

一种自由空间光通信中自适应光电阵列信号处理算法

马春波,石俊杰,王莹,张磊,敖珺

(桂林电子科技大学信息与通信学院,广西桂林 541004)

摘要: 大气湍流引起的光束闪烁和抖动,将使光通信接收机焦平面上点扩散函数(Point Spread Function, PSF)随机起伏和漂移,导致光电探测器无法有效覆盖信号光场.针对自由空间光通信(Free Space Optical Communications, FSO)系统在多模高斯背景光噪声场和接收光信号能量效率的限定下最小化系统误码率的问题,提出了一种适用于强度调制/直接检测(Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD)的自适应光电阵列信号处理算法.该方法采用合并阵列路径法计算不同阵元数条件下的系统误码率,并以最小误码率为判决准则,优化接收光电阵元序列.分析和仿真结果表明,在相同大气湍流和背景光噪声条件下,相比于现有的光电阵列处理算法,新方法选取适当的合并阵元数,在极大降低系统计算复杂度的同时,系统性能损耗几乎可以忽略.

关键词: 自由空间光通信;光电阵列接收;自适应阵列算法

中图分类号: TN929.12 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2021)10-1908-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20201407

An Adaptive Photoelectric Array Signal Processing Algorithm for Free Space Optical Communication

MA Chun-bo, SHI Jun-jie, WANG Ying, ZHANG Lei, AO Jun

(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin, Guangxi 541004, China)

Abstract: The light beam flicker and jitter caused by atmospheric turbulence will cause the point spread function (PSF) on the focal plane of the optical communication receiver to randomly fluctuate and drift, causing the photodetector to fail to effectively cover the signal light field. In order to minimize the bit error rate (BER) of free space optical communication (FSO) system under the limitation of multi-mode Gaussian background light noise field and received optical signal energy efficiency, an adaptive photoelectric array signal processing algorithm suitable for intensity modulation / direct detection (IM / DD) is proposed. In this method, the combined array path method is used to calculate the system BER of different array elements, and the minimum BER is used as the criterion to optimize the received photoelectric array element sequence. The analysis and simulation results show that under the same atmospheric turbulence and background light noise conditions, compared with the existing photoelectric array processing algorithm, the new method can greatly reduce the computational complexity of the system, while the system performance loss can be almost ignored.

Key words: free space optical communication; photoelectric array receiving; adaptive array algorithm

1 引言

FSO具有光纤通信和移动通信的优势及良好的应用前景,近年来受到了广泛关注^[1,2].然而,FSO链路容易受到大气影响,导致接收功率衰减,光强随机起伏^[1].背景光噪声、器件的电路噪声等也会对通信系统造成干扰,最终使系统性能急剧恶化^[2].特别是在强湍流情

况下,光信号受到严重干扰甚至脱靶,造成较大的误码率和短时间通信中断.为了减小上述大气效应和背景光噪声对系统性能的影响,常用的方法有自适应光学、部分相干光束、信道编码及大口径接收等^[3-6].上述方法的本质是补偿相位起伏引起的光强衰减,对湍流引起的空域扰动和光束的随机漂移却无能为力^[1-5].通过

增大光电探测器面积来增大接收视场角,虽然可以覆盖聚焦光束的随机漂移,但进入接收机的背景光辐射也同时增加,从而降低通信系统性能.事实证明,采用光电探测器阵列以及相应的信号检测方法,可以有效解决接收机大视场角与背景光辐射通量间的矛盾.文献[7]针对FSO应用设计出了一种盖革模式雪崩光电二极管阵列,文献[8]提出了一种超导纳米线光子探测器阵列,并在月地激光通信演示验证(Lunar Laser Communication Demonstration, LLCD)系统^[9]中表现出了优异的性能.文献[10]将脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)与阵列接收相结合,针对光电阵列输出信号的合并问题,讨论了最优阵元输出的选择.然而上述方法都采用传统的最大值输出法计算最优阵元输出,当阵元数太多时,会造成算法复杂度过高、处理延时过大的问题.

鉴于此,本文提出了一种适用于IM/DD的自适应光电阵列信号处理算法.该算法采用合并阵元路径法计算不同阵元数下的系统误码率,并以最小误码率为判决准则,优化接收光电阵元序列,得到不同路径下的优选阵元组合.分析和仿真结果表明,在相同大气湍流和背景光噪声条件下,选取适当合并路径数的新方法在极大降低计算复杂度的同时,系统性能损耗几乎可以忽略.

2 链路信道模型

考虑一种基于雪崩光电二极管(Avalanche Photodiode, APD)接收的PPM调制/直接解调的光通信系统,即光接收机接收到每个信号时隙的平均光功率 P_R 为^[11]

$$P_R = P_T \eta_T \eta_R \left(\frac{\lambda}{4\pi Z} \right)^2 G_T G_R L_{TP} L_{RP} \quad (1)$$

其中, P_T 是发射光功率; G_T 和 G_R 是发射机和接收机的增益; λ 是波长; Z 是发射机与接收机之间的距离; η_T 和 η_R 是发射器和接收器光学器件的效率; L_T 和 L_R 是发射机和接收机的指向损耗因子,定义了由于方向性不理想而造成的损耗.

$$G_T \approx \left(\frac{\pi D_T}{\lambda} \right)^2 \quad (2)$$

$$G_R \approx \left(\frac{\pi D_R}{\lambda} \right)^2 \quad (3)$$

其中, D_T 是发射机望远镜直径, D_R 是接收机望远镜直径.

化简后的接收功率 P_R 为

$$P_R = P_T \left(\frac{\eta A_{\text{rec}}}{\lambda Z} \right)^2 \cdot H_v \quad (4)$$

假定发射器和接收器光学器件的效率相等, $\eta = \eta_T = \eta_R$, A_{rec} 为接收机的接收面积, H_v 为大气信道中的

随机衰减.

除信号光功率外,系统还将接收到背景辐射.背景辐射源常用辐射谱函数 $W(\lambda)$ 描述.

$$W(\lambda) = \frac{c^2 h}{\lambda^5} \left[\frac{1}{e^{hc/k\lambda T} - 1} \right] \quad (5)$$

背景光源采用黑体辐射模型.其中, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 为光速; $h = 6.626 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$ 为普朗克常数; $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ 为玻尔兹曼常数; T 为辐射的开尔文温度;选取波长为 $\lambda = 1550 \text{ nm}$.

背景光功率 P_b 为^[12]

$$P_b = W(\lambda) \Delta\lambda \Omega_{\text{fv}} A_{\text{rec}} \quad (6)$$

其中, $\Delta\lambda$ 为接收光谱带宽; Ω_{fv} 定义了探测器表面能够观察到的光场入射角,即接收机视场.

3 光电探测器模型

3.1 单探测器模型

当入射光照射到APD探测器工作面上,在一个时隙 T_s 内,探测面吸收的平均光子数为

$$\bar{n}_x = \frac{\zeta}{h\nu} \int_0^{T_s} [P_b(t) + \gamma P_s(t)] dt, x \in \{0, 1\} \quad (7)$$

其中, $P_b(t)$ 为入射到探测器的背景光功率; $P_s(t)$ 为信号光功率; ζ 为量子效率; ν 为光载波频率; T_s 为时隙宽度;若 $x = 1$,则 $\gamma = 1$,若 $x = 0$,则 $\gamma = \alpha_e$,其中 α_e 表示调制器的消光系数.

APD探测器吸收的光子数服从泊松分布.

$$f_p(n|\bar{n}_x) = \frac{(\bar{n}_x)^n}{n!} \cdot \exp(-\bar{n}_x) \quad (8)$$

其中, n 为探测器实际吸收光子数.光电转换输出的电子满足Webb分布^[13].

$$P(q) = f_w(y|\bar{n}_x)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi \bar{n}_x G^2 F}} \cdot \left[1 + \frac{(y - \bar{n}_x G)(F - 1)}{\bar{n}_x GF} \right]^{-\frac{3}{2}} \cdot \exp \left[-\frac{(y - \bar{n}_x G)^2}{2 \bar{n}_x G^2 F \left(1 + \frac{(y - \bar{n}_x G)(F - 1)}{\bar{n}_x GF} \right)} \right] \quad (9)$$

其中, q 为探测器输出电子数; G 为APD的平均增益;过量噪声因子 $F = kG + (2 - 1/G) \times (1 - k)$.除了APD产生的雪崩电子外,后续电路中的热噪声和表面暗电流所产生的电子数 q' 也要考虑, q' 服从均值为 μ_0 且方差为 σ_0^2 的Gaussian分布:

$$P(q') = \psi(x, \mu_0, \sigma_0^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_0} \exp \left(-\frac{(x - \mu_0)^2}{2\sigma_0^2} \right) \quad (10)$$

则 APD 探测器输出的总电子数 $q_{\text{sum}} = q + q'$.

3.2 阵列探测器模型

假定探测阵元吸收光子后输出的自由电子数为计数累积函数 $N(t)$, 则以强度函数 $\delta(t)$ 为条件的概率密度为^[10]

$$p[N(t)\delta(t); 0 \leq t < T] = \begin{cases} \exp(-\int_0^T \delta(t)dt), N(T)=0 \\ [\prod_{i=0}^N \delta(\omega_i)] \exp(-\int_0^T \delta(t)dt), N(T) \geq 1 \end{cases} \quad (11)$$

其中, 集合 $\{\omega_i\}$ 为检测光子的发生时间; $N(t)$ 为在时间间隔 $[0, T]$ 上的计数累积函数.

推广到 $K \times L$ 个阵列探测器上, 可得阵列的联合条件样本函数概率密度.

$$p[N(t)\delta(t); 0 \leq t \leq T] = \prod_{m=1}^K \prod_{n=1}^L p[N_{mn}(t)\delta_{mn}(t), 0 \leq t < T] \quad (12)$$

其中, $N(t) \equiv (N_{11}(t), N_{12}(t), \dots, N_{KL}(t)), 1 \leq m \leq K, 1 \leq n \leq L$.

4 改进的阵列信号自适应处理算法

阵列接收的 APD 探测器阵元组合是信号强度依次递减的有序集, 对于 i 种输出组合, 其信号强度输出和背景强度输出分别为

$$r_s^i = \sum_{s=1}^i N_s, \quad i \in [1, K \times L] \quad (13)$$

$$r_b^i = \sum_{b=1}^i N_b, \quad i \in [1, K \times L] \quad (14)$$

其中, N_s 和 N_b 分别为单个 APD 探测器信号强度和背景强度. 其每个阵元的输出由信号强度的不同来赋予权重:

$$A_i = \sum_{m=1}^K \sum_{n=1}^L u_{mn} N_{mn}^{(i)} \quad (15)$$

式(15)中, u_{mn} 表示 $[m, n]$ 处探测单元的权重; $N_{mn}^{(i)}$ 表示 $[m, n]$ 处探测单元输出. u_{mn} 的大小是根据不同的阵列输出算法来决定的, 如最大比合并法、等增益合并法或最小差错概率法^[10]. 最大比合并法通过有用信号和背景噪声的比值进行加权输出选择适当的加权系数; 等增益合并法把全部信号合并相加会引入更多背景噪声. 本文提出的阵列优化算法是基于 PPM 误码率的最小差错概率输出的, 与最大比合并、等增益合并法等合并方式不同, 该方法以各阵元组合所对应的信号强度与背景强度的输出值, 对阵元组合的输出误码率进行计算, 以最小误码率为判决准则, 自适应输出包含最小误码率的阵元组合, 得到的输出组合就是与光强分布相匹

配的自适应阵元组合.

传统最小差错概率法采用逐阵元累加法对每种阵元组合输出进行选择, 逐个对输出阵元进行累加, 但逐阵元计算得到最优阵元组合的误码率输出复杂度过高. 本文提出了一种合并阵元路径的方法, 将阵列接收单元按输出信号强度递减顺序进行排列, 依次计算 $1 + \beta a$ 个阵元的组合输出信号强度与背景噪声的误码率, β 表示合并阵元的合并组数, a 为

$$a = \left(0, 1, 2, \dots, \frac{KL}{\beta} - 1\right) \quad (16)$$

其中, a 值为整数.

可得 APD 阵列探测器采用合并阵元路径法输出组合的误码率, 按 β 依次计算直到求得阵元组合最小误码率 $P_{e \min}^{(1+\beta a)}$.

$$P_e^{(1+\beta a)} = 1 - \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{m=0}^{\infty} \psi(x, \mu_s, \sigma_s^2) f_w(m|r_s^{(1+\beta a)} + r_b^{(1+\beta a)}) \right] \cdot \left[\int_{-\infty}^x \sum_{n=0}^{\infty} \psi(y, \mu_n, \sigma_n^2) f_w(n|r_b^{(1+\beta a)}) dy \right]^{M-1} dx \\ = \sum_{m=0}^{\infty} f_w(m|r_s^{(1+\beta a)} + r_b^{(1+\beta a)}) \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(x, \mu_s, \sigma_s^2) \cdot \left(1 - \left[\sum_{n=0}^{\infty} \int_{-\infty}^{\frac{x-\mu_n}{\sigma_n}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-u^2/2) du f_w(n|r_b^{(1+\beta a)}) \right]^{M-1} \right) dx \quad (17)$$

$$P_{e \min}^{(1+\beta a)} = \min_{a \in [1, (K \times L)/\beta - 1]} \{P_e^{(1+\beta a)}\} \quad (18)$$

由此可得到 $P_{e \min}^{(1+\beta a)}$ 的最优阵元输出组合 $R_s^{(1+\beta a)}$, 其中, r_b 和 r_s 分别为吸收背景和信号光子的平均数.

采用 16×16 ($K=16, L=16$) 的 APD 探测器阵列进行建模, 通过给定的光强分布和信号光子数, APD 光电探测器的输出服从 Webb-Gaussian 分布, 使用 $\beta=20$ 的合并阵元路径法与逐阵元累加法计算在不同背景噪声下 2PPM 调制的不同阵元组合误码率输出. 如图 1 所示, 三种颜色的实线与虚线分别代表在不同背景噪声下逐阵元累加法 ($\beta=1$) 与 $\beta=20$ 合并路径的分布. 由图可得系统误码率会随着背景噪声的增大而升高. 排序在前的探测器信号强度大, 阵元组合会达到更好的效果; 而过多增加信号强度小、噪声大的阵元, 会引入更多噪声. 因此, 2-PPM 误码率随着探测器阵元数的增加先降后升. 在弱背景噪声中, 当系统误码率达到最低时, 逐阵元累加法综合前 57 个探测器阵元输出得到 $R_s^{(1+\beta a)}$. $\beta=20$ 合并路径法, 依次计算前 (1, 21, 41, 61, \dots , 241) 个阵元输出, 以最小误码率为判决准则, 前 61 个探测器阵元作为最优输出.

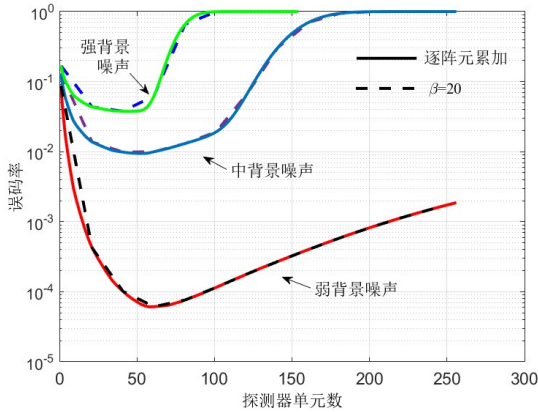


图1 不同背景噪声的阵元组合 PPM 误码率

5 算法仿真及性能分析

为了评估文中算法的性能,对逐阵元累加与合并阵元路径法输出的最优阵元组合的运算速率及误码性能进行仿真验证.以最小误码率为判决准则,使用逐阵元累加和 $\beta=2, 5, 10, 25$ 时的合并阵元路径法分析在弱背景噪声下的累计运算次数,仿真结果如图2所示.

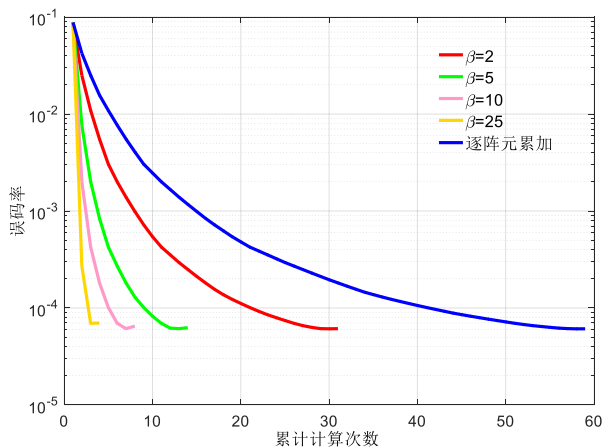


图2 逐阵元累加与不同 β 下合并阵元路径法达到 $P_{e\min}^{(1+\beta\alpha)}$ 的累积计算次数

表1所示为逐阵元累加法累计计算57次得到 $R_S^{(1+\beta\alpha)}$, $\beta=5$ 的合并阵元路径法累计计算12次得到 $R_S^{(1+\beta\alpha)}$.不同的 β 进行计算均会有效降低运算复杂度,当使用 $\beta=10$ 的合并阵元路径法计算,系统计算速率会提高7~10倍.

在强湍流 $\sigma_I^2=3$ 、弱湍流 $\sigma_I^2=0.3$ 与近似无湍流 $\sigma_I^2=0.01$ 条件下,采用表2中的数据,对APD探测器输出的Webb-Gaussian信道进行建模,分别将逐阵元累加法、 $\beta=10$ 和 $\beta=25$ 所输出的 $R_S^{(1+\beta\alpha)}$ 系统误码率进行仿真比较.单“大型”口径探测面的尺寸等于整体阵列探测器接收面尺寸,由图3可以看出,大气湍流增强时系统的

表1 不同方法下累计计算次数与最优阵元输出

采用方法	累计计算	最优输出阵元数
逐阵元累加	57	57
$\beta=2$	29	59
$\beta=5$	12	61
$\beta=10$	6	61
$\beta=25$	2	51

表2 仿真模型中其他参数说明

参数	数值
电离率	0.007
波长/nm	1550
负载阻抗/k Ω	150
APD平均增益	100
PPM时隙/s	2.62×10^{-9}
APD表面暗电流/A	2×10^{-9}
噪声带宽/Hz	1.9084×10^8

误码率随之增大,自适应阵列接收机的系统相较于单“大型”口径接收机其误码性能有所改善.尤其在强湍流下, $R_S^{(1+\beta\alpha)}$ 系统比单“大型”口径接收机的性能好3~4 dB,能够有效克服大气湍流、背景噪声对系统的影响.弱湍流条件下, $\beta=10$ 和 $\beta=25$ 合并阵元路径法所输出的 $R_S^{(1+\beta\alpha)}$ 系统性能有0.5~1 dB的额外损耗,与逐阵元累加法系统性能相差不大.强湍流条件下,不同合并阵元路径法输出的 $R_S^{(1+\beta\alpha)}$ 相较于逐阵元累加法约有1 dB的性能损耗,对比单“大型”口径接收机的性能损耗几乎可以忽略.

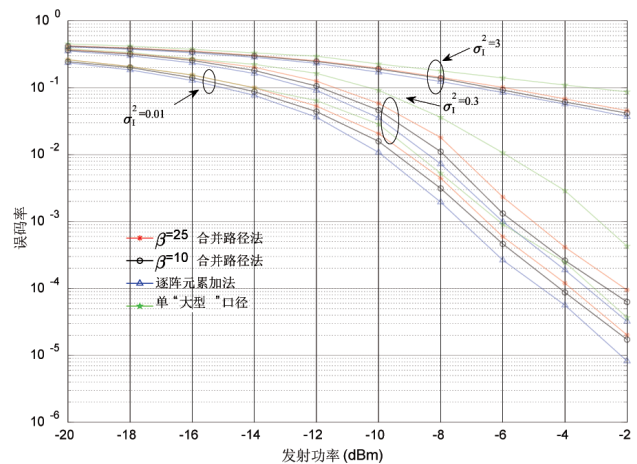


图3 $R_S^{(1+\beta\alpha)}$ 与单“大型”口径接收机的误码性能曲线

6 总结

文中针对FSO系统在多模高斯背景光噪声场和接收光信号能量效率的限定下最小化系统误码率的问题,对PPM的自适应阵列接收算法进行了优化,基于APD接收机输出电子数的Webb-Gaussian模型,提出了

一种自适应阵列合并阵元路径的优化算法,选取不同 β 对算法进行了验证和计算.仿真结果表明,采用合适的合并路径数,计算 $R_S^{(\beta)}$ 的速率成倍提高.在不同大气湍流下, $\beta=10$ 和 $\beta=25$ 合并阵元路径法所输出的 $R_S^{(\beta)}$ 系统性能与逐阵元累加法系统性能相差不大,有0.5~1 dB的额外损耗.合并阵元路径法提高了运算效率,降低了系统处理延时,为实现阵列系统远距离通信提供了理论依据.

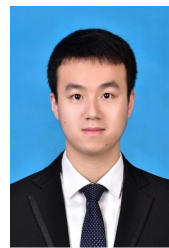
参考文献

- [1] 刘艺,赵义武,倪小龙,等.双向大气信道激光传输的信道互易性研究[J].中国光学,2020,13(1):140-147.
Liu Y, Zhao Y W, Ni X L, et al. Channel reciprocity of bidirectional atmospheric laser transmission channels[J]. Chinese Optics, 2020, 13(1): 140-147. (in Chinese)
- [2] In K S, Mao S W. A survey of free space optical networks [J]. Digital Communications and Networks, 2017, 3(2): 67-77.
- [3] Jeffrey R M, David R G, Daniel J T. Adaptive transceivers for mobile free-space optical communications[A]. 2006 IEEE Military Communications Conference[C]. Washington, USA: IEEE, 2006. 2813-2817.
- [4] Hopen C Y, Phillips R L, Andrews L C. Aperture averaging of optical scintillations: Power fluctuations and the temporal spectrum[J]. Waves in Random Media, 2000, 10(1): 53-70.
- [5] 马春波,夏宝会,敖珺,等.基于APD接收机的LDPC精确译码算法[J].红外与激光工程,2015,44(3):1028-1033.
Ma C B, Xia B H, Ao J, et al. Accurate decoding arithmetic of LDPC based on APD receivers[J]. Infrared and Laser Engineering, 2015, 44(3): 1028-1033. (in Chinese)
- [6] 柯熙政,宋鹏,裴国强.无线激光通信中的多孔径接收技术研究[J].光学学报,2011,31(12):22-28.
Ke X Z, Song P, Pei G Q. Research on multi-aperture reception in wireless laser communication[J]. Acta Optica Sinica. 2011, 31(12): 22-28. (in Chinese)
- [7] Don M B, Roy S B, Daniel V M. LDORA: A novel laser communications receiver array architecture[A]. Free-Space Laser Communication Technologies XVII[C]. San Jose, USA: SPIE, 2004. 56-64.
- [8] Don M B, Lawrence M C, David R H, et al. Design of an optical photon counting array receiver system for deep-space communications[J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(10): 2059-2069.
- [9] Don M B, Bryan S R. The lunar laser communication demonstration: NASA's first step toward very high data rate support of science and exploration missions[J]. Space Science Reviews, 2014, 185(1/4): 115-128.
- [10] Vilnrotter V A, Srinivasan M. Adaptive detector arrays for optical communications receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(7): 91-97.
- [11] Zhao J, Zhao S H, Zhao W H, et al. BER performance analysis of M-ary PPM over exponentiated Weibull distribution for airborne laser communications[J]. Journal of Optical Technology, 2017, 84(10): 658.
- [12] 陈纯毅,杨华民,佟首峰,等.飞机对卫星激光通信上行链路建模与功率分析[J].通信学报,2008(1):125-131.
Chen C Y, Yang H M, Tong S F, et al. Modeling and power analysis for uplink of laser communication between airplane and satellite[J]. Journal on Communications. 2008(1): 125-131. (in Chinese)
- [13] McIntyre R J. The distribution of gains in uniformly multiplying avalanche photodiodes: Theory [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1972, 19(6): 703-713.

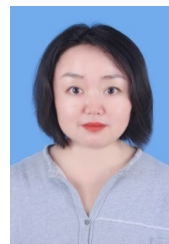
作者简介



马春波 男,1975年出生,山东潍坊人.2005年毕业于西南交通大学通信与信息系统专业,获工学博士学位,2005至2007年在上海交通大学信息安全学院从事博士后研究.现为桂林电子科技大学教授.主要研究方向为无线光通信、图像处理.
E-mail:machunbo@guet.edu.cn



石俊杰 男,1996年出生,广西桂林人.桂林电子科技大学信息与通信学院硕士研究生.主要研究方向为无线光通信、信号处理.
E-mail:317227291@qq.com



敖珺(通信作者) 女,1978年出生,湖北武汉人.于西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室获博士学位.现任桂林电子科技大学教授、博士生导师.主要研究方向为通信信号处理、光通信.
E-mail:junjunao@263.net