑫, 陈 林, 曹子峥. 调制深度对副载波正交频分复用光传输系统性能的影响[J]. 光学学报, 2011, 31(5): 0506002.
- 8 Ke Xizheng, Chen Jinni. Experimental investigation on non-optical heterodyne detection technology of 1 km atmospheric laser communication system[J]. Journal of Applied Sciences, 2014, 32(4): 379-384.
柯熙政, 陈锦妮. 1 km 大气激光通信系统非光域外差检测的实验研究[J]. 应用科学学报, 2014, 32(4): 379-384.
- 9 A Bekkali, C B Naila, K Kazaura, *et al.*. Transmission analysis of OFDM-based wireless services over turbulent radio-on-FSO links modeled by Gamma-Gamma distribution[J]. IEEE Photonics Journal, 2010, 2(3): 510-520.
- 10 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.
- 11 Zheng Yan, Yaochao Liu, Xue Chen, *et al.*. Joint scheme for symbol, sampling clock, and carrier frequency synchronization in PDM-CO-OFDM system beyond 100 Gb/s[J]. Chin Opt Lett, 2014, 12(10): 100605.
- 12 Ma Jianxin. Simple signal to signal beat interference cancellation receiver based on balanced detection for a sideband optical OFDM signal with a reduced guard band[J]. Opt Lett, 2013, 38(21): 4335-4338.
- 13 Hao Yaohong, Wang Rong, Li Yuquan, *et al.*. Investigation of polarization effect in coherent optical orthogonal frequency division multiplexing system[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(7): 0706021.
郝耀鸿, 王 荣, 李玉权, 等. 相干光正交频分复用系统偏振效应研究[J]. 光学学报, 2013, 33(7): 0706021.
- 14 N Cvijetic, D YQian, J J Yu. Polarization-multiplexed optical wireless transmission with coherent detection[J]. J Lightwave Technol, 2010, 28(8): 1218-1227.
- 15 W Shieh, H Bao, Y Tang. Coherent optical OFDM: Theory and design[J]. Opt Express, 2008, 16(2): 841-859.
- 16 S Zoran, B Furch, H Lutz. Optical inter satellite communication[J]. J Sel Top Quantum Electron, 2010, 16(5): 1051-1057.
- 17 S L Jansen, I Morita, T Schenk, *et al.*. Coherent optical 25.8 Gb/s OFDM transmission over 4160 km SSMF[J]. J Lightwave Technol, 2008,

- 26(1): 6-15.
- 18 Q Yang, N Kaneda, X Liu, *et al.*. Towards real-time implementation of optical OFDM transmission[C]. Optical Fiber Communication Conference, 2010: OMS6.
- 19 Zou Shumin, Shao Yufeng, Zheng Xi, *et al.*. Study on generation of all-optical orthogonal frequency division multiplexing signals based multi-tones modulation[J]. Acta Optica Sinica, 2011, 31(7): 0706004.
邹书敏, 邵宇丰, 郑 曦. 基于多边带调制产生全光正交频分复用信号的研究[J]. 光学学报, 2011, 31(7): 0706004.
- 20 L C Andrews, R L Phillips, C Y Hopen. Laser Beam Scintillation with Application[M]. Bellingham: SPIE Press, 2001: 247-252.
- 21 J G Proakis. Digital Communication[M]. New York: McGraw-Hill, 2000: 191-196.

栏目编辑: 王晓琰