

大规模 MIMO 室外无线光通信系统中基于分段高斯近似的最大似然盲检测算法



李 豪 崔新凯 高向川

郑州大学信息工程学院 郑州 450001

(1737051075@qq.com)

摘 要 在室外可见光通信场景下,现有的盲检测算法在近似信道模型时,往往未能与真实信道模型的概率密度函数在截尾处充分拟合,导致在寻找最佳判决门限时存在误差,从而影响系统的平均误符号率性能。因此,针对大规模 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 室外无线光通信系统,提出了一种基于分段高斯近似的最大似然盲检测算法。该算法在强大气湍流情况下,得到各个子信道叠加后的等效信道模型服从伽马分布,依据等效信道概率密度函数的唯一极值点确定左右两个分段区间,得到各个子信道在两个分段区间的一阶和二阶统计信息,然后利用中心极限定理和大数定理得到等效信道在两个分段区间都近似服从高斯分布,弥补了等效信道模型与真实信道模型的概率密度函数在截尾处拟合较差的缺点,获得了精确的最佳判决门限,从而改善了系统的平均误符号率性能。为了验证该算法的优越性,通过 MATLAB 仿真实验将其与现有的盲检测算法进行平均误符号率性能对比。实验数据表明,在收发天线数为 4 和小信噪比的情况下,所提算法的平均误符号率性能相比现有盲检测算法性能提高近 10 倍。同时,在接收天线数为 8 时,所提算法的平均误符号率性能与现有盲检测算法在接收天线数为 16 时的性能接近,接收天线数是原来的 50%。实验数据充分说明,相比于现有的盲检测算法,所提算法在仅利用信道的数学模型和统计信息的情况下,随着收发天线数的增加能够明显提高系统的平均误符号率性能。

关键词: 大规模 MIMO; 室外无线光通信; 指数分布; 最大似然盲检测; 概率密度函数; 分段高斯近似

中图分类号 TN929.12

Maximum Likelihood Blind Detection Algorithm Based on Piecewise Gaussian Approximation for Massive MIMO Outdoor Wireless Optical Communication Systems

LI Hao, CUI Xin-kai and GAO Xiang-chuan

School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China

Abstract For outdoor visible light communication scenarios, existing blind detection algorithms often fail to fit well with the probability density function of the real channel model at the truncation when approximating the channel model, resulting in errors in finding the optimal decision threshold, thus affecting the system's average symbol error rate performance. Therefore, aiming at the large-scale MIMO outdoor wireless optical communication system, a maximum likelihood blind detection algorithm based on piecewise Gaussian approximation was proposed. In the case of powerful gas turbulence, the algorithm obtains the equivalent channel model superposed by each sub-channel and obeys the gamma distribution. According to the unique extreme point of the equivalent channel probability density function, the left and right segmentation intervals are determined, and the first and second order statistical information of each sub-channel in two segmentation intervals is obtained. Then, by using the central limit theorem and the large number theorem, the equivalent channel is approximated to a Gaussian distribution in both segmentation intervals. The algorithm compensates for the poor fitting of the probability density function of the equivalent channel model and the real channel model at the truncation, and obtains the optimal decision threshold, thus improving the average symbol error rate performance of the system. In order to verify the superiority of the algorithm, the MATLAB simulation experiment was used to compare the average symbol error rate performance between the proposed algorithm and the existing blind detection algorithm. The experimental results show that the average symbol error rate performance of the proposed algorithm is nearly 10 times higher than that of the existing blind detection algorithm when the number of transmitting and receiving antennas is 4 and the signal to noise ratio is small. At the same time, when the number of receiving antennas is 8, the average symbol error rate performance of

到稿日期:2019-02-18 返修日期:2019-04-25 本文已加入开放科学计划(OSID),请扫描上方二维码获取补充信息。

基金项目:国家自然科学基金(61640003);河南省重大科技专项项目(161100210200)

This work was supported by the National Natural Science Foundation of China (61640003) and Major Science and Technology Projects in Henan Province (161100210200).

通信作者:高向川(iexcgao@zzu.edu.cn)

the proposed algorithm is close to that of the existing blind detection algorithm when the number of receiving antennas is 16, which 50% the number of receiving antennas. The experimental datas fully demonstrate that compared with the existing blind detection algorithm, the proposed algorithm can significantly improve the average symbol error rate performance of the system with the increase of the number of transmitting and receiving antennas when only the mathematical model and statistical information of the channel are utilized.

Keywords Massive MIMO, Outdoor wireless optical communication, Exponential distribution, Maximum likelihood blind detection, Probability density function, Piecewise Gaussian approximation

1 引言

随着无线通信技术的飞速发展,利用无线光通信(Optical-Wireless-Communication,OWC)技术能够有效地缓解无线频谱资源短缺问题^[1]。同时,无线光通信技术具有安全绿色、设备简单等优势,近年来得到了快速的发展与应用,未来也将成为移动通信技术的重要部分^[2]。

大规模 MIMO 技术已被第 5 代移动通信采纳为核心关键技术之一,可以大幅度降低功率,提升系统性能和覆盖范围^[3-5]。在无线光通信系统中,发射端采用 LED(Light-Emitting-Diode)光源阵列作为发射天线,接收端采用光电检测器(Photo-Diode,PD)阵列作为接收天线,为大规模 MIMO 技术的引入提供了便利条件,从而有效提高了系统的传输效率和频谱利用率^[6-9]。

目前,室内无线光通信系统中信道环境一般是慢变的,而在室外 OWC 系统中信道主要受到大气湍流和大气衰减的影响,导致信道环境快速变化,使得光信号在传输中能量衰减,严重影响系统的误码率性能^[10-14]。同时,在室外大规模 MIMO-OWC 通信系统中,在发射信号中使用导频技术来估计信道瞬时信息时,会带来极大的系统开销,降低了系统的传输效率。基于此,在 2008 年 Riediger 等提出了一种性能趋近于信道特性已知算法的最大似然盲检测算法^[15],在 2010 年 Chatzidiamantis 等提出了一种无线光通信系统中广义最大似然盲算法^[16],然而这两种盲检测算法的复杂度较高。为了降低系统的检测复杂程度并提高传输效率,文献^[17]提出了一种使用中心极限定理和大数定理来近似信道的盲检测算法。然而,当收发天线数量并不足够大时,该算法的近似信道模型与真实信道模型的概率密度函数在截尾处拟合较差,从而导致在寻找系统的最佳判决门限时存在误差,进而影响系统性能。

由于在寻找系统的最佳判决门限时,算法更加注重近似信道模型与真实信道模型的概率密度函数在其截尾处的拟合情况。因此,本文提出了一种基于分段高斯近似的最大似然盲检测算法。所提算法仅利用了信道的数学模型和统计信息,并依据等效信道的概率密度函数的唯一极值点来确定左右两个分段区间,从而得到各个子信道在两个分段区间的一阶和二阶统计信息。然后利用中心极限定理和大数定理,通过左右两个高斯分布来拟合等效信道的数学模型。相比文献^[17]提出的盲检测算法,该算法能够弥补近似信道模型与真实信道模型的概率密度函数在截尾处拟合较差的缺点,从而改善系统的最佳判决门限值。同时,该算法给出了系统最佳判决门限的闭合表达式。最后,本文分析了系统的平均误符号率。

2 系统模型

在大规模 MIMO 室外无线光通信系统中,发射端的天线数为 M ,接收端的天线数为 N ,其系统模型可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中, \mathbf{y} 为 $N \times 1$ 维的接收信号矩阵; \mathbf{n} 为 $N \times 1$ 维的加性高斯白噪声矩阵,且噪声矩阵中每个元素 n_i ($i = 1, 2, \dots, N$) 相互独立且同分布,服从均值为 0、方差为 σ_n^2 的高斯分布; \mathbf{H} 为 $N \times M$ 维的信道矩阵, h_{ij} ($i = 1, 2, \dots, N, j = 1, 2, \dots, M$) 的各个子信道独立同分布。由于室外无线光通信系统中信道环境是快速变化的,又受到大气湍流和大气衰减等因素的影响,研究人员提出了在不同大气环境下的信道模型。在弱大气湍流情况下,信道衰减服从参数为 μ 和 σ 的对数正态分布模型^[18],其概率密度函数可表示为:

$$g(h) = \frac{1}{h \sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\ln h - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2)$$

在中强度大气湍流情况下,信道衰减服从参数为 α 和 β 的 Gamma-Gamma 分布模型^[19],其概率密度函数为:

$$g(h) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} h^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}h) \quad (3)$$

其中, $\Gamma(\cdot)$ 表示标准的伽马函数, $K_n(\cdot)$ 表示以 n 为阶数的第二类修正贝塞尔函数, α 和 β 分别衡量大尺度湍流和小尺度湍流的变量,其表达式分别为:

$$\alpha = \left\{ \exp\left[\frac{0.49\sigma_R^2}{1+0.18d^2+0.56\sigma_R^{12/5}}\right] - 1 \right\}^{-1} \quad (4)$$

$$\beta = \left\{ \exp\left[\frac{0.51\sigma_R^2(1+0.69\sigma_R^{12/5})^{-5/6}}{(1+0.9d^2+0.62d^2\sigma_R^{12/5})^{5/6}}\right] - 1 \right\}^{-1} \quad (5)$$

式(4)、式(5)中, $\sigma_R^2 = 0.5C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$ 表示 Rytov 方差, $d = [kD^2/(4L)]^{1/2}$ 表示几何因子。

在强大气湍流情况下,信道衰减服从指数分布模型^[20-22]。本文假设各个子信道相互独立,同时都服从参数为 λ 的指数分布模型,其概率密度函数为:

$$g(h) = \lambda e^{-\lambda h}, 0 < h < +\infty \quad (6)$$

假设收发两端未知瞬时信道信息,但已知信道的一阶和二阶统计信息,包括均值 $\mu_h = \frac{1}{\lambda}$ 和方差 $\sigma_h^2 = \frac{1}{\lambda^2}$ 。 \mathbf{s} 为发射端 $M \times 1$ 维的信号矩阵,发射信号采用 OOK 调制,调制星座集合为 $[0, s]$,其中 $s > 0$,且调制星座中的两个元素以相同概率发射。文献^[23]从数学上已证明重复编码技术对于大规模 MIMO-OWC 系统是最优的编码方案。因此,本文中发射端采用重复编码技术,即在同一时隙内发射端的每个天线所发射的信号相同。同时,大规模 MIMO-OWC 系统的检测复杂

度不会随着发射天线数的增加而增加。

发射信号也要满足平均光功率约束条件,用 P_T 表示平均发射光功率,则系统的功率约束条件为:

$$\frac{1}{2}(0+s) \leq P_T \quad (7)$$

依据系统的平均发射光功率,定义信噪比为:

$$\text{SNR} = \frac{P_T}{\sigma_n^2} \quad (8)$$

3 基于分段高斯近似的盲检测算法

在大规模 MIMO-OWC 系统中,对接收信号的算术平均值进行最大似然检测。当发射信号为 s 时,接收信号的算术平均值为:

$$\bar{y}_s = s \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M h_{ij}}{MN} + \frac{\sum_{i=1}^N n_i}{N} = s \bar{h} + \bar{n} \quad (9)$$

从式(9)中可以看出,相比于传统的 SISO 单输入单输出通信系统,当无线光通信系统采用大规模 MIMO 技术后,接收端每个 PD 光电检测器都可接收到发射端每个 LED 所发出的经由不同子信道传输到接收端的信号。当某些信号在光通信链路中有深度衰减时,也可以通过其他衰落程度较小的光信号进行补偿,从而在接收端能够准确恢复出原始数据信息,减小了信道衰减特性和噪声对光信号传输的影响,提升了系统的性能。

对于式(9),等效噪声 $\bar{n} = \frac{\sum_{i=1}^N n_i}{N}$ 服从高斯分布,其均值为 0,方差为 $\frac{\sigma_n^2}{N}$,即 $\bar{n} \sim \mathcal{N}(0, \frac{\sigma_n^2}{N})$ 。根据指数分布性质可得:多个

指数分布相加后服从伽马分布,因此等效信道 $\bar{h} = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M h_{ij}}{MN}$ 服从形状参数为 MN 和尺度参数为 $\frac{1}{MN\lambda}$ 的伽马分布,即 $\bar{h} \sim$

$\Gamma(MN, \frac{1}{MN\lambda})$,其概率密度函数为:

$$g(\bar{h}) = \frac{(MN\lambda)^{MN}}{\Gamma(MN)} \bar{h}^{MN-1} e^{-MN\lambda\bar{h}} \quad (10)$$

3.1 分段高斯近似信道模型

由于等效信道 \bar{h} 服从伽马分布与等效噪声 \bar{n} 服从高斯分布的卷积无法得到闭合表达式,进而无法得到确知的平均接收信号 \bar{y} 的概率密度函数,从而导致无法给出系统最佳判决门限的闭合表达式。因此,本文提出了一种分段高斯近似的方法来拟合等效信道 \bar{h} ,从而得到确知的平均接收信号 \bar{y} 的概率密度函数表达式。同时,该方法能够将近似信道模型与等效信道模型的概率密度函数在截尾处充分拟合,从而给出更加精确的最佳判决门限的闭合表达式。

令等效信道的概率密度函数的一阶导函数为零,即 $g'(\bar{h}) = 0$,得到等效信道 \bar{h} 概率密度函数的唯一极值点,即最大值点为 $\bar{h}_0 = \frac{MN-1}{MN\lambda}$ 。以极值点 \bar{h}_0 为分界点,对各个子信道 h_{ij} 进行左右分段高斯近似,其中各个子信道 h_{ij} 依然

服从参数为 λ 的指数分布。

依据方差的定义,可将各个子信道 h_{ij} 左半段高斯近似的方差 $\sigma_{h_{左}}^2$ 表示为:

$$\begin{aligned} \sigma_{h_{左}}^2 &= 2 \int_0^{\frac{MN-1}{MN\lambda}} \left(h - \frac{MN-1}{MN\lambda} \right)^2 \lambda e^{-\lambda h} dh \\ &= 2 \int_0^{\frac{MN-1}{MN\lambda}} h^2 \lambda e^{-\lambda h} dh - \frac{4(MN-1)}{MN\lambda} \int_0^{\frac{MN-1}{MN\lambda}} h \lambda e^{-\lambda h} dh + \\ &\quad \frac{2(MN-1)^2}{(MN\lambda)^2} \int_0^{\frac{MN-1}{MN\lambda}} \lambda e^{-\lambda h} dh \\ &= \frac{4}{\lambda^2} - 2 \left[\frac{(MN-1)^2}{(MN)^2} + \frac{2(MN-1)}{MN} + 2 \right] \frac{e^{-\frac{MN-1}{MN}}}{\lambda^2} - \\ &\quad \frac{4(MN-1)}{MN\lambda^2} + \frac{4(MN-1)(2MN-1)}{(MN)^2} \frac{e^{-\frac{MN-1}{MN}}}{\lambda^2} + \\ &\quad \frac{2(MN-1)^2}{(MN\lambda)^2} - \frac{2(MN-1)^2}{(MN)^2} \frac{e^{-\frac{MN-1}{MN}}}{\lambda^2} \end{aligned} \quad (11)$$

将式(11)合并同类项得:

$$\sigma_{h_{左}}^2 = \left[\frac{(MN)^2 + 1}{(MN)^2} - \frac{2}{e^{\frac{MN-1}{MN}}} \right] \frac{2}{\lambda^2} \quad (12)$$

依据方差的定义,可将各个子信道 h_{ij} 右半段高斯近似的方差 $\sigma_{h_{右}}^2$ 表示为:

$$\begin{aligned} \sigma_{h_{右}}^2 &= 2 \int_{\frac{MN-1}{MN\lambda}}^{+\infty} \left(h - \frac{MN-1}{MN\lambda} \right)^2 \lambda e^{-\lambda h} dh \\ &= 2 \int_{\frac{MN-1}{MN\lambda}}^{+\infty} h^2 \lambda e^{-\lambda h} dh - \frac{4(MN-1)}{MN\lambda} \int_{\frac{MN-1}{MN\lambda}}^{+\infty} h \lambda e^{-\lambda h} dh + \\ &\quad \frac{2(MN-1)^2}{(MN\lambda)^2} \int_{\frac{MN-1}{MN\lambda}}^{+\infty} \lambda e^{-\lambda h} dh \\ &= 2 \left[\frac{(MN-1)^2}{(MN)^2} + \frac{2(MN-1)}{MN} + 2 \right] \frac{e^{-\frac{MN-1}{MN}}}{\lambda^2} - \\ &\quad 2 \left[\frac{2(MN-1)^2}{(MN)^2} + \frac{2(MN-1)}{MN} \right] \frac{e^{-\frac{MN-1}{MN}}}{\lambda^2} + \\ &\quad 2 \left[\frac{(MN-1)^2}{(MN)^2} \right] \frac{e^{-\frac{MN-1}{MN}}}{\lambda^2} \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)合并同类项得:

$$\sigma_{h_{右}}^2 = \frac{2}{e^{\frac{MN-1}{MN}}} \frac{2}{\lambda^2} \quad (14)$$

因此,得到各个子信道 h_{ij} 的左半段 $\left(0, \frac{MN-1}{MN\lambda} \right]$ 高斯近

似的方差 $\sigma_{h_{左}}^2 = \left[\frac{(MN)^2 + 1}{(MN)^2} - \frac{2}{e^{\frac{MN-1}{MN}}} \right] \frac{2}{\lambda^2}$, 以及右半段 $\left[\frac{MN-1}{MN\lambda}, +\infty \right)$ 高斯近似的方差 $\sigma_{h_{右}}^2 = \frac{2}{e^{\frac{MN-1}{MN}}} \frac{2}{\lambda^2}$ 。同时,令极值点 $\bar{h}_0 = \frac{MN-1}{MN\lambda}$ 的值为各个子信道左右高斯近似的均值。

在大规模收发天线的情况下,依据中心极限定理和大多数定理,具有相同均值和方差且独立同分布的各个子信道 h_{ij} 得

到等效信道 $\bar{h} = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M h_{ij}}{MN}$ 的左半段高斯近似的方差为 $\sigma_{h_{左}}^2 = \left[\frac{(MN)^2 + 1}{(MN)^2} - \frac{2}{e^{\frac{MN-1}{MN}}} \right] \frac{2}{MN\lambda^2}$, 均值为 $\frac{MN-1}{MN\lambda}$; 右半段高斯近似的方差为 $\sigma_{h_{右}}^2 = \frac{2}{e^{\frac{MN-1}{MN}}} \frac{2}{MN\lambda^2}$, 均值为 $\frac{MN-1}{MN\lambda}$ 。

因此,等效信道可分别由左右两个近似高斯分布来拟合,则左半部分高斯近似的均值为 \bar{h}_0 ,方差为 $\sigma_{\bar{h}_左}^2$,即 $\bar{h}_左 \sim \mathcal{N}(\bar{h}_0, \sigma_{\bar{h}_左}^2)$,其概率密度函数为:

$$f(\bar{h}_左) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\bar{h}_左}} e^{-\frac{(\bar{h}_左 - \bar{h}_0)^2}{2\sigma_{\bar{h}_左}^2}} \quad (15)$$

右半部分高斯近似的均值为 \bar{h}_0 ,方差为 $\sigma_{\bar{h}_右}^2$,即 $\bar{h}_右 \sim \mathcal{N}(\bar{h}_0, \sigma_{\bar{h}_右}^2)$,其概率密度函数为:

$$f(\bar{h}_右) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\bar{h}_右}} e^{-\frac{(\bar{h}_右 - \bar{h}_0)^2}{2\sigma_{\bar{h}_右}^2}} \quad (16)$$

利用分段高斯近似方法来拟合等效信道的概率密度函数,如图1所示。

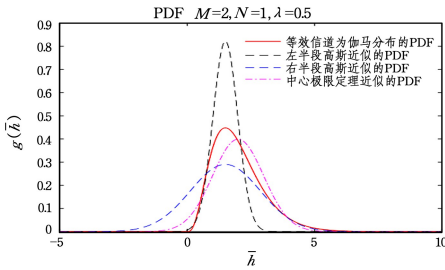


图1 等效信道的概率密度函数

Fig. 1 Probability density function of equivalent channel

对比文献[17]中利用中心极限定理和大数定理近似方法来拟合等效信道的概率密度函数,利用左半段高斯近似来拟合等效信道时,在等效信道左半部分截尾处的拟合效果较好;利用右半段高斯近似来拟合等效信道时,在等效信道右半部分截尾处的拟合效果较好。

因此,当发射信号为 s 时,可用两个高斯分布来近似拟合接收信号的算术平均值 \bar{y} 。左半部分的高斯分布的均值为

$$\mu = s \frac{MN-1}{MN\lambda}, \text{ 方差为 } \sigma_{\bar{y}_左}^2 = \frac{s^2 \left(\frac{(MN)^2+1}{(MN)^2} - \frac{2}{e^{\frac{MN-1}{MN}}} \right) \frac{2}{\lambda^2}}{MN} + \frac{\sigma_n^2}{N},$$

即 $\bar{y}_左 \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma_{\bar{y}_左}^2)$,其概率密度函数为:

$$f(\bar{y}_左) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\bar{y}_左}} e^{-\frac{(\bar{y}_左 - \mu)^2}{2\sigma_{\bar{y}_左}^2}} \quad (17)$$

右半部分的高斯分布的均值为 $\mu = s \frac{MN-1}{MN\lambda}$,方差为

$$\sigma_{\bar{y}_右}^2 = \frac{s^2 \left(\frac{2}{e^{\frac{MN-1}{MN}}} \right) \frac{2}{\lambda^2}}{MN} + \frac{\sigma_n^2}{N}, \text{ 即 } \bar{y}_右 \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma_{\bar{y}_右}^2), \text{ 其概率密度函数为:}$$

$$f(\bar{y}_右) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\bar{y}_右}} e^{-\frac{(\bar{y}_右 - \mu)^2}{2\sigma_{\bar{y}_右}^2}} \quad (18)$$

3.2 最优判决门限

基于最大似然检测准则,假设在调制星座中信号等概率发射的情况下,系统的最佳判决门限为对应两个接收信号的概率密度函数的交点。

当发射信号为0时,接收信号关于发射信号为0时的条件概率密度函数为:

$$f(\bar{y}|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\frac{\bar{y}^2}{2\sigma_0^2}} \quad (19)$$

其中, $\sigma_0^2 = \frac{\sigma_n^2}{N}$ 。

当发射信号为 s 时,接收信号关于发射信号为 s 时左半部分的条件概率密度函数为:

$$f_左(\bar{y}|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\bar{y}_左}} e^{-\frac{(\bar{y}-\mu)^2}{2\sigma_{\bar{y}_左}^2}} \quad (20)$$

当利用分段高斯近似方法后,发射信号为 s 时左半部分接收信号的条件概率密度函数,与发射信号为0时接收信号的条件概率密度函数的交点,即为系统的最佳判决门限。因此,可得到发射信号0与 s 之间最佳判决门限 th 的表达式,即令 $f(\bar{y}|0) = f_左(\bar{y}|s)$,得:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\frac{\bar{y}^2}{2\sigma_0^2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\bar{y}_左}} e^{-\frac{(\bar{y}-\mu)^2}{2\sigma_{\bar{y}_左}^2}} \quad (21)$$

对式(20)两边同时取对数并移项,得:

$$\ln\left(\frac{\sigma_{\bar{y}_左}}{\sigma_0}\right) = \frac{th^2}{2\sigma_0^2} - \frac{(th-\mu)^2}{2\sigma_{\bar{y}_左}^2} \quad (22)$$

将式(22)展开为一元二次方程形式:

$$(\sigma_{\bar{y}_左}^2 - \sigma_0^2)th^2 + 2\sigma_0^2\mu th - \sigma_0^2\mu^2 - 2\sigma_0^2\sigma_{\bar{y}_左}^2 \ln\left(\frac{\sigma_{\bar{y}_左}}{\sigma_0}\right) = 0 \quad (23)$$

根据式(23),用一元二次方程求根公式求得最佳判决门限 th 的闭合表达式为:

$$th = \frac{-\sigma_0^2\mu + \sigma_0\sigma_{\bar{y}_左} \sqrt{\mu^2 + 2\ln\left(\frac{\sigma_{\bar{y}_左}}{\sigma_0}\right)(\sigma_{\bar{y}_左}^2 - \sigma_0^2)}}{\sigma_{\bar{y}_左}^2 - \sigma_0^2} \quad (24)$$

基于分段高斯近似方法对接收信号进行最大似然检测,在任意两个发射信号之间,判决信号 \hat{s} 为:

$$\hat{s} = \begin{cases} 0, & \bar{y} < th \\ s, & \bar{y} > th \end{cases}$$

3.3 系统性能分析

在室外大规模 MIMO-OWC 通信系统中,两个调制星座以相等的概率发射的情况下,使用基于分段高斯近似的最大似然检测准则对信号进行检测时,系统的平均误符号率 \bar{p}_e 为:

$$\bar{p}_e = \frac{1}{2} (p_{e0} + p_{es}) \quad (25)$$

其中, $p_{e0} = \int_{th}^{+\infty} f(\bar{y}|0) d\bar{y}$ 表示发射信号为0时系统的误符号率, $p_{es} = \int_{-\infty}^{th} f_左(\bar{y}|s) d\bar{y}$ 表示发射信号为 s 时系统的误符号率。将系统的平均误符号率 \bar{p}_e 用Q函数表示为:

$$\bar{p}_e = \frac{1}{2} \left[Q\left(\frac{th}{\sigma_0}\right) + Q\left(\frac{\mu-th}{\sigma_{\bar{y}_左}}\right) \right] \quad (26)$$

其中,函数 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ 。利用Q函数在其定义域内的单调递减性,可更好地分析系统的平均误符号率变化情况。

分析系统的平均误符号率 \bar{p}_e 表达式可知:在大规模 MIMO-OWC 系统中,当接收端天线数 N 不变时,随着发射端天线数 M 趋向于无穷时,可得到 $\lim_{M \rightarrow +\infty} \sigma_{\bar{y}_左}^2 = \lim_{M \rightarrow +\infty} \sigma_{\bar{y}_右}^2 = \sigma_0^2$,则系统

的平均误符号率 $\overline{p_e}$ 存在性能下限。但当发射端天线数 M 不变时,随着接收端天线数 N 趋向于无穷,可得到 $\lim_{N \rightarrow \infty} \sigma_{\text{右}}^2 = \lim_{N \rightarrow \infty} \sigma_{\text{左}}^2 = 0$,则系统的平均误符号率 $\overline{p_e}$ 不存在性能下限。

4 仿真结果与分析

本节将通过 MATLAB 仿真实验对上述理论推导进行实验验证。在一个室外大规模 MIMO-OWC 系统仿真中,为不失一般性,假定信道服从参数 $\lambda=0.5$ 的指数分布模型,发射端采用 OOK 调制并且满足平均光功率为 $P_T=1$,接收端采用基于分段高斯近似的盲检测方法、文献[17]中提出的基于信道统计信息的盲检测方法以及传统的均值检测方法进行性能对比。

从图 2 中可以明显看出,在信噪比 SNR 为 0 dB,发射端天线数为 $M=2$ 且固定不变的情况下,基于分段高斯近似的最大似然盲检测方法的系统平均误符号率随着接收端天线数的增加而降低,同时随着接收端天线数的持续增加,系统性能不存在下限。当接收天线数趋于无穷时,接收信号的二阶统计量方差趋向于 0,此时系统的平均误符号率也趋向于 0,仿真结果验证了理论分析。

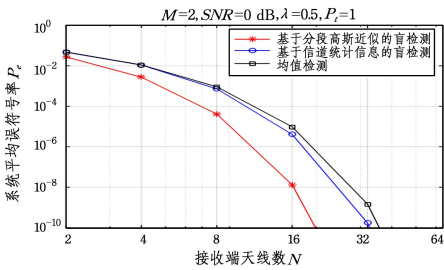


图 2 系统平均误符号率随接收端天线数变化的曲线

Fig. 2 Curve of average symbol error probability changing with number of receiving antennas

从图 2 中还可以明显看出,基于分段高斯近似的最大似然盲检测方法明显优于基于信道统计信息的最大似然盲检测和传统的均值检测方法,并且随着接收天线数的增加,3 种算法的系统平均误符号率性能逐渐增大。例如,在接收天线数为 8 时,基于分段高斯近似的最大似然盲检测方法的平均误符号率性能与基于信道统计信息的最大似然盲检测和传统的均值检测方法在接收天线数为 16 时的性能接近,天线数是原来的 50%。在实际工程应用中,基于分段高斯近似的最大似然盲检测方法节约了接收天线数,可减少接收端天线的空间布局,同时也降低了接收端的能量消耗。

从图 3 中可以明显看出,在信噪比 SNR 为 0 dB,接收端天线数为 $N=2$ 且固定不变的情况下,基于分段高斯近似的最大似然盲检测方法的系统平均误符号率随着发射端天线数的增加而降低,但是随着发射端天线数的增加,其系统平均误符号率存在系统性能下限。当发射端天线趋向于无穷时,接收信号的二阶统计量方差趋向于噪声方差,此时系统的平均误符号率不趋向于 0,而存在性能下限,仿真结果验证了理论分析。

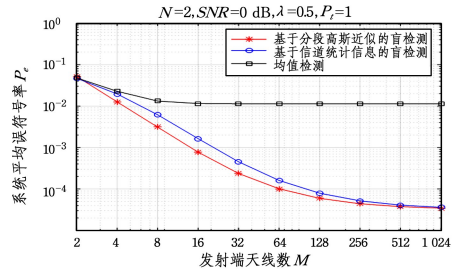


图 3 系统平均误符号率随发射端天线数变化的曲线

Fig. 3 Curve of average symbol error probability changing with number of transmitting antennas

从图 3 中还可以明显看出,基于分段高斯近似的最大似然盲检测方法明显优于基于信道统计信息的最大似然盲检测和传统的均值检测方法,并且随着发射端天线数的增加,3 种算法的系统平均误符号率性能逐渐增大,但是都存在性能下限。

对比图 2 和图 3 可得,通过增加接收端天线数来降低系统平均误符号率的效果优于同比例增加发射端天线数。因此,可同时增加接收端和发射端的天线数来提高系统性能。当同时增加收发两端的天线数时,接收信号的二阶统计量方差以更快的速度趋向于 0,得到的系统平均误符号率也以更快的速度趋向于 0。

从图 4 中可以明显看出,当收发两端天线为 $N=4, M=4$,且都固定不变时,3 种检测方法的系统平均误符号率都随着信噪比的增加而降低,同时 3 种检测方法都存在性能下限,但基于分段高斯近似的最大似然盲检测方法明显优于基于信道统计信息的最大似然盲检测和传统的均值检测方法。例如,在收发天线数为 4 和小信噪比的情况下,所提算法的平均误符号率性能相比于其他盲检测算法性能提高了近 10 倍。当系统的信噪比增加时,系统噪声影响逐渐减小,但由于光信号在室外自由空间中传输时会产生能量衰减,而造成接收端信号的误判。因此,可通过增加收发两端的天线数来降低系统的平均误符号率,消除系统性能下限。

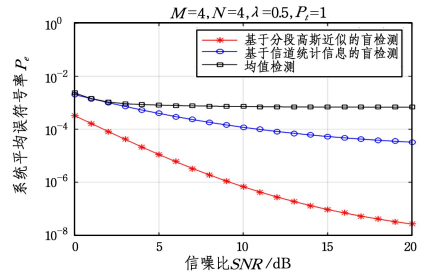


图 4 系统平均误符号率随信噪比变化的曲线

Fig. 4 Curve of average symbol error probability changing with SNR

结束语 本文基于分段高斯近似方法,针对大规模 MIMO 室外无线光通信系统的信号检测算法进行研究。相比于信道统计信息的最大似然盲检测算法和传统的均值检测算法,基于分段高斯近似的最大似然盲检测算法在仅利用信道模型和统计信息的条件下,随着收发天线数的增加可使系统的平均误符号率性能获得较大提升。但是,在所提算法仅适用于强大气湍流的情况下,在弱大气湍流的情况下并不适用。

因此,下一步的研究方向是设计一种在任何大气湍流情况下都适用的盲检测算法。

参 考 文 献

- [1] ZHANG M, YUAN X, HUANG Y A. 10.7 Km visible light communications experiment[C] // Eighth International Conference on Ubiquitous and Future Networks. IEEE, 2016: 231-234.
- [2] SHI Z, GAO X, YUAN J, et al. Transferrable monolithic III-nitride photonic circuit for multifunctional optoelectronics[J]. Applied Physics Letters, 2017, 111(24): 241104.
- [3] YE W, JIAN C, LIN B, et al. Experimental demonstration of NOMA visible light communications based on SCFDM[C] // International Conference on Optical Communications & Networks. 2017.
- [4] HE P, HUANG Z, HUANG M, et al. Indoor intelligent visible light system based on Triple-Domain-Cooperation scheme[C] // 2017 16th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON). IEEE, 2017.
- [5] DONG Z, ZHANG Y Y, ZHANG J K, et al. Quadrature Amplitude Modulation Division for Multiuser MISO Broadcast Channels[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2017, 10(8): 1551-1566.
- [6] ZHANG H Y, ZHU Y J, ZHANG Y Y. Multiple-Input Multiple-Output Channel Decorrelation Technique for Visible Light Communication Based on Normal Vector Tilting[J]. Acta Optica Sinica, 2017, 37(5): 58-65.
- [7] SUN Z, YU H Y, ZHU Y J, et al. An Addition-Decomposable Relaying Protocol and Signal Design for Optical Wireless Communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, PP(99): 1-1.
- [8] SEE Y C, NOOR N M, CALVIN T Y M. Investigation of Indoor Positioning System using Visible Light Communication[C] // Region 10 Conference. 2016.
- [9] FAN L Y, LIU Q X. Visible light communication using the flash light LED of the smart phone as a light source and its application in the access control system[C] // Wireless Symposium. IEEE, 2016.
- [10] CHEN C, ZHONG W D, YANG H, et al. On the Performance of MIMO-NOMA Based Visible Light Communication Systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(4): 307-310.
- [11] WONG K L, TSAI C Y, LU J Y, et al. Compact eight MIMO antennas for 5G smartphones and their MIMO capacity verification [C] // 2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC). IEEE, 2016.
- [12] ODEYEMI K O, OWOLAWI P A, SRIVASTAVA V M. A Comparison between Mathematical Tools for Analyzing FSO Systems over Gamma-Gamma Atmospheric Channel[C] // 2017 IEEE AFRICA, 2017, 48(5): 549-554.
- [13] ARAFA A, PANAYIRCI E, POOR H V. Relay-Aided Secure Broadcasting for Visible Light Communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(6): 4227-4239.
- [14] LI M, ZHOU Z G, WANG T. Multiuser Detection Scheme for SCMA Systems Based on Stability of Belief Propagation[J]. Computer Science, 2019, 46(1): 138-142.
- [15] RIEDIGER M L B, SCHOBBER R, LAMPE L. Blind detection of on-off keying for free-space optical communications[C] // Conference on Electrical & Computer Engineering. IEEE, 2008.
- [16] CHATZIDIAMANTIS N D, KARAGIANNIDIS G K, UYSAL M. Generalized Maximum-Likelihood Sequence Detection for Photon-Counting Free Space Optical Systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(12): 3381-3385.
- [17] DU T Y, GAO X C, WANG Z Y, et al. Maximum Likelihood Detection Algorithm of Outdoor Large-Scale MIMO Visible Light Communication[J]. Communications Technology, 2017, 50(6): 1154-1158.
- [18] WANG J A, CHE Y, GUO Y L, et al. LED Layout Optimization and Performance analysis of Indoor Visible Light Communication System[J]. Chinese Journal of Lasers, 2018, 45(5): 172-183.
- [19] PHAM T V, THANG T C, PHAM A T. On the ergodic capacity of MIMO correlated gamma-gamma fading channels[C] // Advanced Technologies for Communications. 2016: 32-37.
- [20] WILSON S G, MAÏTÉ B P, CAO Q, et al. Free-space optical MIMO transmission with Q-ary PPM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(8): 1402-1412.
- [21] LI J J, ZHANG T, SU LY, et al. Multi-Carrier Communication Simulation Analysis Based on MIMO[J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2014, 28(12): 87-90.
- [22] HAO S L, FAN B, ZHANG X P, et al. A low complexity SCMA detector based on dynamic factor graph reduction[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2019, 31(2): 231-237.
- [23] ZHANG Y Y, YU H Y, ZHANG J K, et al. On The Optimality Of Spatial Repetition Coding For MIMO Optical Wireless Communications[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(5): 846-849.



LI Hao, born in 1993, postgraduate. His main research interests include massive MIMO and outdoor wireless optical communication.



GAO Xiang-chuan, born in 1981, Ph.D., associate professor. His main research interests include massive MIMO and outdoor wireless optical communication.