

基于非正交多址接入的星间可见光通信最优功率分配研究

郝少伟, 李勇军*, 赵尚弘, 宋鑫康

空军工程大学信息与导航学院, 陕西 西安 710077

摘要 星间可见光通信(VLC)凭借其优势逐渐成为小卫星领域的研究热点。通过功率复用,非正交多址接入(NOMA)技术可有效解决因 LED 调制带宽较窄而导致的 VLC 系统容量和通信速率受限的问题。结合星间 VLC 和 NOMA 技术,构建了星间 NOMA-VLC 系统,并对信道模型和噪声模型进行了分析。针对系统通信速率优化问题,建立了基于和速率(Sum-Rate)最大化的优化模型,在非凸的目标函数转换成凸函数的基础上,通过凸分析给出了目标问题的显式最优解。仿真结果表明,和已有功率分配算法相比,所提功率分配策略在保证最低数据速率的约束下,可显著提升系统的和速率。

关键词 光通信; 可见光通信; 星间通信; 非正交多址接入; 功率分配

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202148.0706002

1 引言

作为未来中短距离通信最具发展前景的关键技术之一,可见光通信(VLC)能够提供大量的未受管制的频谱资源和极大的连续带宽(THz 级),且具有无电磁干扰、保密性强、接近零损耗等优点,它不仅可以有效解决当前射频(RF)资源紧缺的问题,还可支持 5G 物联网场景下的大规模连通性^[1]。此外,随着小卫星技术的不断发展,由大量特定构形编队飞行的小卫星群,逐渐取代单颗大卫星,成为航天领域的研究热点。但限于小卫星平台中尺寸、质量、功耗等的约束,传统的 RF 和激光通信技术不再适用于大容量、小时延、高可靠性的星间通信链路^[2]。因此,利用 VLC 技术实现小卫星星间通信,在提升频谱效率、减少航天器的成本等方面具有巨大潜力。

目前,基于 LED 的室内 VLC 技术的研究成果颇丰,但星间 VLC 技术的相关研究尚处于起步阶段。Amanor 团队^[3-4]在分析中短距离 VLC 系统可行性的基础上,研究了太阳辐射对星间 VLC 链路的影响,并提出了相应的 VLC 物理层设计,使星间

通信能够以相对较低的误码率(BER)和高信噪比(SNR)获得显著的高数据速率。Anyanhun 等^[5-6]通过基于模型的系统工程(MBSE)操作概念模型,提出了由三颗小卫星组成的 LEO 多轨卫星系统,该系统通过 LED 可见光/RF 混合链路实现星间通信。

实际应用中,LED 的调制带宽较窄,严重地限制了 VLC 的系统容量和通信速率^[7-8]。因此,许多高频谱效率技术被用于进一步提升 VLC 系统的数据速率,包括自适应调制^[9]、均衡技术^[10]、多输入多输出(MIMO)^[11-13]以及多址接入技术^[14-16]。其中,功率域非正交多址接入 NOMA(PD-NOMA)已被证明非常适用于下行 VLC 系统^[17],因为 NOMA 可以高效地利用频谱效率,减小系统传输时延和信令开销,且光信号传输衰减快,用户信道差异大,更容易发挥 NOMA 优势,获得更大的容量增益。对于 NOMA-VLC 系统,发射机根据用户与 LED 之间信道响应的高低,调整各用户信号的发射功率,并采用叠加编码(SC)主动引入干扰信息,将所有信号叠加传输。在接收端,利用串行干扰消除(SIC)接收机先将信道较好用户的信息进行解码,再将其作为已

收稿日期: 2020-08-28; 修回日期: 2020-09-25; 录用日期: 2020-10-27

基金项目: 国家自然科学基金(91638101)、陕西省自然科学基金(2018JM6069)

*E-mail: tz_228@163.com

知量从接收端消除,最后检测出目标用户的信息。

另外,许多研究工作集中于设计高效的功率分配策略来提高 VLC 系统性能^[18-22]。文献[18]针对下行 NOMA-OFDMA-VLC 系统,提出固定功率分配(FPA)策略,提升频谱效率的同时有效地减小了 VLC 系统的误码率 BRE。文献[19]提出了一种增益比功率分配(GRPA)算法,根据每个用户的信道增益来分配功率。文献[20]则利用拉格朗日对偶法(LD)来解决 NOMA-VLC 系统的功率分配问题,在保证用户公平性的情况下,使用户对数和速率最大。此外,利用梯度投影(GP)^[21]和差分进化(DE)算法^[22]等计算复杂度较高的算法解决 NOMA-VLC 系统的功率分配问题,可以获得优于 GRPA 算法的和速率。

本文首先在三星编队构型的基础上,将 NOMA 技术引入星间 VLC,构建了星间 NOMA-VLC 系统,并对信道模型和噪声模型进行了分析。其次,针对系统通信速率优化问题,建立了基于系统的和速率最大化的优化模型,在将非凸的目标函数转换成凸函数的基础上,通过凸分析给出了目标问题的显式最优解。仿真研究了功率分配因子、星间距离比对和速率的影响,并将所提功率分配算法与已有的功率分配算法进行了比较。

2 系统模型

本文考虑的星间 NOMA-VLC 系统模型是基于文献[5]中的三星编队构型,如图 1 所示,即两颗立方星(CubeSat 6U)和一颗小型通信卫星(SmallSat),组成一个构型简单的编队星群网络。卫星轨道参数信息如表1所示,表中RAAN为升交

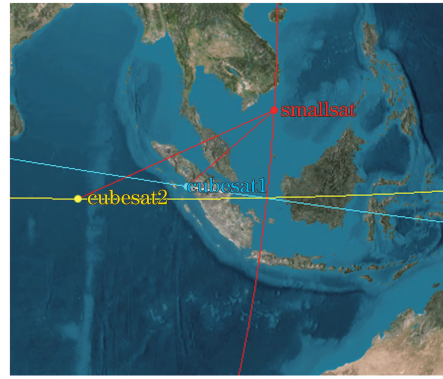


图 1 三星编队构型示意图

Fig. 1 Diagram of three-star formation configuration

表 1 编队卫星轨道参数

Table 1 Orbit parameters of formation satellites

Parameter	SmallSat	CubeSat1	CubeSat2
Altitude /km	600	600	600
Inclination /($^{\circ}$)	98.608	28.5	28.5
RANN /($^{\circ}$)	24.53	140	270
Trueanomaly /($^{\circ}$)	0	0	0

点赤经。两个 CubeSat 通过直视链路(LOS)接入到共享的 NOMA-VLC 信道,SmallSat 根据 CubeSat 信道增益的大小,为 CubeSat 分配不同的信号传输功率,并将信号叠加传输。CubeSat 通过光电探测器(PDs)接收到光信号后,通过 SIC 算法恢复目标信号。因此,两 CubeSat 可以完全共享时间和频率资源,从而提高整个系统的频谱效率。

2.1 星间 VLC 信道模型

主星和 CubeSat 之间的 LOS 链路模型如图 2 所示。不同于室内 VLC 系统,NLOS 链路对于星间 VLC 的功率增益几乎可以忽略不计^[4],因此本研究只考虑星间 LOS 链路增益。

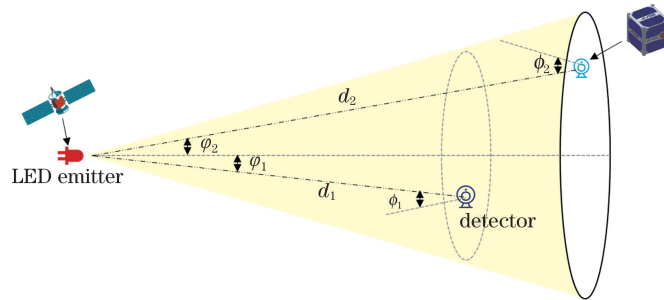


图 2 星间可见光直视链路模型

Fig. 2 LOS link model of intersatellite VLC

LOS 链路增益可表示为

$$h_i = \begin{cases} \frac{(m+1)A_{pd}}{2\pi d_i^2} T_{og}(\phi_i) \cos^m \phi_i \cos \phi_i, & 0 \leq \phi_i \leq \phi_c \\ 0, & \phi_i > \phi_c \end{cases} \quad (1)$$

式中: A_{pd} 为接收探测器的有效物理面积; d_i 为主星 LED 到立方星探测器的距离; φ_i 为 LED 的辐射角, 反映发射光能量的集中程度; ϕ_i 表示接收端的光线入射角; ϕ_c 为接收端的视场角 (FOV); m 为光源的辐射模式, 表达式为 $m = \frac{-\ln 2}{\ln(\cos \varphi_{\frac{1}{2}})}$, 其中 $\varphi_{\frac{1}{2}}$ 为 LED 的半功率角; T_o 和 $g(\phi_i)$ 分别表示立方星的光滤波器增益和聚光器增益, 且 $g(\phi_i)$ 的值可表示为

$$g(\phi_i) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \phi_c}, & 0 \leq \phi_i \leq \phi_c, \\ 0, & \phi_i > \phi_c \end{cases}, \quad (2)$$

其中 n 为折射率。

2.2 接收端噪声分析

星间 VLC 系统接收端考虑的噪声主要包含两类: 散粒噪声 σ_{shot}^2 及热噪声 $\sigma_{\text{thermal}}^2$ 。由于太阳被当作背景光噪声的主要源头, 因此基于普朗克黑体辐射模型, 散粒噪声 σ_{shot}^2 可表示为

$$\sigma_{\text{shot}}^2 = 2q\gamma(P_r + I_2 P_{bg})B, \quad (3)$$

式中: q 为电荷电量; γ 为光电探测器的响应度; B 为等效噪声带宽; P_r 和 P_{bg} 分别表示接收光功率和背景光功率。热噪声 $\sigma_{\text{thermal}}^2$ 可表示为^[5]

$$\sigma_{\text{thermal}}^2 = \frac{8\pi k T_A}{G} \eta A_{pd} I_2 B^2 + \frac{16\pi^2 k T_A \xi}{g_m} \eta^2 A_{pd}^2 I_3 B^3, \quad (4)$$

式中: k 为玻尔兹曼常数; T_A 为绝对温度; G 为开环电压增益; η 为光电探测器单位面积的固定电容; ξ 为场效应晶体管 (FET) 噪声系数; g_m 为 FET 跨导; I_2 和 I_3 分别表示白噪声和升余弦脉冲波形的噪声带宽因子。

2.3 NOMA-VLC 信号模型

主星通过 LED 发射器向两个立方星发送叠加光信号, 叠加光信号可表示为

$$S = \sqrt{P_1} x_1 + \sqrt{P_2} x_2 + P_o, \quad (5)$$

式中: $x_i \in [-1, 1]$ 表示立方星 i 的传输符号, $i = 1, 2$; P_i 为对应的传输功率; P_o 为添加的直流 (DC) 偏置功率, 以保证传输光信号 S 为非负的实信号。设常数 D 为实际传输信号的峰值光强度, 当 S 非负时, 满足 $\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2} \leq P_o$ 且 $\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2} + C \leq D$ 。

接收端, 除去恒定直流偏置 P_o 后, 得到接收信号为

$$y_i = h_i(\sqrt{P_1} x_1 + \sqrt{P_2} x_2) + z_i, \quad (6)$$

其中 z_i 为加性高斯白噪声 (AWGN), 其均值为 0, 方差 $\sigma_i^2 = \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2$ 。

为解码目标信号, 每个立方星采用 SIC 技术消除叠加传输时其他立方星信号形成的干扰, 并且解码顺序按噪声归一化信道响应 (CRNN) 升序进行, 其中 CRNN 定义为 $\Gamma_i = |h_i|^2 / \sigma_i^2$ 。实际上, 可将立方星看作主星的两个用户 CS_1 和 CS_2 , 且不失一般性, 假设 CS_1 为强用户, 而 CS_2 为弱用户, 即 $\Gamma_1 \geq \Gamma_2$, 则分配的传输功率满足 $P_1 < P_2$ 。所以 CS_1 解码时, 先解码并消除干扰信号 x_2 , 再对 x_1 进行检测接收; 而 CS_2 解码时, 可将 x_1 看作噪声, 直接将信号 x_2 检测出来。根据香农公式, 信干噪比 (SINR) 可表示为

$$r_n = \frac{P_n \Gamma_n}{\sum_{j=1}^{n-1} P_j \Gamma_n + 1}. \quad (7)$$

由 SINR 可以得到 CS_1 和 CS_2 的传输速率分别为

$$R_1(P_1) = B_c \text{lb}(1 + P_1 \Gamma_1), \quad (8)$$

$$R_2(P_1, P_2) = B_c \text{lb}\left(1 + \frac{P_2 \Gamma_2}{P_1 \Gamma_2 + 1}\right), \quad (9)$$

式中: B_c 为系统带宽。

3 最优功率分配

根据上述系统模型, 可知传输信号为非负的实信号, 即 $\sqrt{P_1} x_1 + \sqrt{P_2} x_2 + P_o \geq 0$, 其中直流信号 P_o 用于照明, 交流信号 $\sqrt{P_1} x_1 + \sqrt{P_2} x_2$ 用于通信。因此, 考虑在满足一定的服务质量 (QoS) 的情况下使系统的和速率最大。本文的目标优化问题可表示为

$$\max_{P_1, P_2} R_1(P_1) + R_2(P_1, P_2), \quad (10a)$$

$$\text{s. t.} \quad \sqrt{P_1} + \sqrt{P_2} \leq P_o, \quad (10b)$$

$$R_1(P_1) \geq R_1^{\min}, \quad (10c)$$

$$R_2(P_1, P_2) \geq R_2^{\min}, \quad (10d)$$

其中 R_i^{\min} 为 CS_i 所要满足的最低速率门限。优化目标 (10a) 式表示功率分配 (P_1, P_2) 方式和速率最大准则, (10b) 式为 VLC 系统直流偏置功率约束条件, (10c) 式和 (10d) 式表示用户的 QoS 约束条件。该优化问题是一个关于变量 P_1 和 P_2 的非凸问题, 很难直接求解。接下来, 将通过数学推导将该非凸问题转化为近凸问题, 并利用凸优化理论给出显式最优解。

首先, 假设优化目标的一组最优实数解 (P'_1, P'_2) 严格满足 $\sqrt{P'_1} + \sqrt{P'_2} < P_o$, 很显然存在一个正数 μ 使等式 $\sqrt{P'_1} + \sqrt{P'_2} + \mu = P_o$ 成立。而函

数 $R_2(P_1, P_2)$ 随 P_2 单调递增, 所以 $(P'_1, P'_2 + \mu)$ 也满足约束条件(10d)式, 但将 $(P'_1, P'_2 + \mu)$ 代入(10a)式会得到一个比 (P'_1, P'_2) 大的优化目标值, 那么 $(P'_1, P'_2 + \mu)$ 是比 (P'_1, P'_2) 更优的可行解, 而这与

(P'_1, P'_2) 为最优解相矛盾。因此, 可以得出结论: 优化问题的最优解必定使(10b)式取等号。

基于上述结论, 可以设 $\sqrt{P'_1} = \theta P_0, 0 \leq \theta \leq 1$, 则有 $\sqrt{P'_2} = (1 - \theta)P_0$ 。目标问题(10)式将改写为

$$\max_{\theta} f(\theta) = B_c \left[\text{lb}(1 + \theta^2 P_0^2 \Gamma_1) + \text{lb} \left(1 + \frac{(1 - \theta)^2 P_0^2 \Gamma_2}{\theta^2 P_0^2 \Gamma_2 + 1} \right) \right], \quad (11a)$$

$$\text{s. t.} \quad \frac{2 \frac{R_1^{\min}}{B_c} - 1}{P_0^2 \Gamma_1} - \theta^2 \leq 0, \quad (11b)$$

$$\left(2 \frac{R_2^{\min}}{B_c} - 2 \right) \theta^2 + 2\theta + \frac{2 \frac{R_2^{\min}}{B_c} - 1}{P_0^2 \Gamma_2} - 1 \leq 0, \quad (11c)$$

$$0 \leq \theta \leq 1. \quad (11d)$$

此外, 为保证优化问题存在可行解, R_1^{\min} 和 R_2^{\min} 须满足

$$R_1^{\min} \leq B_c \text{lb}(1 + \alpha^2 P_0^2 \Gamma_1), \quad (12)$$

$$R_2^{\min} \leq B_c \text{lb}(1 + P_0^2 \Gamma_2), \quad (13)$$

其中 α 可表示为

$$\alpha = \begin{cases} \frac{1}{2}(1 - Y), & R_2^{\min} = B_c \\ -1 + \frac{\sqrt{1 - (X - 1)(XY - 1)}}{X - 1}, & R_2^{\min} \neq B_c \end{cases}, \quad (14)$$

这里 $X = 2 \frac{R_2^{\min}}{B_c} - 1, Y = \frac{1}{P_0^2 \Gamma_2}$ 。下面将给出(12)式和(13)式的证明过程。

将(11c)式左边的表达式定义为 $g(\theta)$, 则有

$$g(\theta) = \left(2 \frac{R_2^{\min}}{B_c} - 2 \right) \theta^2 + 2\theta + \frac{2 \frac{R_2^{\min}}{B_c} - 1}{P_0^2 \Gamma_2} - 1. \quad (15)$$

1) 当 $R_2^{\min} > B_c$ 时, 很显然 $2 \frac{R_2^{\min}}{B_c} - 2 > 0$ 。二次函数 $g(\theta)$ 开口向上, 对称轴位于 $\theta < 0$ 区域, 则 $g(\theta)$ 在区间 $0 \leq \theta \leq 1$ 上单调递增, 且满足 $g(1) > 0$ 。根

据约束条件(11c), 可知 $g(0) = \frac{2 \frac{R_2^{\min}}{B_c} - 1}{P_0^2 \Gamma_2} - 1 \leq 0$ 成立, 因此可以得到 $R_2^{\min} \leq B_c \text{lb}(1 + P_0^2 \Gamma_2)$;

2) 当 $R_2^{\min} < B_c$ 时, 分析方法与情况 1) 类似, 结论同上;

3) 当 $R_2^{\min} = B_c$ 时, $g(\theta) = 2\theta + \frac{2 \frac{R_2^{\min}}{B_c} - 1}{P_0^2 \Gamma_2} - 1$ 为一次函数, 在保证条件(11c)式和(11d)式不冲突的情况下, 仍满足 $g(0) \leq 0$, 仍可以得到情况 1) 中的结论。

因此, (12)式成立。

设 α 为 $g(\theta) = 0$ 的根, 则 α 的值可通过(14)式确定。为了满足条件(11c)式, 通过以上分析, 可以知道 $0 \leq \theta \leq \alpha \leq 1$, 又根据条件(11b)式有

$$\theta \geq \sqrt{\frac{2 \frac{R_1^{\min}}{B_c} - 1}{P_0^2 \Gamma_1}} \stackrel{\text{def}}{=} \beta, \quad (16)$$

$$\beta \leq \theta \leq \alpha \Rightarrow R_1^{\min} \leq B_c \text{lb}(1 + \alpha^2 P_0^2 \Gamma_1), \quad (17)$$

因此, (13)式成立。证明完毕。

通过以上推导, 可以把(11)式看作定义域 $[\beta, \alpha]$ 上求解函数 $f(\theta)$ 的最大值问题。根据凸优化理论, $f(\theta)$ 的最值必在驻点或者定义域边界上求得。因此, (12)式的最优解可以显式地表示为

$$\theta^* = \underset{\theta \in \{\Theta \cap [\beta, \alpha], \alpha, \beta\}}{\text{argmax}} f(\theta), \quad (18)$$

其中 Θ 为目标函数 $f(\theta)$ 的所有驻点集合, α 和 β 为定义域 $[\beta, \alpha]$ 的边界点。而 $f(\theta)$ 的驻点为微分方程 $df(\theta)/d\theta = 0$ 的解, 化简并整理得到方程的等价形式, 即

$$2A'B'^2\theta^5 - A'B'^2\theta^4 + 4A'B'\theta^3 + B'(B' - 3A')\theta^2 + (A'B' + A' + B' - B'^2)\theta - B' = 0, \quad (19)$$

其中 $A' = P_0^2 \Gamma_1, B' = P_0^2 \Gamma_2$ 。

最后,通过 (18) 式求得 θ^* 以后,(10) 式的最佳功率分配方案 (P'_1, P'_2) 可表示为

$$P'_1 = (\theta^*)^2 P_0^2, \quad (20)$$

$$P'_2 = (1 - \theta^*)^2 P_0^2. \quad (21)$$

4 仿真与分析

通过 MATLAB 对所提星间光 NOMA 功率分配方案性能进行仿真分析。星间 VLC 通信时,将 SmallSat 和 CubeSat 的星间距离 d 的变化范围设为 0.5~2.0 km,由图 3 可知,所设距离下星间有效

通信时间约为 40 s,图中 UTCG 代表按照格里高利时间格式显示的协调世界时。为便于分析,假设星间距离短时间内不会剧烈变化。考虑到星上功率受限和信号的动态范围,直流偏置功率 P_0 范围设为 0~20 W。LED 峰值波长设为 656.28 nm,半功率角设为 30° ,接收机 FOV 设为 35° [5]。强度调制/直接检测(IM/DD)方案常见的几种调制技术中,同一信噪比数值下,8-PPM 调制方案具有最低的误码率,且功率利用率较高,适用于功率受限的空间平台 [1]。因此本文 CubeSat 主要采用 8-PPM 调制方式。仿真的主要参数在表 2 中给出。

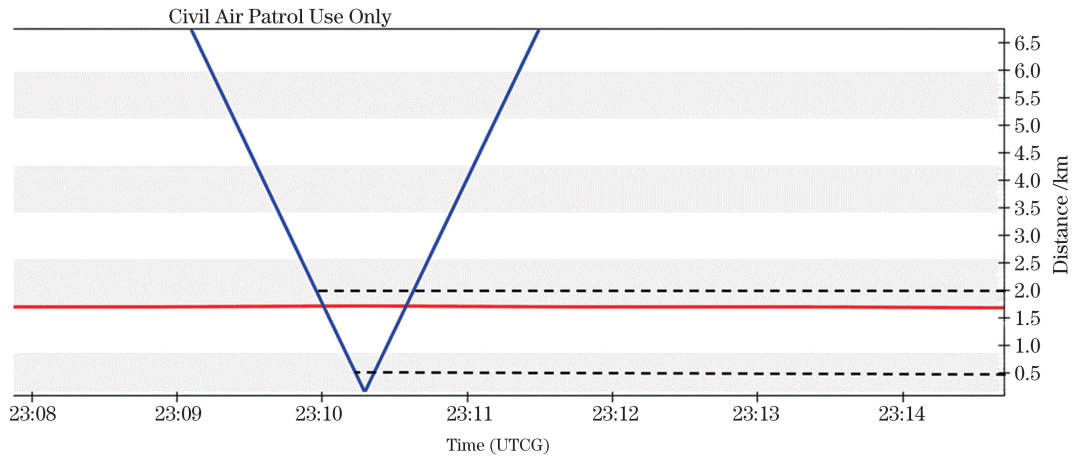


图 3 星间有效通信时间 (距离 0.5~2.0 km)

Fig. 3 Valid communicating time for 0.5-2.0 km

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

Parameter		Value
Link distance	d_i / km	0.5-2.0
System bandwidth	B_c / MHz	10
LED peak wavelength	λ / nm	656.28
Semi-angle at half power	$\varphi_{1/2} / (^\circ)$	30
FOV semi-angle	$\varphi_c / (^\circ)$	35
Detector active area	A_{pd} / cm^2	7.48
Detector responsivity	γ	0.51
Transmission coefficient	T_o	1
Refractive index	n	1.5
Open loop voltage gain	G	10
Capacitance of PD	$\eta / (\text{pF} \cdot \text{cm}^{-2})$	38
Background noise power	$P_{bg} / \mu\text{W}$	10
FET transconductance	g_m / ms	30
FET channel noise factor	ξ	0.82
Boltzmann constant	$k / (\text{J} \cdot \text{K}^{-1})$	1.3806×10^{-23}
Absolute temperature	T_A / K	300

图 4 表明星间 VLC-NOMA 和速率和单星可达速率随功率分配因子 θ 在 $[0, 1]$ 区间的变化关系图。这里星间距离 d_1 设为 500 m, d_2 设为 1000 m,直流偏置功率 P_0 设为 10 W,速率阈值设为 $R_1^{\min} = R_2^{\min} = 10 \text{ Mbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 。从图可以看出,CS₁

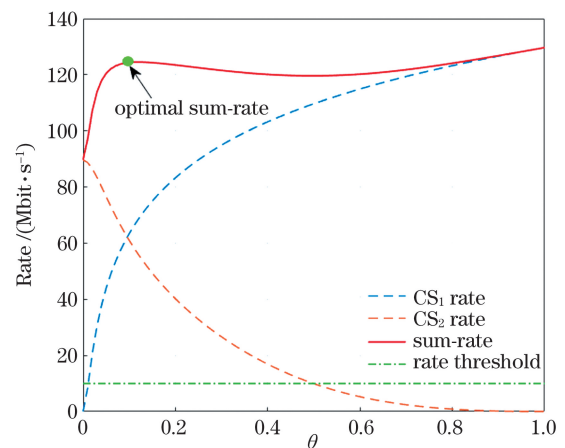


图 4 星间和速率和单星可达速率随功率分配因子 θ 变化曲线

Fig. 4 Individual rate and intersatellite sum-rate varying with power distribution factor θ

的速率随 θ 的增大而增大, CS_2 的速率随 θ 的增大而减小, 直至减小到 0。而和速率随 θ 先增大后减小再增大。结合约束条件 $R_1 \geq R_1^{\min}, R_2 \geq R_2^{\min}$, 在 $\theta=0.1$ 附近, 和速率达到最大, 为 $124 \text{ Mbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 。

图 5 为不同星间距离比下, 归一化和速率随直流偏置功率 P_0 及功率分配因子 θ 的关系图, 其中图 5(a)~(c) 的星间距离比 d_1/d_2 分别为 1.00、

0.50 及 0.25。从图中可以看出, 和速率随着直流功率 P_0 增大而增大。而 P_0 固定时, 使和速率最大的功率分配因子 θ 位于 0.1~0.2 之间 [图 5(a) 的星间距离比为 1, 和速率随 θ 变化并不明显]。此外, 同等条件下, 星间距离比 d_1/d_2 越大, 和速率越大。而星间距离 d 直接决定用户的 CRNN, 所以用户信道情况差异越大, NOMA 带来的性能优势则越明显。

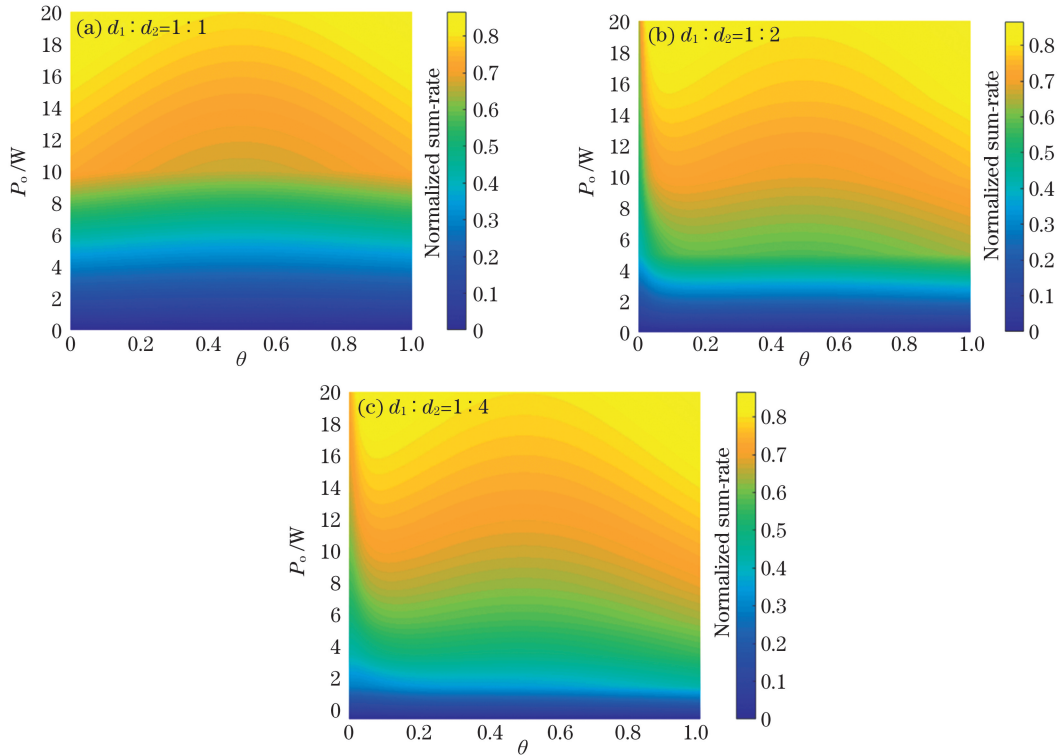


图 5 不同星间距离比下, 归一化和速率随功率分配因子 θ 和直流功率 P_0 的变化关系。(a) $d_1 : d_2 = 1 : 1$;
(b) $d_1 : d_2 = 1 : 2$; (c) $d_1 : d_2 = 1 : 4$

Fig. 5 Normalized sum-rate varying with θ and P_0 with different inter-satellite distance ratio. (a) $d_1 : d_2 = 1 : 1$;
(b) $d_1 : d_2 = 1 : 2$; (c) $d_1 : d_2 = 1 : 4$

信干噪比为 r_n 时, 8-PPM 调制的误码率可以表示为

$$R_{BE_n} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2} r_n} \right), \quad (22)$$

但实际的 SIC 会按照用户的 CRNN 顺序解码。因此, CS_1 的实际误码率可以表示为条件概率的形式^[23], 即

$$R_{BE_1}^* = R_{BE_2} + (1 - R_{BE_2}) * R_{BE_1}, \quad (23)$$

所以系统的平均误码率可表示为

$$\overline{R_{BE}} = \frac{1}{2} (R_{BE_1}^* + R_{BE_2}). \quad (24)$$

图 6 为不同直流功率 P_0 下, 系统平均误码率随 θ 的变化曲线。从图 6 可以看出, 系统平均误码率会随着 P_0 的增大而降低, 且每条曲线的误码率

都在其最佳功率分配点处降到最低。当 P_0 为 39 dBm 时, 系统平均误码率在 $\theta \in [0.1, 0.2]$ 可达 10^{-2} ; 当 P_0 为 40 dBm 时, 系统平均误码率在 $\theta = 0.1$ 附近可达 10^{-3} 。反之, 系统平均误码率要想达到 10^{-5} , 直流功率 P_0 至少要设为 42 dBm; 而系统平均误码率要想达到 10^{-6} , 则直流功率 P_0 至少要设为 43 dBm。

图 7 比较分析了本文所提的功率分配算法与 LD、GRPA 以及 FPA 3 种功率分配算法下系统的和速率随直流功率的变化关系。其中 FPA 算法的功率分配因子 θ_F 设为 0.5, GRPA 算法的功率分配因子设为 $\theta_G = (h_1/h_2)^2$, LD 算法的最大迭代次数设为 20。所有算法考虑的星间距离均相同, d_1 设为 500 m, d_2 设为 1000 m。从图 7 中可以看出,

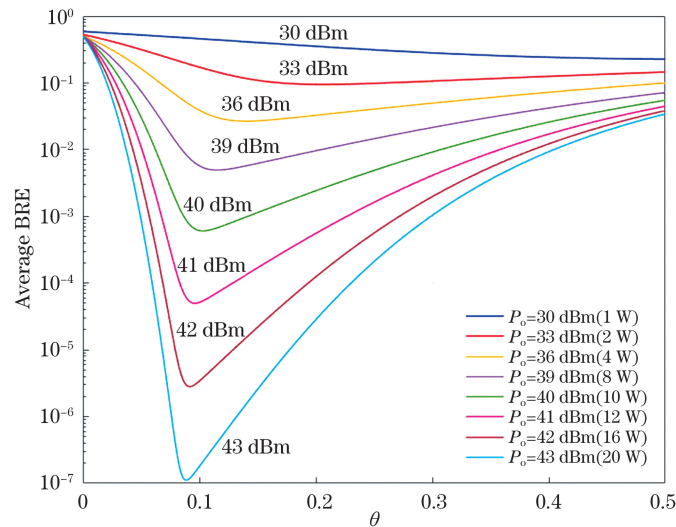


图 6 不同直流功率下系统平均误码率随功率分配因子变化图

Fig. 6 Average BER of system varying with power allocation factor with different DC powers

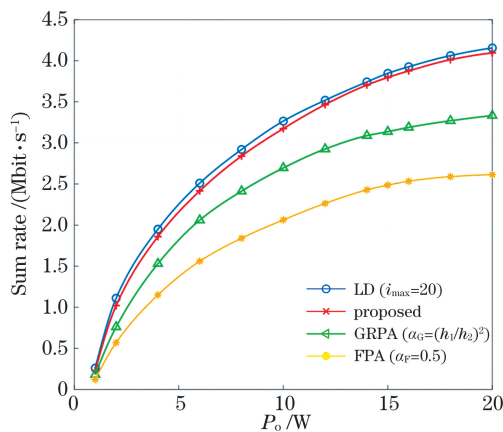


图 7 四种功率分配算法和速率比较

Fig. 7 Performance comparison for different power allocation schemes

4 种功率分配算法下和速率均会随 P_o 增大而增大。而本文所提算法明显优于 GRPA 算法和 FPA 算法,并且性能几乎和 LD 算法相同。但 LD 算法每次迭代时都要求解一个凸问题,计算复杂度要远高于本文算法。因此,本文所提功率分配算法的综合性能最优。

5 结 论

在结合星间 VLC 和 NOMA 技术的基础上,主要研究了星间 NOMA-VLC 系统的功率分配问题。仿真结果表明,射频通信中的 NOMA 技术类似,设计高效的功率分配算法可以有效提高星间 VLC 的和速率,且改变直流偏置功率和算法的功率分配因子也会对系统速率产生影响。其次,随着用户信道差异增大,NOMA 的性能优势会更加明显,而星间

VLC 可通过增大星间距离比来增大信道差异。但当星间距离比太大时,为了保证系统速率,一方的传输功率会远低于另一方,无法保证用户间的公平性。此外,通过算法对比可以看出,在系统的和速率方面,本文的功率分配算法明显优于 GRPA 算法和 FPA 算法 ($\theta = 0.5$),并且性能几乎和 LD 算法相同。但本文算法只在目标定义域内的驻点和边界点寻解,计算复杂度远低于 LD 算法,因此,本文算法的综合性能最优。

参 考 文 献

- [1] Chen Q R, Yu X, Cui W N, et al. Visible-light communication and performance analysis based on medium-and short-distance intersatellite links [J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(10): 1006003. 陈泉润, 虞翔, 崔文楠, 等. 基于中短距离星间链路的可见光通信及性能分析 [J]. 光学学报, 2019, 39(10): 1006003.
- [2] Li Q, Shang T, Tang T, et al. Optimal power allocation scheme based on multi-factor control in indoor NOMA-VLC systems [J]. IEEE Access, 2019, 7: 82878-82887.
- [3] Amanor D N, Edmonson W W, Afghah F. Utility of light emitting diodes for intersatellite communication in multi-satellite networks [C] // 2016 IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE), September 26-28, 2016, Aachen, Germany. New York: IEEE Press, 2016: 117-122.
- [4] Amanor D N, Edmonson W W, Afghah F. Intersatellite communication system based on visible light [J]. IEEE Transactions on Aerospace and

- Electronic Systems, 2018, 54(6): 2888-2899.
- [5] Anyanhun A I, Edmonson W W. An MBSE conceptual design phase model for intersatellite communication[C]//2018 Annual IEEE International Systems Conference (SysCon), April 23-26, 2018, Vancouver, BC, Canada. New York: IEEE Press, 2018: 1-8.
- [6] Anyanhun A I, Anzagira A, Edmonson W W. Intersatellite communication: an MBSE operational concept for a multiorbit disaggregated system [J]. IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems, 2020, 1(1): 56-65.
- [7] JiaK J, Lu H, Yang B R, et al. Influence of LED nonlinearity on performance of visible light communication systems[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(15): 150603.
贾科军, 陆皓, 杨博然, 等. LED非线性对可见光通信系统性能的影响[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(15): 150603.
- [8] JiaK J, Hao L, Bai L J, et al. Indoor visible light communication system based on nonorthogonal multiple access [J]. Acta Optica Sinica, 2017, 37(8): 0806004.
贾科军, 郝莉, 白利军, 等. 基于非正交多址接入的室内可见光通信系统[J]. 光学学报, 2017, 37(8): 0806004.
- [9] Wu L, Zhang Z, Dang J, et al. Adaptive modulation schemes for visible light communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 33(1): 117-25.
- [10] Li H L, Chen X B, Huang B J, et al. High bandwidth visible light communications based on a post-equalization circuit [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(2): 119-122.
- [11] Zhang Q, Yue D W. Design of indoor receiver using multiple-input and multiple-output ACO-OFDM visible light communication system [J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(1): 0106001.
张琦, 岳殿武. 室内 MIMO ACO-OFDM 可见光通信系统接收机设计[J]. 中国激光, 2020, 47(1): 0106001.
- [12] Chen, Chen, Wen-De Zhong, Helin Yang, et al. On the performance of MIMO-NOMA-based visible light communication systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 30(4): 307-310.
- [13] Reddy Sekhar K, Mitra R. MBER combining for MIMO VLC with user mobility and imperfect CSI [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(2): 376-380.
- [14] Sung J Y, Yeh C H, Chow C W, et al. Orthogonal frequency-division multiplexing access (OFDMA) based wireless visible light communication (VLC) system [J]. Optics Communications, 2015, 355: 261-268.
- [15] Bykhovskiy D, Arnon S. Multiple access resource allocation in visible light communication systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(8): 1594-1600.
- [16] Marshoud H, Kapinas V M, Karagiannidis G K, et al. Nonorthogonal multiple access for visible light communications [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(1): 51-54.
- [17] Kizilirmak, Refik Caglar, Corbett Ray Rowell, et al. Nonorthogonal multiple access (NOMA) for indoor visible light communications [C] // 2015 4th International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), September 7-8, 2015, Istanbul, Turkey. New York: IEEE Press, 2015: 98-101.
- [18] Lin B J, Ye W P, Tang X, et al. Experimental demonstration of bidirectional NOMA-OFDMA visible light communications [J]. Optics Express, 2017, 25(4): 4348-4355.
- [19] Yang Z H, Xu W, Li Y R. Fair nonorthogonal multiple access for visible light communication downlinks [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 6(1): 66-69.
- [20] Zhang X K, Gao Q, Gong C, et al. User grouping and power allocation for NOMA visible light communication multi-cell networks [J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(4): 777-780.
- [21] Dong Z Y, Shang T, Li Q, et al. Differential evolution-based optimal power allocation scheme for NOMA-VLC systems[J]. Optics Express, 2020, 28(15): 21627-21640.
- [22] Liu X D, Chen Z Z, Wang Y H, et al. BER analysis of NOMA-enabled visible light communication systems with different modulations[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(11): 10807-10821.

Optimal Power Allocation for Intersatellite Visible Light Communication Based on Nonorthogonal Multiple Access

Hao Shaowei, Li Yongjun*, Zhao Shanghong, Song Xinkang

Institute of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China

Abstract

Objective With the continuous development of small satellite technology, a large number of small satellite groups flying in formation have gradually replaced single large satellites and become a research hotspot in the field of aerospace. However, due to the constraints of size, mass, and power consumption of small satellite platforms, traditional RF and laser communication technologies can no longer meet the demand of large-capacity, small-delay, and high-reliability intersatellite communication links. As one of the most promising key technologies for the fifth wireless communication and beyond, visible light communication (VLC) has great potential in improving the spectrum efficiency and reducing the cost of spacecraft with many license-free spectrum resources. In practical applications, the narrow modulation bandwidth of LED seriously limits the system capacity and VLC communication rate. Thus, many high spectral efficiency technologies are used to improve the VLC system's data rate, including adaptive modulation, equalization technology, multiple input multiple output (MIMO), and multiple access technology. Among them, power domain NOMA (PD-NOMA) is suitable for downlink VLC systems to enhance the capacity and communication rate through power multiplexing.

Methods In this study, by combining the intersatellite VLC and NOMA technology, an intersatellite NOMA-VLC system consisting of a three-star formation configuration is constructed. Then, based on the analysis of the line of sight (LOS) link model of intersatellite and noise model at the receiver side, the model of signal transmission with power multiplexing is developed. Aiming at the problem of system communication rate optimization, an optimization model based on sum-rate maximization for the system is established. By transforming the nonconvex objective function into the convex function, an optimal power allocation strategy with low complexity is proposed to exploit the explicit optimal solution to the target problem using convex analysis.

Results and Discussions The performance of the NOMA scheme for the intersatellite VLC system is simulated and analyzed using MATLAB. The simulation results show that the sum-rate increases first, then decreases, and finally increases with the power allocation factors. Combined with the constraint conditions, the sum-rate achieves a maximum value of $124 \text{ Mbit} \cdot \text{s}^{-1}$ when the power allocation factor is 0.1 (Fig. 4). Under the same conditions, the sum-rate will increase with the intersatellite distance ratio. It means that the greater the difference in user channel conditions, the more obvious the performance advantages brought by NOMA (Fig. 5). Besides, the average BER of 8-PPM modulation for the system will decrease with an increase in DC bias power; the BER of each curve decreases to the lowest at its optimal power allocation point. When DC power is 10 W, the average BER of the system can achieve 10^{-3} , while the average BER can achieve 10^{-6} with 20 W (Fig. 6). Through the comparison of power allocation algorithms, it can be seen that the proposed power allocation algorithm performs better than the GRPA and FPA algorithms with a sum-rate factor of 0.5; its performance is almost the same as that of the LD algorithm. However, a convex problem solving during every iteration exacerbates the computational complexity of the LD algorithm; thus, the comprehensive performance of the proposed algorithm is optimal (Fig. 7).

Conclusions Based on the combination of intersatellite VLC and NOMA technology, this study investigates the power allocation of intersatellite NOMA-VLC systems. The simulation results show that the design of an efficient power allocation algorithm effectively improves the sum-rate of intersatellite VLC, which is similar to the NOMA technology in radio frequency communication. It also is shown that changing the DC bias power and power allocation factors of the algorithm will affect the system rate. With the increase in user channel difference, the performance advantage of NOMA will be more obvious, and the intersatellite VLC can increase the channel difference by increasing the intersatellite distance ratio. When the intersatellite distance ratio is too large, to ensure the system rate, the transmission power of one user satellite will be far lower than that of the other, which fails to guarantee fairness between users. Besides, through the comparison of power allocation algorithms, it can be seen that the

comprehensive performance of the proposed algorithm is optimal.

Key words optical communications; visible light communication; intersatellite communication; nonorthogonal multiple access; power allocation

OCIS codes 060.2605; 060.4230; 060.4510