

基于 Marcum Q 函数的星间激光通信动态束腰控制

宛雄丰^{**}, 郝士琦^{*}, 张岱, 赵青松, 唐进迎, 徐晨露

国防科技大学电子对抗学院脉冲功率激光技术国家重点实验室, 安徽 合肥 230037

摘要 针对星间激光通信受瞄准误差影响较为严重的问题, 提出了一种基于 Marcum Q 函数表示法的动态束腰控制方案。在不需要采取任何近似的情况下, 利用 Marcum Q 函数给出了计算瞬时信道状态的闭了解析式, 并建立了优化模型, 通过模型求解, 得到在已知瞬时瞄准误差角时的最优光束束腰半径的简单代数表达式, 并给出了相应的动态束腰控制方案, 该方案可有效抑制瞄准误差的影响。数值计算结果表明, 采用动态束腰控制方案的系统性能要明显优于采用固定束腰控制方案的系统性能, 且所提方案在系统误码率和中断概率性能上较传统动态束腰控制方案有一定的提升。

关键词 光通信; 自由空间光通信; 瞄准误差; Marcum Q 函数; 误码率; 中断概率

中图分类号 TN929.13

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201838.0906005

Dynamic Beam Waist Adjustment of Inter-Satellite Optical Communication Based on Marcum Q-Function

Wan Xiongfeng^{**}, Hao Shiqi^{*}, Zhang Dai, Zhao Qingsong, Tang Jinying, Xu Chenlu

State Key Laboratory of Pulse Power Laser Technology, College of Electronic Countermeasure, National University of Defense Technology, Hefei, Anhui 230037, China

Abstract We propose a dynamic beam waist adjustment scheme based on Marcum Q-function to solve the problem that the inter-satellite optical communication is deeply affected by pointing error. In the absence of any approximation, a closed-form expression for calculating the state of the instantaneous channel is given by Marcum Q-function. The optimization model is set up and a simple algebraic solution for the optimal dynamic beam waist radius is derived by the model, when the instantaneous direction error angle is known. A new dynamic waist adjustment scheme is given, which can effectively reduce the effect of the pointing error. Numerical results show that the system performance with dynamic beam waist is obviously better than that with fixed beam waist, and the proposed scheme here can improve the performance of bit error rate and outage probability to a certain extent.

Key words optical communications; free-space optical communication; pointing error; Marcum Q-function; bit error rate; outage probability

OCIS codes 060.2605; 010.3310; 060.4256

1 引 言

星间激光通信中, 卫星平台振动将会导致光学天线的指向抖动, 由于光束发散角极窄, 通常只有几毫弧度, 因此振动引起的瞄准误差是影响系统性能的主要因素。目前在卫星应用中, 瞄准误差通常可以控制在 $0 \sim 100 \mu\text{rad}$ 之间, 但是由于通信距离通常非常远, 瞄准误差仍然会造成系统性能的恶化^[1]。

目前, 已有大量的学者对瞄准误差影响下的系统性能进行了分析讨论, 并提出了几种抑制瞄准误

差影响的方法。其中, Chen 等^[2]提出在已知瞄准和跟踪误差的方均根值时, 可以通过适当地调整发射端和接收端天线增益来优化系统性能; Toyoshima 等^[3]提出在已知瞄准误差分布的情况下, 通过数值计算给出系统最优光束发散角。但是上述方法都是在已知瞄准误差分布的前提下提出的, 在实际应用中, 由于卫星平台振动的随机性, 瞄准误差已知是很难做到的。因此, 考虑到可以在发射端动态测量瞄准误差角^[4]并且可以快速调整光束束腰半径^[5], Song 等^[6]提出采用动态束腰控制技术来抑制瞄准

收稿日期: 2018-03-15; 修回日期: 2018-04-11; 录用日期: 2018-05-02

基金项目: 国家自然科学基金(61571446)、国家重点实验室 2016 年度主任基金项目(SKL2016ZR03)

* E-mail: liu_hsq@126.com; ** E-mail: 479850854@qq.com

误差的影响,但是在该方法中,在对瞬时信道增益进行数学建模时,为了简化计算,对圆形接收孔径区域做了近似处理;随后, Song 等^[7]又提出可以通过 Marcum Q 函数来精确表示瞬时信道增益,但文献中并没有对该模型进行求解,也没有给出这种情况下的动态束腰控制方案。

本文主要研究了动态束腰控制对瞄准误差影响的抑制作用,当系统采用开关键控(OOK)强度调制直接探测时,利用 Marcum Q 函数对瞬时信道状态进行建模,并建立优化模型,求解出最优光束束腰半径 ω_0 ,从而提出了一种新的动态束腰控制方案。通过数值模拟,比较了该方案与传统动态束腰控制方案以及固定束腰控制方案的误码率性能和中断概率性能,验证了该方案可有效提升系统性能。

2 系统模型和信道模型

2.1 系统模型

假设系统采用开关键控强度调制直接探测,则此时在已知瞬时瞄准误差角 θ 时的系统误码率为^[8]

$$P_b(e|\theta) = Q(\gamma), \quad (1)$$

式中: γ 为接收端的瞬时信噪比; $Q(\cdot)$ 为高斯 Q 函数,其定义为 $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi}$ 。

系统瞬时信噪比可以表示为

$$\gamma = \frac{2[h_p(\theta, a, \omega_0, z)P_t\eta]^2 R_{load}}{N_0 v_{data}}, \quad (2)$$

式中: η 为光电转换效率值; P_t 为发射功率; R_{load} 为接收机负载阻抗; N_0 为热噪声功率谱密度; v_{data} 为数据传输速率; a 为接收孔径半径; z 为传输距离; 瞬时信道状态 h_p 表示接收孔径收集到的功率与总功率的比值; ω_0 为发射端光学天线的光束束腰半径。

考虑所有可能存在的瞄准误差角 θ , 系统的平均误码率(ABEP)可以表示为

$$P_b(e) = \int_0^\infty P_b(e|\theta = u) f_\theta(u) du, \quad (3)$$

式中: $f_\theta(u)$ 为瞄准误差角 θ 的概率密度函数。

在星间激光通信中,链路的可靠性同样非常重要,而衡量可靠性的重要指标为系统中断概率,其表示存在一个有限的概率使信道容量 C 不足以满足传输速率 v_0 的需求,此时,系统中断概率的数学表达式为 $P_{out} = P[C(h_p) < v_0]$ ^[9], 由于 $C(\cdot)$ 是随信噪比单调递增的,故中断概率可同样表示为 $P_{out} = P(h_p < h_0) = \int_0^{h_0} f_{h_p}(h_p) dh_p$, 其中: $h_0 = C^{-1}(v_0)$;

$C^{-1}(\cdot)$ 为 $C(\cdot)$ 的反函数; $f_{h_p}(h_p)$ 为瞬时信道状态的概率密度函数。当瞄准误差分布满足 Rayleigh

分布时,其表达式为 $f_{h_p}(h_p) = \frac{\gamma^2}{A_0^2} h_p^{\gamma^2-1}$ ($0 \leq h_p \leq A_0$)^[10], 其中: $\gamma = w_{zeq}/(2\sigma_s)$ 表示接收端等效波束半径与瞄准误差偏移量抖动标准差的比值; $A_0 =$

$[\text{erf}(v)]^2$; $w_{zeq}^2 = w_z^2 \frac{\sqrt{\pi} \text{erf}(x)}{2v \exp(-x^2)}$; $x = (\sqrt{\pi}a)/(\sqrt{2}w_z)$; w_z 为传输距离 z 处的波束宽度; r 为接收端的瞄准误差偏移量。

2.2 瞬时信道状态模型

在星间激光通信中,卫星平台振动引起的瞄准误差会导致接收端的功率损失,接收孔径收集到的功率占总功率的比值,通常称为瞬时信道状态,用 h_p 表示^[11]。

考虑发射光束为高斯光束且接收天线孔径为半径为 a 的圆形孔径,如图 1 所示,当径向瞄准误差为 r 时,瞬时信道状态可以表示为^[12]

$$h_p(r; z) = \int_{-a-\zeta}^a \int_{-\zeta}^{\zeta} \frac{2}{\pi w_z^2} \exp\left[-2 \frac{(x'-r)^2 + y'^2}{w_z^2}\right] dy' dx', \quad (4)$$

式中: $\zeta = \sqrt{a^2 - x'^2}$; w_0 为 $z = 0$ 处的束腰半径。 w_z 与 w_0 之间的关系为

$$w_z = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2}\right)^2}, \quad (5)$$

式中: λ 为光波波长。此外,需要注意的是,高斯光束模型只有当光束的波前倾斜角小于 30° 时才能精确描述光束,因此光束束腰半径需要大于 $2\lambda/\pi$ ^[13]。

但是上述方法采用双重积分来计算瞬时信道状态,比较复杂且运算量较大,不利于后续的处理和分析。为此, Song 等^[7]分别提出了基于高斯 Q 函数

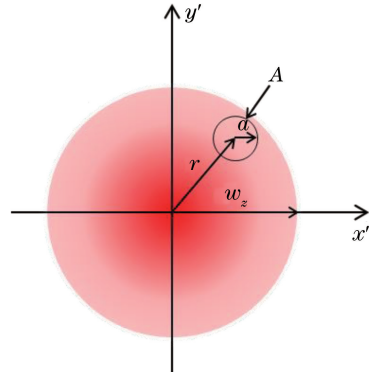


图 1 接收平面上的接收孔径与未对准光斑图^[12]
Fig. 1 Receiver aperture and beam footprint with misalignment on the receiver plane^[12]

的近似表示法^[6]和基于 Marcum Q 函数的精确表示法。采用高斯 Q 函数表示法时,对圆形接收孔径做了近似处理,如图 2 所示,利用区域 A' 近似代替 A,图中 $2s = \sqrt{2}a$,此时, h_p 可表示为

$$h_p(\theta, s, \omega_0, z) = \left[Q\left(\frac{\sqrt{2}r - 2s}{\omega_z}\right) - Q\left(\frac{\sqrt{2}r + 2s}{\omega_z}\right) \right]^2. \quad (6)$$

当未采取任何近似时,基于 Marcum Q 函数, h_p 可表示为

$$h_p(\theta, a, \omega_0, z) = 1 - Q_1^{\text{Mar}}\left(\frac{2r}{\omega_z}, \frac{2a}{\omega_z}\right), \quad (7)$$

式中: $Q_1^{\text{Mar}}(x, y) = \int_y^\infty r \exp\left(-\frac{r^2 + x^2}{2}\right) I_0(xr) dr$ 为一阶的 Marcum Q 函数; $I_0(\cdot)$ 为修正后的零阶贝塞尔函数。

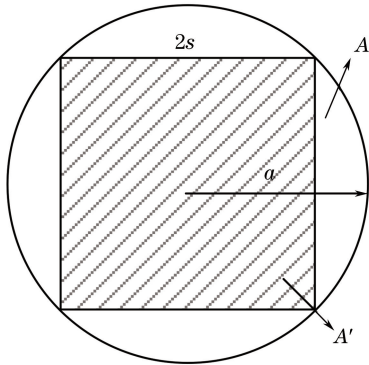


图 2 正方形近似代替圆形接收孔径模型

Fig. 2 Circular receiver aperture model replaced by square

图 3 给出了分别采用高斯 Q 函数表示法和 Marcum Q 函数表示法时 h_p 随瞄准误差角 θ 的变化规律。仿真参数设置为: $2a = 0.25$ m, $\lambda = 1.064$ μm , $z = 20000$ km, $\omega_0 = 4$ mm, $r = z \tan \theta$, θ 的变化范围为 $0 \sim 100$ μrad , 由于 θ 非常小, 近似可得 $r = z\theta$ 。从图 3 中可以看出, 采用高斯 Q 函数表示法计算出的 h_p 要小于采用 Marcum Q 函数表示法的情况。但图 3 的效果不是很明显, 为此, 图 4 给出了近似计算引起的功率损耗与总功率的比值随瞄准误差角 θ 的变化规律, 从图中可以看出, 在不同指向角下, 由于传输距离非常远, 近似损耗所占的比重基本保持不变, 其值约为 0.3634, 这与用正方形近似代替圆形计算的情况保持一致, 可从侧面证明采用 Marcum Q 函数表示法是准确的, 同时可知这种近似计算造成的损耗是比较大的, 因此给出基于 Marcum Q 函数的动态束腰控制方案是很有必要的。

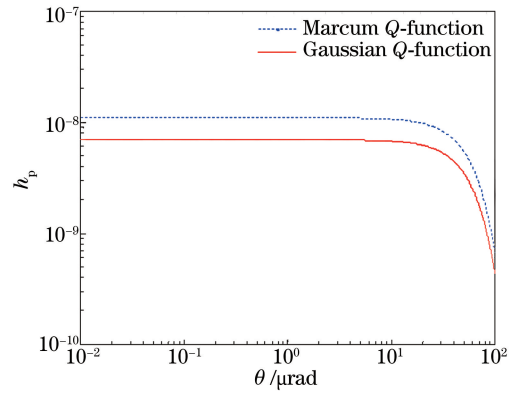


图 3 h_p 与瞄准误差角的关系

Fig. 3 h_p versus pointing error

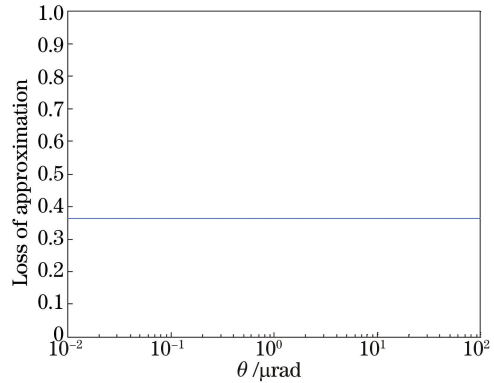


图 4 近似损耗随瞄准误差角的变化规律

Fig. 4 Loss of approximation versus pointing error

3 基于 Marcum Q 函数表示法的动态束腰控制方案

在星间激光通信中, 动态束腰控制是指在每一个瞬时时刻动态调整发射端光学天线的光束束腰半径 ω_0 , 使系统误码率最小, 其光学发射系统的基本组成如图 5 所示^[7]。该系统中涉及到两个重要的模块: 高速、高精度瞄准误差测量设备和高速束腰控制器, 这在文献^[4-5]中已有相关报道, 不是本研究的重点。本研究主要关注的问题是瞬时最优光束束腰半径的计算以及动态束腰控制方案下的系统性能分析。

为求出使瞬时信道状态最优时的发射光束束腰半径 ω_0 , 基于 Marcum Q 函数建立优化模型如下^[7]:

$$\begin{cases} \max_{\omega_0} h_p(\theta, a, \omega_0, z) = 1 - Q_1^{\text{Mar}}\left(\frac{2r}{\omega_z}, \frac{2a}{\omega_z}\right), \\ \text{s.t. } \omega_0 > 2\lambda/\pi \end{cases}, \quad (8)$$

进一步简化可得

$$\begin{cases} \min_{\omega_0} Q_1^{\text{Mar}}\left(\frac{2r}{\omega_z}, \frac{2a}{\omega_z}\right), \\ \text{s.t. } \omega_0 > 2\lambda/\pi \end{cases}, \quad (9)$$

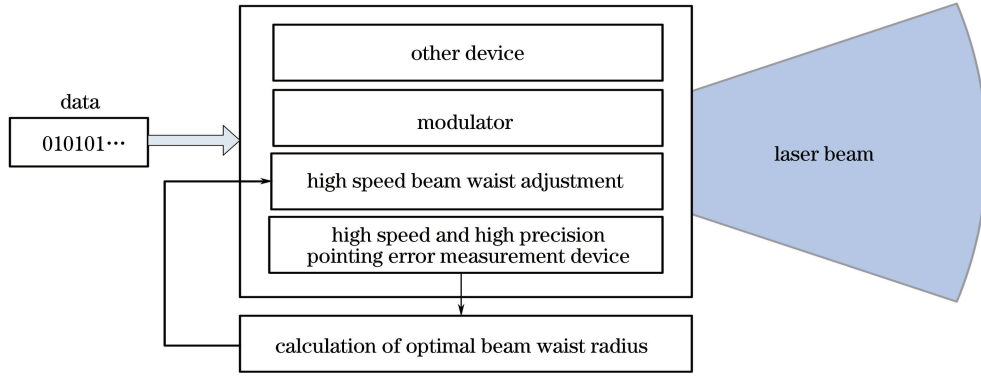


图 5 卫星光学发射系统的基本组成

Fig. 5 Basic composition of the satellite optical transmitting system

式中 s, t 代表约束条件。

为求解出最优的 ω_0 值, 需要先计算出满足

(9) 式的 ω_z 值, ω_z 满足:

$$\frac{dQ_1^{\text{Mar}}\left(\frac{2r}{\omega_z}, \frac{2a}{\omega_z}\right)}{d\omega_z} = 0. \quad (10)$$

通过对(10)式求解可得, 此时使瞬时信道增益最优的 ω_z 为

$$\omega_z = r \sqrt{\frac{4(r^2 - a^2)}{2r^2 - a^2}}. \quad (11)$$

(10) 式的求解过程如下: 令 $\alpha = 2r/\omega_z, \beta = 2a/\omega_z$, 利用如下 Marcum Q 函数的偏微分方程式^[14]:

$$\frac{\partial Q_M^{\text{Mar}}(\alpha, \beta)}{\partial \beta} = -\frac{\beta^M}{\alpha^{M-1}} \exp\left[-\frac{1}{2}(\alpha^2 + \beta^2)\right] I_{M-1}(\alpha\beta), \quad (12)$$

$$\frac{\partial Q_M^{\text{Mar}}(\alpha, \beta)}{\partial \alpha} = \frac{\beta^M}{\alpha^{M-1}} \exp\left[-\frac{1}{2}(\alpha^2 + \beta^2)\right] I_M(\alpha\beta), \quad (13)$$

再结合多元复合函数求导法则, 有

$$\frac{dQ_1^{\text{Mar}}(\alpha, \beta)}{d\omega_z} = \frac{\partial Q_1^{\text{Mar}}(\alpha, \beta)}{\partial \beta} \frac{d\beta}{d\omega_z} + \frac{\partial Q_1^{\text{Mar}}(\alpha, \beta)}{\partial \alpha} \frac{d\alpha}{d\omega_z} = \frac{4a \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{4r^2}{\omega_z^2} + \frac{4a^2}{\omega_z^2}\right)\right]}{\omega_z^3} \left[a I_0\left(\frac{4ar}{\omega_z^2}\right) - r I_1\left(\frac{4ar}{\omega_z^2}\right) \right], \quad (14)$$

式中: $I_M(\cdot)$ 表示修正后的 M 阶贝塞尔函数。由于(14)式中 $4a \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{4r^2}{\omega_z^2} + \frac{4a^2}{\omega_z^2}\right)\right]/\omega_z^3$ 项是恒大于零

的, 则当 $a I_0\left(\frac{4ar}{\omega_z^2}\right) = r I_1\left(\frac{4ar}{\omega_z^2}\right)$ 时, ω_z 的取值即为所求的极值点, 令 $k = \frac{4ar}{\omega_z^2}$, 则问题可以转化为

$$V(k) = \frac{I_1(k)}{I_0(k)} = \frac{a}{r}, \quad (15)$$

此时, 令 $V = a/r$, 则由修正贝塞尔函数的比值关系可得^[15]

$$k = (1 - V^2)^{-1} \left(2V - V^3 - \frac{V^5}{6} - \frac{V^7}{24} + \frac{V^9}{360} + \frac{53V^{11}}{2160} + \dots \right). \quad (16)$$

此时, 由于 V 非常小, 由文献[15]可知, 当 $V = a/r < 0.005$, 应用到 V^3 项时, k 的计算精度即可满足精确计算的需求, 通过计算可得(13)式成立的极值点:

$$\omega_z = r \sqrt{\frac{4(r^2 - a^2)}{2r^2 - a^2}}. \quad (17)$$

此时, 需要进一步论证 ω_z 是否为所求的极小值点。

考虑 $V(k)$ 随 k 值的变化规律, 由文献[13]可知,

$$V(k) = 1 - \frac{2}{4k - 1 - a_1}, \quad (18)$$

$$a_i = \frac{4k}{2i + 1} - 2 - a_{i+1}, \quad i = n, n-1, n-2, \dots, 1. \quad (19)$$

由于只是讨论 $V(k)$ 随 k 值的变化规律, 这里可以将 $a_1 = 3/(4k)$ 代入(18)式可得

$$V(k) = 1 - \frac{2}{4k - 1 - \frac{3}{4k}}, \quad (20)$$

对其求一阶导可得

$$\frac{dV(k)}{dk} = \frac{128k^2 + 24}{(16k^2 - 4k - 3)^2} > 0. \quad (21)$$

1) 当 $\omega'_z > \omega_z$ 时, 由于 $k = 4ar/\omega_z^2$, 则此时对应的 $k' < k$, 由 $V(k)$ 的单调性可知, $\frac{I_1(k')}{I_0(k')} < \frac{a}{r}$, 则

由(14)式可知: 此时的 $\frac{dQ_1^{\text{Mar}}(\alpha, \beta)}{d\omega_z} > 0$;

2) 当 $\omega'_z < \omega_z$ 时, 由于 $k = 4ar/\omega_z^2$, 则此时对应的 $k' > k$, 由 $V(k)$ 的单调性可知, $\frac{I_1(k')}{I_0(k')} > \frac{a}{r}$, 则

由(14)式可知: 此时的 $\frac{dQ_1^{\text{Mar}}(\alpha, \beta)}{d\omega_z} < 0$.

综上所述, (14)式计算出的 ω_z 值, 可使瞬时信道状态达到最优。

考虑到 ω_z 与 ω_0 之间的关系式, 通过对 $d\omega_z/d\omega_0 = 0$ 的求解可得, 当 $\omega_0 = \sqrt{\lambda z/\pi}$ 时, ω_z 的最小值为 $\omega_{z,\min} = \sqrt{2\lambda z/\pi}$ 。此时, 最优的 ω_z 值可以表示为

$$\omega_{z,\text{opt}} = \max[\omega_{z,\min}, r\sqrt{4(r^2 - a^2)/(2r^2 - a^2)}]. \quad (22)$$

通过求解(5)式以及 $\omega_0 > 0$ 可得

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} (\omega_{z,\text{opt}}^2 \pm \sqrt{\omega_{z,\text{opt}}^4 - \omega_{z,\min}^4})^{1/2}. \quad (23)$$

当 $z = 20000 \text{ km}$, $\theta = 10 \mu\text{rad}$, $a = 0.125 \text{ m}$ 时, 通过计算可得两个最优的 ω_0 值近似为 6 mm 和 1.13 km , 由于星上天线孔径大小超过 1 km 显然是不可能的, 因此忽略式中较大项, 且由于其较小项随 $\omega_{z,\text{opt}}$ 的增大单调递减, 需保证 $\omega_0 > 2\lambda/\pi$, 最优光束束腰半径为

$$\omega_{0,\text{opt}} = \max\left[\frac{2\lambda}{\pi}, \frac{1}{\sqrt{2}} (\omega_{z,\text{opt}}^2 - \sqrt{\omega_{z,\text{opt}}^4 - \omega_{z,\min}^4})^{1/2}\right]. \quad (24)$$

综上所述, 基于 Marcum Q 函数表示法的动态束腰控制方案如图 6 所示, 发射系统通过动态地调整光束束腰半径 ω_0 , 使系统性能最优。并且由于(11)式和(24)式皆为简单的代数表达式, 不涉及积分、微分以及迭代, 其运算复杂度非常低, 因此本研究提出的方案与传统的动态束腰控制方案一样, 在实际工程应用中都是可行的。

4 数值模拟

为了对所提出的基于 Marcum Q 函数表示法的动态束腰控制方案(方案 1)与基于高斯 Q 函数表

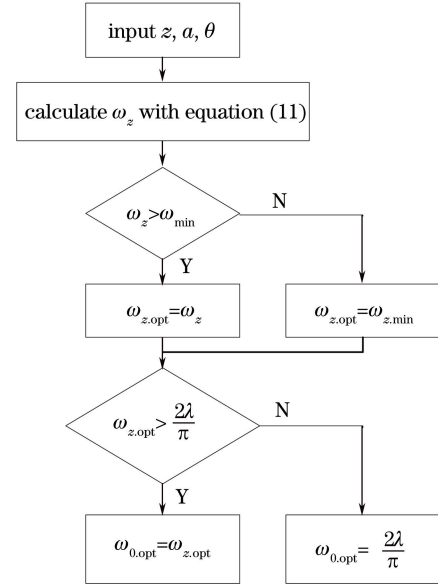


图 6 动态束腰控制方案流程图

Fig. 6 Flow chart of dynamic waist adjustment scheme

示法的动态束腰控制方案(方案 2)以及固定最优束腰控制方案(方案 3)的系统性能进行比较, 本研究针对开关键控调制系统, 设计了仿真分析实验。根据实际情况, 系统各参数设置如下^[7]: 传输距离 $z = 20000 \text{ km}$, 波长 $\lambda = 1.064 \mu\text{m}$, 光电转换效率值 $\eta = 0.8153$, 接收机孔径直径 $2a = 0.25 \text{ m}$, 热噪声功率谱密度 $N_0 = -174 \text{ dBm/Hz}$, 接收机负载阻抗 $R_{\text{load}} = 179700 \Omega$, 数据传输速率 $v_{\text{data}} = 1 \text{ Gbps}$, 发射功率 $P_t = 34 \text{ dBm}$ 。假设瞄准误差角 θ 服从瑞利分布, 其抖动标准差为 σ_θ , 由于 θ 的变化范围为 $0 \sim 100 \mu\text{rad}$, 因此设置 $\sigma_\theta = 10 \mu\text{rad}$ 。从前文的描述可知, 动态束腰控制方案中是不需要考虑 θ 的具体分布的。在已知系统参数的情况下, 结合(1)~(3)式即可计算出系统的 ABEP。

图 7 给出了方案 1、方案 2 和方案 3 的 ABEP 与光束束腰半径 ω_0 之间的关系, 从图中可以看出, 固定束腰控制方案下, 当 $\omega_0 = 3.9 \text{ mm}$ 时, 系统的 ABEP 最小, 此时不论光束束腰半径是增大还是减小, 系统的 ABEP 都会迅速增大; 从方案 1 和 2 与方案 3 的比较可以看出, 采用动态束腰控制方案的系统误码性能要远优于采用固定束腰控制方案; 从数值计算的结果可知, 当发射功率为 34 dBm 时, 方案 1 的 ABEP 为 6.3861×10^{-8} , 方案 2 的 ABEP 为 6.5772×10^{-8} , 采用方案 1 的系统误码性能较方案 2 提升了 0.1281 dB 。

通过对(11)式的分析可知, 利用所提方案得到的最优束腰半径与传输距离 z 紧密相关。图 8 给出

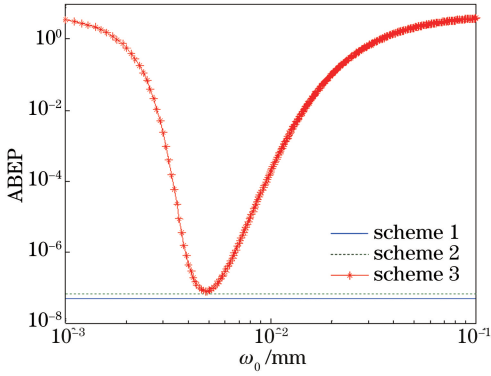


图 7 ABEP 与光束束腰半径的关系
Fig. 7 ABEP versus beam waist radius

了方案 1 相比于方案 2 的性能增益与传输距离 z 之间的关系。传输距离 z 取 200~20000 km。从图中可以看出,随着传输距离的减小,系统的性能增益逐渐增大。当传输距离为 6000 km 时,系统性能增益约为 0.4994 dB。分析原因可知,随着传输距离的减小,在接收平面上接收孔径尺寸相比于光斑尺寸也就越大,此时所提出的瞬时信道状态表示法能够更加精确地反映信道状态的变化情况,方案所提供的性能增益也就越高。

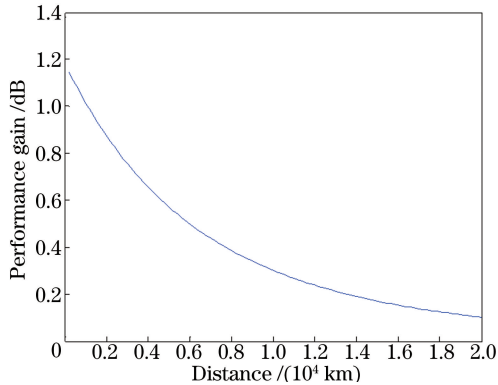


图 8 性能增益与传输距离的关系
Fig. 8 Performance gain versus distance

图 9 给出了方案 1、方案 2、方案 3 以及非最优固定束腰方案(方案 4)的 ABEP 与发射功率之间的关系。针对采用非最优固定束腰的情况,假设光束束腰宽度 $w_0 = 8$ mm。从图中可以看出,在不同的发射功率下,采用动态束腰控制方案的 ABEP 同样明显低于采用优化后的固定束腰控制方法,并且采用方案 1 的系统性能要略优于方案 2。并且,从图中还可以看出,当采用固定束腰控制方案时,若束腰宽度非最优值,系统误码性能将急剧恶化,由于瞄准误差分布是无法准确获知的,因此这种情况是很有可能发生的,这就进一步说明了固定束腰控制方案的不稳定性。

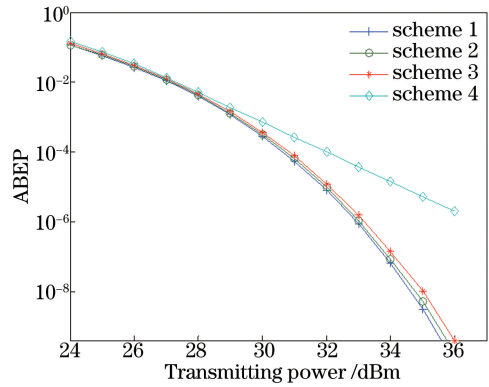


图 9 ABEP 与发射光功率的关系
Fig. 9 ABEP versus transmitting optical power

图 10 给出了方案 1、方案 2 和方案 3 的系统中断概率与中断阈值 h_0 之间的关系。从图中可以明显地看出,在给定中断阈值 h_0 的情况下,动态束腰控制下的系统中断概率同样明显优于固定束腰控制方案;数值计算的结果表明,当中断阈值 h_0 取 10^{-8} 时,方案 1 的中断概率为 1.45×10^{-3} ,方案 2 的中断概率为 1.50×10^{-3} ,性能提升了约 0.147 dB,由此进一步说明了基于 Marcum Q 函数表示法的动态束腰控制方案可以有效地提高系统性能。

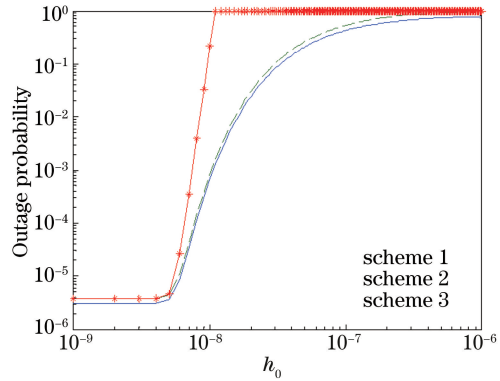


图 10 中断概率与中断阈值之间的关系
Fig. 10 Outage probability versus outage threshold

5 结 论

不同于传统方法中对圆形接收孔径区域的近似处理,本研究利用 Marcum Q 函数来精确表示瞬时信道状态,并建立优化模型,通过模型求解,得到使瞬时信道状态最优时的光束束腰半径 w_0 ,由此提出了一种新型的动态束腰控制方案,通过数值仿真分析了该方案与传统束腰控制方案以及固定束腰控制方案的系统误码率和中断概率性能。结果表明,动态束腰控制方案的系统性能要明显优于固定束腰控制方案,且所提出的方案在发射功率为 34 dBm 时,系统误码性能提升了 0.1281 dB,当

中断阈值 h_0 取 10^{-8} 时, 系统中断概率性能提升了约 0.147 dB, 并且系统性能增益随传输距离的减小而增大, 当传输距离为 6000 km 时, 系统性能增益为 0.4994 dB, 这为星间激光通信系统的研究和设计提供了理论依据。

参 考 文 献

- [1] Wang H X, Song B, Wu X J, *et al.* Influence of pointing error on bit error rate of free space optics system at sea[J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(9): 0901001.
王红星, 宋博, 吴晓军, 等. 指向误差对海上无线光通信误码率性能的影响分析[J]. *光学学报*, 2016, 36(9): 0901001.
- [2] Chen C C, Gardner C S. Impact of random pointing and tracking errors on the design of coherent and incoherent optical intersatellite communication links [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, 37(3): 252-260.
- [3] Toyoshima M, Jono T, Nakagawa K, *et al.* Optimum divergence angle of a Gaussian beam wave in the presence of random jitter in free-space laser communication systems [J]. *Journal of the Optical Society of America A-Optics Image Science & Vision*, 2002, 19(3): 567-571.
- [4] Toyoshima M, Takayama Y, Kunimori H, *et al.* In-orbit measurements of spacecraft microvibrations for satellite laser communication links [J]. *Optical Engineering*, 2010, 49(8): 083604.
- [5] Inagaki K, Karasawa Y. Ultrahigh-speed optical-beam steering by optical phased array antenna [J]. *Proceedings of SPIE*, 1996, 2699: 210-217.
- [6] Song T, Wang Q, Wu M W, *et al.* Performance of laser inter-satellite links with dynamic beam waist adjustment [J]. *Optics Express*, 2016, 24(11): 11950-11960.
- [7] Song T, Wang Q, Wu M W, *et al.* Impact of pointing errors on the error performance of inter-satellite laser communications [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(14): 3082-3091.
- [8] Song T, Kam P Y. Efficient symbol detection for the FSO IM/DD system with automatic and adaptive threshold adjustment: the multi-level PAM case [C] // *IEEE/CIC International Conference on Communications in China*, November 02-04, 2015, Shenzhen, China. New York: IEEE: 1-6.
- [9] Zhou L L, Yun J P, Yang H F, *et al.* Outage probability analysis of coherent optical communication system with pointing error in exponentiated Weibull channel [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2017, 54(11): 110602.
周凌林, 郟建平, 杨海峰, 等. 指数韦伯信道下带瞄准误差的相干光通信系统中断概率分析 [J]. *激光与光电子学进展*, 2017, 54(11): 110602.
- [10] Zhao J, Zhao S H, Zhao W H, *et al.* Performance analysis for mixed RF/FSO airborne communication systems over atmospheric turbulence and pointing error [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(9): 0906001.
赵静, 赵尚弘, 赵卫虎, 等. 大气湍流和指向误差下混合 RF/FSO 航空通信系统性能分析 [J]. *中国激光*, 2017, 44(9): 0906001.
- [11] Han L Q, You Y H. Performance of free space optical communication with combined effects from atmospheric turbulence and pointing errors [J]. *Acta Optica Sinica*, 2014, 34(11): 1106005.
韩立强, 游雅晖. 大气湍流及瞄准误差联合效应下自由空间光通信的性能 [J]. *光学学报*, 2014, 34(11): 1106005.
- [12] Farid A A, Hranilovic S. Outage capacity optimization for free-space optical links with pointing errors [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, 25(7): 1702-1710.
- [13] Siegman A. *Lasers* [M]. Mill Valley: The Maple-Vail Book Manufacturing Group, 1986: 630-631.
- [14] Peng W R, Chi S. Quantum limit of optimum four-level ASK signals with direct detection optically preamplified receivers [J]. *Optics Express*, 2007, 15(11): 6790-6797.
- [15] Hill G W. Evaluation and inversion of the ratios of modified Bessel functions, $I_1(x)/I_0(x)$ and $I_{1.5}(x)/I_{0.5}(x)$ [J]. *ACM Transactions on Mathematical Software*, 1981, 7(2): 199-208.