

紫外通信与感知一体化：建模与系统优化

龚晨^{1,2}, 潘昱宸^{1,2}, 徐正元^{1,2}

(1. 中国科学技术大学信息科学技术学院, 安徽 合肥 230027; 2. 中国科学院无线光电通信重点实验室, 安徽 合肥 230027)

摘要: 针对目前结合感知的通信研究很少, 需要建立通信感知一体化的信号模型及系统联合设计优化框架。基于此, 给出了紫外通信与感知一体化框架, 包括一个发射端、一个感知探测端与一个通信接收端。发射端发射调制信号到通信接收端, 进行信息传输。借助于紫外光的非视距散射特性, 部分调制信号分量散射至未知探测目标并继续反射到达感知探测端, 感知探测端基于接收到的信号进行目标探测。凝练通信收发端信号的互信息作为通信性能指标, 感知探测端在给定虚警率下的漏检概率作为感知性能指标, 并分析两者与发射端调制参数(高电平功率、低电平功率与先验概率)的关系。分析结果表明了通信与感知性能的权衡关系, 并指出了高电平功率应该设定为峰值功率, 低电平功率与先验概率应该作为系统设计参数进行优化, 在给定互信息下界时最小化漏检概率。

关键词: 紫外通信; 通信感知一体化; 系统优化

中图分类号: TN929.1

文献标志码: A

DOI: 0.11959/j.issn.1000-436x.2023146

Unified ultraviolet communication and sensing: modeling and system optimization

GONG Chen^{1,2}, PAN Yuchen^{1,2}, XU Zhengyuan^{1,2}

1. School of Information Science and Technology, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China

2. Key Laboratory of Wireless-Optical Communications, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230027, China

Abstract: Currently, there exist few communication works which combine with sensing. It is necessary to build up a unified communication and sensing signal model and system joint design optimization framework. Based on this, a unified ultraviolet communication and sensing framework was proposed, consisting of a transmitter, a sensing detector and a communication receiver. The transmitter sent modulated signals to the communication receiver for information transmission. Due to the non-line of sight scattering effect, certain components of the transmitted signals reached the unknown target which further reflected to the sensing detector for target detection. Two performance metrics for communication and sensing were considered, including the mutual information between the transmitted symbol and the signal at the communication receiver, and the miss detection probability for the target detector. The relationship between the two metrics and the transmission parameters was further analyzed, including the transmission power for the high-level signal, the transmission power for the low-level signal, and the prior probabilities. The results demonstrate a tradeoff between the communication performance metric and sensing performance metric. It is also shown that the power for the high-level signal should be set to be the peak power, and the power for the low-level signal and the prior probabilities should be optimized, to minimize the miss detection probability given a lower bound on the mutual information.

Keywords: ultraviolet communication, unified communication and sensing, system optimization

收稿日期: 2023-06-05; 修回日期: 2023-08-07

通信作者: 徐正元, xuzy@ustc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62171428)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.62171428)

0 引言

光在大气中传播时会发生几乎全方位的散射, 利用此特性可建立从光源到目标的非视距 (NLOS, non-line-of-sight) 通信路径。散射强度随波长变短而逐渐增强, 在紫外波段散射强度最强。这一独特的散射特性使无线光通信中对发射、传输和接收的指向性无严格要求, 十分适合收发端非对准环境下通信链路的灵活搭建, 比如建筑、山脉、树木或者烟、雾等因素导致的视距被遮挡或者能见度较低的环境。另外, 在需要无线电静默的应用中, 无线紫外光散射通信是一个很好的通信解决方案^[1-2]。

由于大气的吸收作用, 紫外信号传输时要经历很强的衰减, 接收信号较微弱, 常常呈现离散光子形态, 可以采用光电倍增管 (PMT, photomultiplier tube) 实现高灵敏度接收。目前, 紫外通信已有的研究工作包括信道特性刻画、传输极限刻画与通信网络关键技术三方面。信道特性刻画主要采用两类方法: 基于蒙特卡罗 (Monte-Carlo) 光子射线追踪仿真^[3-8]与半解析半仿真方法^[9-14]。在紫外通信容量与可达传输速率方面, 泊松信道容量的研究可以追溯到 20 世纪^[15]。接下来的工作较系统地分析了连续泊松信道容量^[16-17]与离散泊松信道容量^[18-19], 并且文献[18]给出了离散泊松信道的最优信号分布。有研究工作分析了多输入单输出 (MISO, multiple-input single-output) 泊松信道容量^[20]与多输入多输出 (MIMO, multiple-input multiple-output) 泊松信道容量^[21]。在信号检测方面, 文献[22-25]从数值仿真与实验 2 个角度分析了基于 PMT 接收端的通信性能, 文献[26]给出了紫外通信采用 PMT 接收端的最大似然 (ML, maximum likelihood) 检测性能分析。进一步地, 文献[27-29]给出了采用多跳中继网络提升通信距离的关键技术, 文献[30-31]给出了在紫外发光二极管 (LED, light emitting diode) 或传输信道带宽限制导致符号间干扰 (ISI, inter-symbol interference) 下的接收端信号处理方法。

通信与感知一体化研究源于射频/微波通信雷达一体化, 探究过程可以分为 2 个阶段。第一阶段, 通信与感知共存时将彼此作为干扰, 努力降低彼此的影响。Han 等^[32]提出了有条件概率的数值计算, 得到 2.4 GHz 频段 LTE 通信系统在雷达干扰下的误码率 (BER, bit error rate); 文献[33-36]分析了通信

系统对雷达性能的影响; 文献[37]提供了 MIMO 雷达和 MIMO 通信系统共存的封闭式快速收敛发射方法。第二阶段, 通信与感知 2 个独立的系统能够在同一层次上互惠互利地运行, 不再将对方视为干扰。文献[38-39]研究了性能权衡并评估了合作系统中的约束关系, 最大限度地提高探测概率, 同时满足由无源雷达和通信接收机组成的设备的信息率要求; 在双功能系统中利用波束控制^[40]或波形分集^[41], 在保证数字通信信号通过旁瓣传输的同时, 通过主瓣实现主检测功能; 在雷达波形中嵌入基于正交调幅 (QAM, quadrature amplitude modulation) 的通信信息, 以支持位于旁瓣区域的多个接收机的通信传输^[42]; 在联合 MIMO 收发器中, 协同系统采用 M-ary 位置相移键控 (MPPSK, M-ary position and phase shift keying) 来最大化目标的相对熵, 同时最小化接收信号的互信息^[43]。通信与感知两者联系越来越紧密, 从最初的互为干扰, 力求降低彼此间的不良影响, 到相互独立与互不影响, 最终进化为相互协作, 实现 1+1>2 的效果。在通信活动日趋复杂的今天, 通信与感知一体化可提升现有通信网络性能。现有的通信感知一体化的研究主要集中于探究射频波段的高斯信道中的通信感知一体化性能权衡, 并没有探究基于紫外频段泊松信道的通信感知一体化的性能优化。

紫外波段具有抗电磁干扰特性, 可以在电磁环境复杂或电磁受限场景下进行通信传输或目标检测。此外, 紫外信号的人眼不可见特性, 使通信与感知呈现一定的隐蔽性, 且在室内封闭环境与室外开放环境中均有潜在的应用价值。例如, 在无线电静默的场景下, 可以使用紫外非视距感知得到目标信息, 然后使用非视距通信进行交流, 方便准确地进行事态感知。此外, 因为紫外光的发送功率可以调节, 进而调节传输路径范围, 可以降低通信信号被窃听的可能性, 保密性更强。目前, 对于紫外通信与感知一体化方面的研究很少, 需要建立通信与感知信号模型及其联合设计优化框架。

本文基于紫外光散射传输特性给出了紫外联合通信与感知框架。联合通信与感知框架包括一个发射端、一个感知探测端与一个通信接收端。发射端发射调制信号到通信接收端, 进行信息传输。由于紫外波段的非视距散射特性, 调制信号分量被大气散射后到达探测目标, 后又继续被反射到达感知探测端, 感知探测端基于接收到的信号进行目标探

测。本文基于泊松信道给出紫外通信与感知的信号模型，分别凝练出通信与感知的性能指标，以可达传输速率（互信息）作为衡量通信性能的指标，以漏检概率作为衡量感知性能的指标。基于上述性能指标，给出紫外通信与感知性能的分析结果，并研究紫外通信性能和感知性能的影响因素。进一步地，基于最大化互信息与最小化漏检概率的需求，本文刻画了紫外通信性能与感知性能的权衡。最后，本文给出通信性能与感知性能的联合设计优化框架，并给出联合设计优化的数值结果。

1 紫外通信感知一体化模型

1.1 紫外信号与背景辐射模型

考虑一个紫外通信感知一体化系统，包含一个发射端、一个感知探测端与一个通信接收端，如图 1 所示。发射端与感知探测端放在待测对象的同侧，确保探测对象反射信号能够被感知，通信接收端只要放在发射信号的可达区域即可。

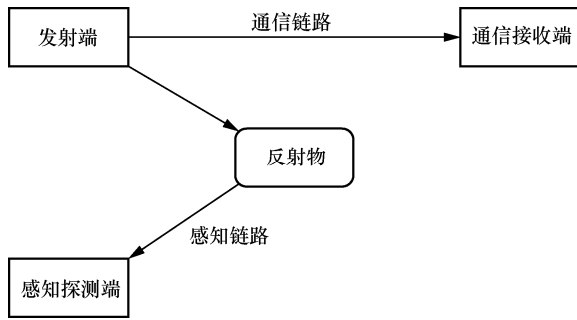


图1 紫外通信感知一体化系统框架

发射端采用紫外光源（如 LED）进行信号发射，基于需要传输的信息进行发射信号的调制。构建一条从发射端到通信接收端的视距或者非视距通信链路，通信接收端基于通信链路的信息解调输出信号，进行信息恢复。从发射端到感知探测端存在感知链路，感知探测端基于感知链路的处理输出信号，进行目标检测。

考虑紫外波段的弱链路信号特性，感知探测端与通信接收端信号分量极其微弱，无法生成波形信号，均呈现离散光子形态^[3-5]。为实现光子级别的信号接收，假设接收端采用高灵敏度 PMT 探测器进行信号接收，并且采用滤光片阻隔环境中非信号波长（如 266 nm 波段外）的背景干扰信号，从而背景干扰信号也呈现离散光子形态。地面背景光子计数率在强太阳辐射下的典型值为每秒 50 000~100 000 个

光子，对于紫外通信与感知存在一定程度的影响。

假设通信与感知的符号周期时间为 T ，背景辐射离散光子满足泊松到达过程，到达率为 Λ_b ，即在符号周期时间 T 内，到达的背景光子满足均值为 $\Lambda_b T$ 的泊松分布。具体来说，假设符号周期时间 T 内背景光子数由 N_b 给出，其满足如下的泊松分布

$$\Pr(N_b = n) = \frac{(\Lambda_b T)^n}{n!} e^{-\Lambda_b T} \quad (1)$$

其中， n 代表接收背景光子数 N_b 取值。

由于紫外通信与感知探测端接收信号的弱强度特性，假设发射端采用二元调制，即符号调制采用二元调制，包括高电平功率 P_H 与低电平功率 P_L ，以一定概率发送高电平信号与低电平信号。假设发射端发射高电平的概率为 p ，发射低电平的概率为 $1-p$ 。假设紫外光源存在峰值功率限制，即发送功率不高于某上限 P_{\max} ，即 $0 \leq P_L \leq P_H \leq P_{\max}$ 。

本文将给出紫外通信与感知的信号模型，然后基于此模型分析紫外通信与感知的基本性能，刻画紫外通信性能与感知性能的权衡，并给出通信性能与感知性能的优化框架。

1.2 紫外通信信号模型

假设通信链路综合增益为 g_c ，包括通信链路增益、滤光片衰减与探测器量子效率等因素。紫外单光子能量为 E_p ，则经过通信链路到达接收端的紫外光子可以采用泊松到达过程进行描述。对应 P_H 与 P_L ，到达光子速率分别记为 $\Lambda_{c,H}$ 与 $\Lambda_{c,L}$ ，计算式分别为

$$\Lambda_{c,H} = \frac{P_H g_c}{E_p}, \Lambda_{c,L} = \frac{P_L g_c}{E_p} \quad (2)$$

基于以上的到达光子速率，在符号周期时间 T 内，假设接收到的信号分量光子数为 N_c ，当发射端发射高电平功率 P_H 时，满足如下的泊松分布

$$\Pr(N_c = n) = \frac{(\Lambda_{c,H} T + \Lambda_b T)^n}{n!} e^{-(\Lambda_{c,H} T + \Lambda_b T)} \quad (3)$$

当发射端发射低电平功率 P_L 时，满足如下的泊松分布

$$\Pr(N_c = n) = \frac{(\Lambda_{c,L} T + \Lambda_b T)^n}{n!} e^{-(\Lambda_{c,L} T + \Lambda_b T)} \quad (4)$$

考虑通信发射调制信号 X ，当 $X=0$ 时发射低电平功率 P_L ， $X=1$ 时发射高电平功率 P_H ，因此有 $\Pr(X=0) = 1-p$ ， $\Pr(X=1) = p$ ，其中 p 表示发射

端发射高电平的先验概率。通信信道可以建模为输入为调制信号 X 、输出为离散光子数 N_c 的离散信道，其状态转移概率为

$$\Pr(N_c = n | X = 0) = \frac{(A_{c,L}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{c,L}T - A_bT} \quad (5)$$

$$\Pr(N_c = n | X = 1) = \frac{(A_{c,H}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{c,H}T - A_bT} \quad (6)$$

基于以上的信道状态转移概率，可以计算出紫外通信信道的可达传输速率^[15-18]与检测错误概率。通过优化发射端高电平功率 P_H 、低电平功率 P_L ，以及发射端发射高电平的先验概率 p ，可以进行通信系统性能的优化。

1.3 紫外感知信号模型

假设感知信道链路综合增益为 g_s ，包括感知链路增益、滤光片衰减与探测器量子效率等因素。感知链路的紫外光子也可以采用泊松到达过程描述。对应 P_H 与 P_L ，到达光子速率分别记为 $A_{s,H}$ 与 $A_{s,L}$ ，计算式分别为

$$A_{s,H} = \frac{P_H g_s}{E_p}, \quad A_{s,L} = \frac{P_L g_s}{E_p} \quad (7)$$

感知过程旨在探测目标的存在性。对于待感知的目标，其存在与否影响接收端在时间 T 内可检测光子数的混合泊松分布。当检测目标存在时，记为 $Z = 1$ ，感知接收信号的链路增益为 g_s ；当检测目标不存在时，记为 $Z = 0$ ，感知接收信号的链路增益为 0。基于以上分析，假设接收到的信号分量光子数为 N_s ，可以得到如下关于目标检测信号分布的结果。

$$\begin{aligned} \Pr(N_s = n | X = 1, Z = 1) &= \frac{(A_{s,H}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,H}T - A_bT} \\ \Pr(N_s = n | X = 0, Z = 1) &= \frac{(A_{s,L}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,L}T - A_bT} \\ \Pr(N_s = n | Z = 0) &= \frac{(A_bT)^n}{n!} e^{-A_bT} \end{aligned} \quad (8)$$

基于以上结果，对于目标存在 ($Z = 1$) 的情况，有

$$\begin{aligned} \Pr(N_s = n | Z = 1) &= \\ \Pr(N_s = n | X = 0, Z = 1) \Pr(X = 0) &+ \\ \Pr(N_s = n | X = 1, Z = 1) \Pr(X = 1) & \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)表示均值为 $A_{s,L}T + A_bT$ 泊松分布与均值为 $A_{s,H}T + A_bT$ 泊松分布的混合泊松分布，并且 $\Pr(X = 0) = 1 - p$ ， $\Pr(X = 1) = p$ 。

基于 Neyman Pearson 假设检验框架，可以对目标检测过程进行统计意义上的刻画。考虑 2 种假设条件，即假设 \mathcal{H}_0 与 \mathcal{H}_1 ，其中， \mathcal{H}_0 表示目标不存在 ($Z = 0$)， \mathcal{H}_1 表示目标存在 ($Z = 1$)。考虑时间 T 内感知探测端的检测光子数 N_s ，采用 Neyman Pearson 假设检验框架，检测的数学表达式^[44]为

$$\text{假设 } \mathcal{H}_0: \Pr(N_b = n) = \frac{(A_bT)^n}{n!} e^{-A_bT}$$

$$\text{假设 } \mathcal{H}_1: \Pr(N_s = n | Z = 1) =$$

$$\begin{aligned} \frac{(A_{s,L}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,L}T - A_bT} (1 - p) + \\ \frac{(A_{s,H}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,H}T - A_bT} p \end{aligned}$$

本文采用 Neyman Pearson 假设检验框架，即在虚警概率不大于一个阈值的前提下，最小化漏检概率。考虑如下的似然比

$$\begin{aligned} \frac{\Pr(N_s = n | Z = 1)}{\Pr(N_s = n | Z = 0)} = \\ \left(\frac{A_{s,L}}{A_b} + 1 \right)^n e^{-A_{s,L}T} (1 - p) + \\ \left(\frac{A_{s,H}}{A_b} + 1 \right)^n e^{-A_{s,H}T} p \end{aligned} \quad (10)$$

可以看出，式(10)所示似然比随着检测到光子数 n 的增加而增加。因此，Neyman Pearson 假设检验可以采用简单的光子计数阈值来进行，即当检测到光子数 n 大于某阈值 N_{th} 时，假设 \mathcal{H}_1 成立；当检测到光子数 n 小于或等于某阈值 N_{th} 时，假设 \mathcal{H}_0 成立。阈值 N_{th} 由满足虚警概率阈值 α 的条件决定，即有

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N_{th}-1} \frac{(A_bT)^n}{n!} e^{-A_bT} < 1 - \alpha \\ \sum_{n=0}^{N_{th}} \frac{(A_bT)^n}{n!} e^{-A_bT} \geq 1 - \alpha \end{aligned} \quad (11)$$

基于阈值 N_{th} ，可以计算出目标探测的漏检概率为

$$P_{md} = \sum_{n=0}^{N_{th}} \Pr(N_s = n | Z = 1) \quad (12)$$

式(12)是发射端高电平功率 P_H 、低电平功率

P_L ，以及先验概率 p 的函数，可以通过最小化漏检概率 P_{md} 来优化目标的感知性能。

2 紫外通信与感知性能分析

紫外通信感知一体化性能分析思路如图 2 所示。系统参数包括高电平功率 P_H 、低电平功率 P_L 以及先验概率 p ，可以得出紫外通信可达传输速率（采用互信息进行表征）与漏检概率随这些参数的变化关系。这些关系在 2.1 节与 2.2 节中进行详细论证，并分别由定理 1 与定理 2 给出。

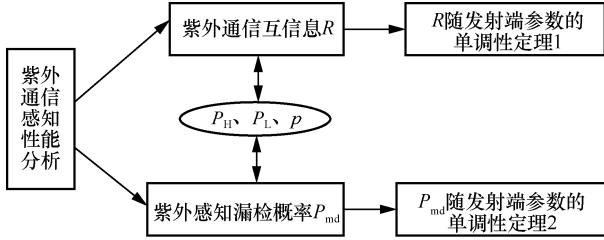


图2 紫外通信感知一体化性能分析思路

2.1 紫外通信性能指标与分析

紫外通信的主要性能指标包括可达传输速率与漏检概率。由于可达传输速率可以给出在采用纠错编码条件下的传输速率极限，本文将重点关注可达传输速率，采用互信息 $I(X; N_c)$ 表征^[15]，其中互信息 $I(X; N_c)$ 为高电平功率 P_H 、低电平功率 P_L 以及先验概率 p 的函数。具体来说，基于条件转移概率 $\Pr(N_c = n | X = 0)$ 与 $\Pr(N_c = n | X = 1)$ ，优化先验概率 $p = \Pr(X = 1)$ ，最大化互信息

$$R(P_H, P_L, p) = I(X; N_c) \quad (13)$$

以下结论给出了可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$ 随高电平功率 P_H 与低电平功率 P_L 的单调性，可以作为传输功率优化依据。

定理 1 对于任意先验概率 $p = \Pr(X = 1)$ ，可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$ 随高电平功率 P_H 的增加单调增，随低电平功率 P_L 单调减。

证明 首先基于马尔可夫 (Markov) 链互信息的不增特性，证明可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$ 随高电平功率 P_H 单调增，其中 Markov 链构造的核心在于构造泊松分布的 Thinning 过程^[15]。

首先给出 Thinning 过程的数学表示。对于任意整数 N ，其概率为 q 的 Thinning 过程由以下的条件概率给出

$$\Pr(m | N, q) = \binom{N}{m} q^m (1-q)^{N-m}, 0 \leq m \leq N \quad (14)$$

即将整数 N 看作 N 个物体，每个物体独立同分布以 q 的概率保留， $1-q$ 的概率丢弃，最终剩余 m 个物体的概率。针对泊松分布，可以得出均值为 λ 的泊松分布，经过概率为 q 的 Thinning 过程后，满足均值为 $q\lambda$ 的泊松分布，其证明可以通过如下概率推导给出。具体来说，考虑 Thinning 过程后剩余 m 个物体的概率，有

$$\Pr(m) = \sum_{N=m}^{+\infty} \frac{\lambda^N}{N!} e^{-\lambda} \binom{N}{m} q^m (1-q)^{N-m} = \frac{(q\lambda)^m}{m!} e^{-q\lambda} \quad (15)$$

基于以上结论，给定 $\lambda_{c,L}$ ，考虑 $\lambda_{c,H,1} > \lambda_{c,H,2}$ 。假设发射调制信号 $X = 0$ 时接收信号 $N_c \sim \text{Poiss}(\lambda_{c,L} + \lambda_b)$ ，发射调制信号 $X = 1$ 时接收信号 $N_c \sim \text{Poiss}(\lambda_{c,H,2} + \lambda_b)$ 。假设 Thinning 过程 $q = \frac{\lambda_{c,H,1} - \lambda_{c,L}}{\lambda_{c,H,2} - \lambda_{c,L}}$ ，则经过

Thinning 过程，其得到的光子数为 N'_c ，有如下关系

$$N'_c \sim \text{Poiss}\left(\frac{(\lambda_{c,H,2} + \lambda_b)(\lambda_{c,H,1} - \lambda_{c,L})}{\lambda_{c,H,2} - \lambda_{c,L}}\right), X = 1$$

$$N'_c \sim \text{Poiss}\left((\lambda_{c,L} + \lambda_b) \frac{\lambda_{c,H,1} - \lambda_{c,L}}{\lambda_{c,H,2} - \lambda_{c,L}}\right), X = 0 \quad (16)$$

进一步地，继续考虑与均值为 $\frac{(\lambda_{c,L} + \lambda_b)(\lambda_{c,H,2} - \lambda_{c,H,1})}{\lambda_{c,H,2} - \lambda_{c,L}}$ 泊松分布整数相加的

Markov 过程，得到光子数 N''_c ，满足如下关系

$$N''_c \sim \text{Poiss}(\lambda_{c,H,1} + \lambda_b), X = 1$$

$$N''_c \sim \text{Poiss}(\lambda_{c,L} + \lambda_b), X = 0 \quad (17)$$

基于以上构造，可以得出以下的 Markov 链

$$X \rightarrow N_c \rightarrow N'_c \rightarrow N''_c \quad (18)$$

基于 Markov 链互信息的不增特性^[45]，可以得出互信息随 $\lambda_{c,H}$ 的增加而增加。由于 $\lambda_{c,H}$ 与 P_H 存在线性关系，从而可以得出可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$ 随高电平功率 P_H 的增加而增加。

同理，对于低电平功率 P_L ，假设 $\lambda_{c,L,1} < \lambda_{c,L,2}$ 。发射调制信号 $X = 0$ 时接收信号 $N_c \sim \text{Poiss}(\lambda_{c,L,1} + \lambda_b)$ ，发射调制信号 $X = 1$ 时接收信号 $N_c \sim \text{Poiss}(\lambda_{c,H} + \lambda_b)$ 。考虑 Thinning 过程 $q = \frac{\lambda_{c,H} - \lambda_{c,L,2}}{\lambda_{c,H} - \lambda_{c,L,1}}$ ，并考虑其

与均值为 $\frac{(\lambda_{c,H} + \lambda_b)(\lambda_{c,L,1} - \lambda_{c,L,2})}{\lambda_{c,H} - \lambda_{c,L,1}}$ 的泊松分布整数相加的 Markov 过程，可以构造出类似的 Markov 链，

从而证明互信息随 $\lambda_{c,L}$ 的增加而减小。由于 $\lambda_{c,L}$ 与 P_L 存在线性关系, 从而可以得出 $R(P_H, P_L, p)$ 随着低电平功率 P_L 的增加而减小。证毕。

基于以上的结论, 可以得出为最大化可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$, 需要在满足目标感知的约束下, 最大化高电平功率 P_H 和最小化低电平传输功率 P_L 。以上结论与通信系统设计的常识相符合, 即通过增加高电平功率 P_H 与减小低电平传输功率 P_L , 增加条件分布 $\Pr(N_c = n | X = 0)$ 与条件分布 $\Pr(N_c = n | X = 1)$ 之间的差异, 提高通信性能。

2.2 紫外感知性能指标与分析

紫外感知的性能指标主要包括给定虚警概率阈值 α 下的漏检概率 P_{md} 。本文选择 P_{md} 作为检测感知性能的指标。由于 P_{md} 为高电平功率 P_H 、低电平功率 P_L 以及先验概率 $p = \Pr(X = 1)$ 的函数, 因此将其记为 $P_{md}(P_H, P_L, p)$ 。

给定任意的虚警概率阈值 α , 确定检测阈值 N_{th} , 以下结论给出了对于任意先验概率 $p = \Pr(X = 1)$, 漏检概率 $P_{md} = \sum_{n=0}^{N_{th}} \frac{(A_{s,L}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,L}T - A_bT} (1-p)$ 与高电平功率 P_H 和低电平功率 P_L 的单调性关系。

定理 2 任意给定检测阈值 N_{th} , 对于任意先验概率 $p = \Pr(X = 1)$, 漏检概率 $P_{md}(P_H, P_L, p)$ 随高电平功率 P_H 和低电平功率 P_L 的增加均单调减。此外, 漏检概率 $P_{md}(P_H, P_L, p)$ 随先验概率 p 的增加单调减。

证明 任意给定检测阈值 N_{th} , 可以得到漏检概率为

$$P_{md} = \sum_{n=0}^{N_{th}} \frac{(A_{s,L}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,L}T - A_bT} (1-p) + \frac{(A_{s,H}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,H}T - A_bT} p \quad (19)$$

通过计算可以得出, $\frac{\partial P_{md}}{\partial A_{s,L}} < 0$ 与 $\frac{\partial P_{md}}{\partial A_{s,H}} < 0$,

即 P_{md} 随 $A_{s,L}$ 与 $A_{s,H}$ 的增加单调减。由于 $A_{s,L}$ 与 P_L 呈线性关系, 并且 $A_{s,H}$ 与 P_H 呈线性关系, 可以得出 P_{md} 随 P_L 与 P_H 的增加单调减。

另一方面, 考虑 P_{md} 随 p 的单调性, 有

$$\frac{\partial P_{md}}{\partial p} = \sum_{n=0}^{N_{th}} \frac{(A_{s,H}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,H}T - A_bT} - \sum_{n=0}^{N_{th}} \frac{(A_{s,L}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,L}T - A_bT} \quad (20)$$

$$\text{考虑函数 } F(A) = \frac{\sum_{n=0}^{N_{th}} (AT + A_bT)^n e^{-AT - A_bT}}{n!} \text{ 随变量}$$

A 的单调性, 可以得出 $\frac{\partial P_{md}}{\partial p} \leq 0$, 从而得出漏检概率

$P_{md}(P_H, P_L, p)$ 随先验概率 p 的增加单调减。证毕。

基于以上的结论可以得出, 为最小化漏检概率 $P_{md}(P_H, P_L, p)$, 需要在满足通信性能的约束下, 最大化高电平功率 P_H 和最小化低电平功率 P_L 。以上结论与目标系统设计的常识相符合, 需要增加高电平功率 P_H 与减小低电平功率 P_L , 增加有信号假设 \mathcal{H}_1 与背景辐射假设 \mathcal{H}_0 的分布差距, 提高目标感知系统性能。

考虑发射端采用开关键控 (OOK, on-off keying) 调制, 即低电平功率 $P_L = 0$, 则 $P_{md}(P_H, P_L, p)$ 满足如下关系

$$P_{md} = \sum_{n=0}^{N_{th}} \frac{(A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,L}T - A_bT} (1-p) + \frac{(A_{s,H}T + A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,H}T - A_bT} p \geq \sum_{n=0}^{N_{th}} \frac{(A_bT)^n}{n!} e^{-A_{s,L}T - A_bT} (1-p) = (1-p)(1-\alpha) \quad (21)$$

以上结果给出了采用 OOK 调制进行目标感知的漏检概率下界。由于通信链路需要一定的传输速率, 先验概率 p 不能接近 1 (通常取值为 0.5 左右), 从而漏检概率 P_{md} 存在一个不可忽略的下界。因此, 要维持通信链路的同时又要将漏检概率 P_{md} 保持在很低的数值, 不能采用 OOK 调制, 而要设定非零的低电平功率 P_L 。

3 紫外通信与感知一体化权衡

3.1 紫外通信与感知性能指标权衡

本书总结可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$ 与漏检概率 $P_{md}(P_H, P_L, p)$ 随高电平功率 P_H 与低电平功率 P_L 的单调性, 如表 1 所示。

表 1 可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$ 与漏检概率 $P_{md}(P_H, P_L, p)$ 随高电平功率 P_H 与低电平功率 P_L 的单调性

性能指标	高电平功率 P_H	低电平功率 P_L	先验概率 p
可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$	单调增	单调减	先增后减
漏检概率 $P_{md}(P_H, P_L, p)$	单调减	单调减	单调减

由表 1 可以看出, 为提高可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$ 并减小漏检概率 $P_{\text{md}}(P_H, P_L, p)$, 高电平功率应该设为最大值 P_{max} 。另一方面, 应该优化选择低电平功率 P_L 与先验概率 $p = \Pr(X=1)$, 进行可达传输速率 $R(P_H, P_L, p)$ 与漏检概率 $P_{\text{md}}(P_H, P_L, p)$ 的权衡。

3.2 紫外通信与感知系统优化

基于 3.1 节给出的分析, 可以设定高电平功率为最大值 P_{max} 。考虑在一定的可达传输速率不低于某阈值 r 的情况下, 最小化漏检概率 P_{md} , 记为 $P_{\text{md}}(r)$, 即考虑如下的优化问题

$$\begin{aligned} P_{\text{md}}(r) = & \min_{0 \leq P_L \leq P_{\text{max}}, 0 \leq p \leq 1} P_{\text{md}}(P_{\text{max}}, P_L, p) \\ \text{s.t. } & R(P_H, P_L, p) \geq r \end{aligned} \quad (22)$$

由于以上优化问题仅有 2 个待优化变量 (P_L, p) , 可以通过对这 2 个优化变量进行穷尽搜索, 找出符合约束条件的优化变量最优解, 然后从中求得最小的检测错误概率 $P_{\text{md}}(P_H, P_L, p)$ 。

基于以上的优化问题, 可以得出 $P_{\text{md}}(r)$ 随速率阈值 r 的增加而增加。以下给出 $P_{\text{md}}(r)$ 的定义域, 即速率 r 的范围, 以及对应的函数 $P_{\text{md}}(r)$ 的最大值与最小值。

定理 3 $P_{\text{md}}(r)$ 随速率阈值 r 的增加而增加, 并且有如下表示

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N_{\text{th}}} \frac{(A_{s,\text{max}} T + A_b T)^n}{n!} e^{-A_{s,\text{max}} T - A_b T} \leq P_{\text{md}}(r) \leq \\ (1-p^*) \sum_{n=0}^{N_{\text{th}}} \frac{(A_b T)^n}{n!} e^{-A_b T} + \\ p^* \sum_{n=0}^{N_{\text{th}}} \frac{(A_{s,\text{max}} T + A_b T)^n}{n!} e^{-A_{s,\text{max}} T - A_b T} \end{aligned} \quad (23)$$

其中, 下界当 $r=0$ 时取 $P_L = P_{\text{max}}$ 或 $p=1$, 上界当 $r^* = \max_{0 \leq p \leq 1} R(P_{\text{max}}, 0, p) = R(P_{\text{max}}, 0, p^*)$ 时取得。

证明 首先, 速率阈值 r 的最大值为通信的最大可达传输速率。由于函数 $R(P_{\text{max}}, P_L, p)$ 随 P_L 的增加而减小, 从而有如下关系

$$\begin{aligned} r \leq & \max_{0 \leq P_L \leq P_{\text{max}}, 0 \leq p \leq 1} R(P_{\text{max}}, P_L, p) = \\ & \max_{0 \leq P_L \leq P_{\text{max}}, 0 \leq p \leq 1} R(P_{\text{max}}, 0, p) \end{aligned} \quad (24)$$

假设 $p = p^*$ 时, 可达传输速率 $R(P_{\text{max}}, 0, p)$ 取最大值, 则此时漏检概率最大值为

$$\begin{aligned} P_{\text{md}}(P_{\text{max}}, 0, p^*) = & \sum_{n=0}^{N_{\text{th}}} \frac{(A_b T)^n}{n!} e^{-A_b T} (1-p^*) + \\ & \frac{(A_{s,\text{max}} T + A_b T)^n}{n!} e^{-A_{s,\text{max}} T - A_b T} p^* \end{aligned} \quad (25)$$

其中, $A_{s,\text{max}} = \frac{P_{\text{max}} g_s}{E_p}$ 。

其次, 当阈值 $r=0$ 时, 可达传输速率的限制对任意 $0 \leq P_L \leq P_{\text{max}}, 0 \leq p \leq 1$ 均成立。基于 $P_{\text{md}}(P_{\text{max}}, P_L, p)$ 对 P_L 与先验概率 p 的单调性, 可以得出当 $P_L = P_{\text{max}}$ 或 $p=1$ 时, 漏检概率最小值为

$$\begin{aligned} R(P_{\text{max}}, P_{\text{max}}, p) = R(P_{\text{max}}, P_L, 1) = \\ \sum_{n=0}^{N_{\text{th}}} \frac{(A_{s,\text{max}} T + A_b T)^n}{n!} e^{-A_{s,\text{max}} T - A_b T}, \\ \forall 0 \leq p \leq 1 \end{aligned} \quad (26)$$

基于以上的分析, 可以得出 P_{max} 的取值范围为

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N_{\text{th}}} \frac{(A_{s,\text{max}} T + A_b T)^n}{n!} e^{-A_{s,\text{max}} T - A_b T} \leq P_{\text{md}}(r) \leq \\ (1-p^*) \sum_{n=0}^{N_{\text{th}}} \frac{(A_b T)^n}{n!} e^{-A_b T} + \\ p^* \sum_{n=0}^{N_{\text{th}}-1} \frac{(A_{s,\text{max}} T + A_b T)^n}{n!} e^{-A_{s,\text{max}} T - A_b T} \end{aligned} \quad (27)$$

证毕。在实际应用中, 可以预先计算好不同情况下的最优参数组合, 以查表法进行实时调用, 降低实时计算复杂度。

4 数值结果

考虑图 1 中采用 266 nm 紫外波段的通信与目标检测, 关键系统参数如表 2 所示。通信与感知探测端均采用 PMT 与滤光片, 接收端综合量子效率为 10%。通信与感知链路衰减均为 100 dB, 从而其综合链路增益均为 1×10^{-11} 。由于链路的强衰减特性, 需要采用 PMT 进行光子级别信号的通信与目标探测。假设传输符号时间 $T = 1 \mu\text{s}$ 。

表 2 关键系统参数

物理意义	数值
发射端峰值光功率/W	1
PMT 量子效率	25%
滤光片透过率	40%
通信与感知链路衰减/dB	100

由理论推演可以得出，为最小化漏检概率 P_{md} ，需要设置高电平功率 $P_{H1} = P_{max} = 1\text{ W}$ ，并优化低电平功率 P_L 与符号 1 的发射概率 p ，给定一定的虚警概率阈值，在满足通信链路互信息 $I(X;N_c) \geq r$ 的前提下，最小化漏检概率 P_{md} 。

图 3 给出了当高电平功率 $P_{H1} = 1\text{ W}$ 时，不同先验概率下通信链路互信息随低电平功率的变化趋势。从图 3 可以看出，给定先验概率 p ，互信息随低电平功率的增加而减小，这是由于高低电平功率对应的接收信号分布不断接近。在低电平功率条件下，互信息随先验概率 p 的增加先增加后减小，符合互信息随先验概率的变化规律。

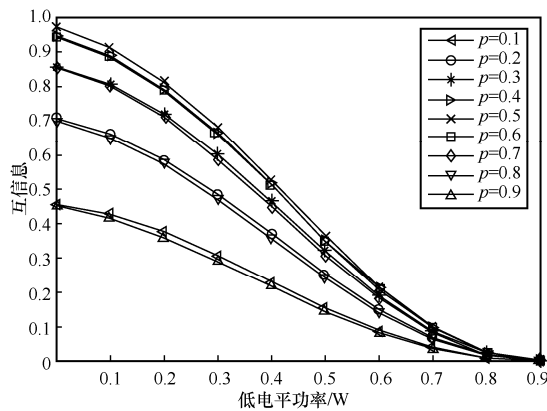


图 3 不同先验概率下通信链路互信息随低电平功率的变化趋势

图 4 给出了当虚警概率阈值 $\alpha = 0.05$ 时，不同先验概率下探测端漏检概率与低电平功率的关系。从图 4 可以看出，漏检概率随先验概率 p 的增加而单调减小，并随低电平功率 P_L 的增加而单调减小。可以解释如下， p 增加与低电平功率增加使探测信号强度增加，从而与背景噪声的差异不断增加，降低漏检概率 P_{md} 。注意到，当低电平功率 $P_L = 0$ 时，漏检概率数值不低於 $(1 - \alpha)(1 - p)$ ，符合式(20)给出的结果。

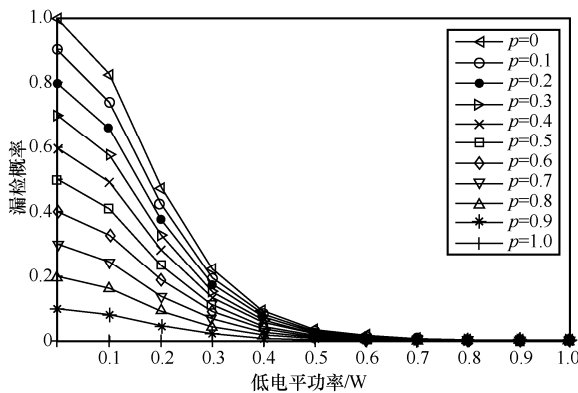
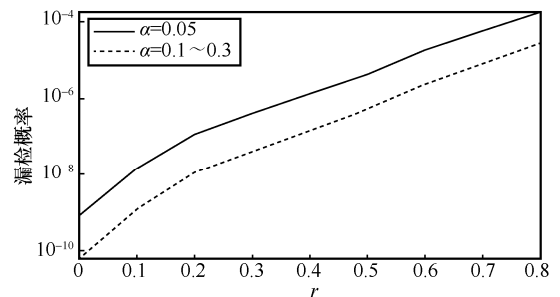
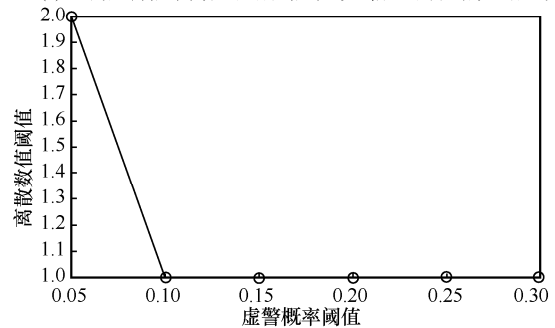


图 4 不同先验概率下探测端漏检概率与低电平功率的关系

图 5(a)给出了不同虚警概率阈值下漏检概率与互信息下界约束 r 的关系。从图 5(a)可以看出，在给定虚警概率下，最低漏检概率随互信息下界约束 r 的增加而增加，这是由于互信息下界约束 r 的增加收紧了优化问题的可行域。给定互信息下界约束 r ，随着虚警概率阈值 α 从 0.3 减小至 0.1，最优 $P_{md}(r)$ 漏检概率不增加。此外，当虚警概率阈值 α 减小到 0.05 时，漏检概率有跳变式上升。这是由于当 α 从 0.3 减小至 0.1 时，离散数值阈值 N_{th} 不变，从而在给定互信息下界约束 r 时，优化问题没有变化，导致优化结果 $P_{md}(r)$ 没有变化。当 $\alpha = 0.05$ 时，离散数值阈值发生改变，从而优化结果发生变化。图 5(b)给出了不同虚警概率阈值 α 对应的离散数值阈值 N_{th} 。



(a) 不同虚警概率阈值下漏检概率与互信息下界约束 r 的关系



(b) 不同虚警概率阈值对应的离散数值阈值

图 5 不同虚警概率阈值下漏检概率与互信息下界约束 r 的关系及不同虚警概率阈值对应的离散数值阈值

图 6 给出了不同最大功率限制下漏检概率随互信息下界约束 r 的关系。从图 6 可以看出，给定峰值功率 P_{max} ，最低漏检概率 $P_{md}(r)$ 随互信息下界约束 r 的增加而增加。随着峰值功率的增加，给定互信息下界约束 r ，最低漏检概率 $P_{md}(r)$ 显著减小，这是由于最低漏检概率 $P_{md}(r)$ 是由高电平功率 P_{max} 的单调性所决定的。

图 7 给出了当互信息下界约束 $r = 0.6$ 时，最优解与非最优解漏检概率的对比。从图 7 可以看出，给定低电平功率 P_L ，不同先验概率 p 对应的漏检概率 $P_{md}(r)$ 均比式(21)优化后的漏检概率高。

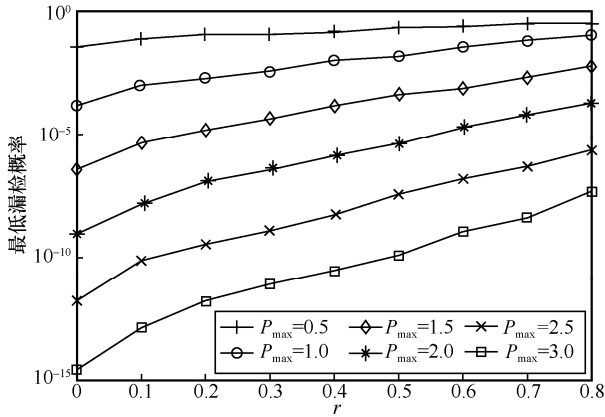


图 6 不同最大功率限制下漏检概率随互信息下界约束 r 的关系

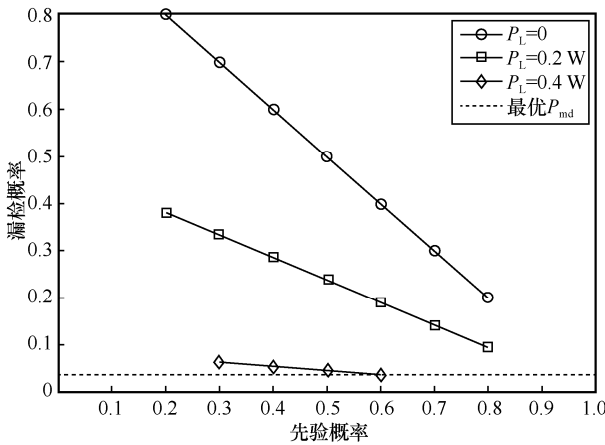


图 7 最优解与非最优解漏检概率的对比

5 实验结果

考虑如图 1 所示的发射端、感知探测端和通信接收端的位置关系，在如图 8(a)所示的实验场景中，测量通信性能和感知性能指标。发射端采用如图 8(b)所示的紫外 LED 灯，接收端采用如图 8(c)所示的 PMT 接收紫外光子。发射端的部分信号经过图 8(d)中的反射玻片反射至感知探测端，其余部分信号由直射链路到达通信接收端，感知探测端 PMT 朝向与发射端朝向呈 90° 。发射端高电平功率分别取 0.6 W、0.8 W，低电平功率分别取(0.2 W, 0.4 W)、(0.2 W, 0.4 W, 0.6 W)，发送先验概率为 0.5 的 0/1 随机序列。同时，发射端周期性地发送 256 bit 的同步序列，方便感知探测端及通信接收端估计信道参数。

图 9 与图 10 分别给出了互信息与漏检概率随高电平功率与低电平功率变化的实测数据。此外，图 10 还对比了漏检概率的实测数据与理论计算值，感知探测端通过同步序列估计出信道参数 ($A_{s,H}, A_{s,L}, A_b$)，计算检测阈值 N_{th} ，并据此进行信号检测，统计漏检

概率。同时，将估计出的信道参数代入式(12)，得到漏检概率的理论计算值。从图 10 可以看出，理论计算值与实测数据的变化趋势相同，同时理论计算值能够较准确地反映实测数据的大小。图 10 验证了本文推导的理论表达式的准确性，并为通信感知一体化优化框架的必要性提供了数据支撑。

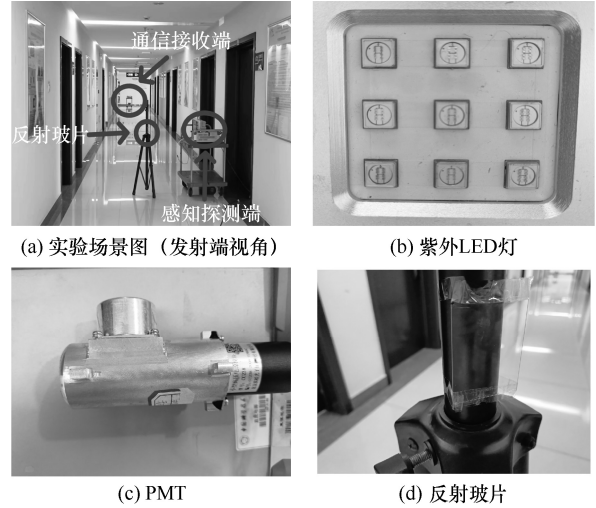


图 8 实验设置

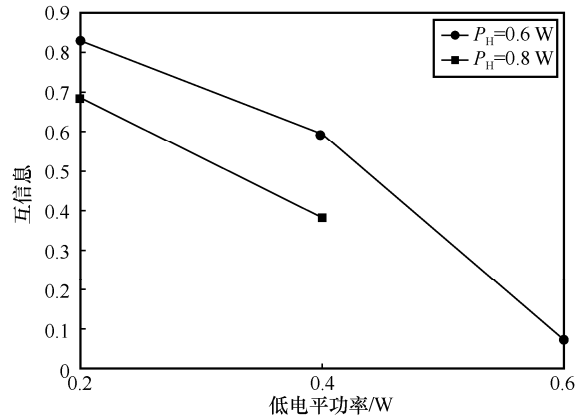


图 9 互信息随高电平功率与低电平功率变化的实测数据

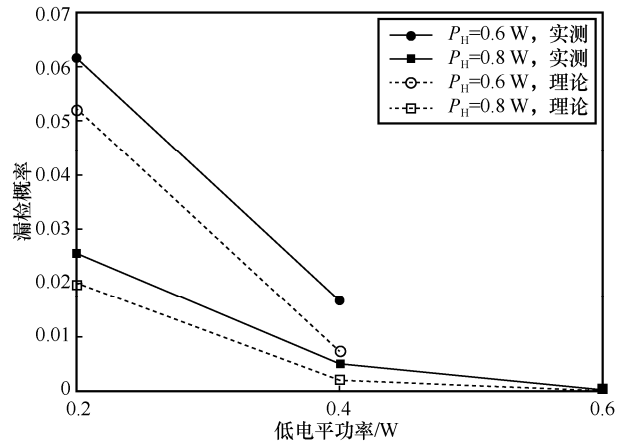


图 10 漏检概率随高电平功率与低电平功率变化的实测数据与理论计算值

6 结束语

本文给出了基于紫外波段的通信与感知系统框架。发射端发射调制信号到通信接收端进行信息传输,感知探测端基于目标反射的信号分量进行目标探测。本文凝练出发射端发射信号与通信接收端信号的互信息作为通信性能指标,感知探测端在给定虚警概率下的漏检概率作为感知性能指标,并分析这 2 个性能指标与发射端调制参数(高电平功率、低电平功率与先验概率)的关系。基于分析结果,讨论了紫外通信性能与感知性能的权衡关系,并指出应将高电平功率设定为峰值功率,将低电平功率与先验概率作为系统设计参数进行优化。

本文仅给出了紫外波段的通信与感知系统框架,还有很多需要完善的研究点。例如,进一步完善通信与感知系统框架,采用多节点协同进行联合探测,或进行通信调制序列与感知序列的联合设计。此外,搭建紫外通信与感知的实验验证系统也是未来重要的研究工作之一。

参考文献:

- [1] XU Z Y, SADLER B M. Ultraviolet communications: potential and state-of-the-art[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2008, 46(5): 67-73.
- [2] AUNG T Y, ARYA S, CHUNG Y H. Performance dependence of non-line-of-sight ultraviolet communications on atmospheric parameters of the ultraviolet channel[J]. *Optics Communications*, 2019, 443: 7-11.
- [3] DING H P, CHEN G, MAJUMDAR A K, et al. Modeling of non-line-of-sight ultraviolet scattering channels for communication[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(9): 1535-1544.
- [4] XIAO H F, ZUO Y, WU J, et al. Non-line-of-sight ultraviolet single-scatter propagation model[J]. *Optics Express*, 2011, 19(18): 17864.
- [5] CHEN G, LIAO L C, LI Z N, et al. Experimental and simulated evaluation of long distance NLOS UV communication[C]//*Proceedings of 2014 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign (CSNDSP)*. Piscataway: IEEE Press, 2014: 904-909.
- [6] LIAO L C, DROST R J, LI Z N, et al. Long-distance non-line-of-sight ultraviolet communication channel analysis: experimentation and modelling[J]. *IET Optoelectronics*, 2015, 9(5): 223-231.
- [7] BORAH D K, MAREDDY V R, VOELZ D G. Single and double scattering event analysis for ultraviolet communication channels[J]. *Optics Express*, 2021, 29(4): 5327-5342.
- [8] SHEN Z Q, MA J S, SHAN T, et al. Improved Monte Carlo integration models for ultraviolet communications[C]//*Proceedings of 2020 IEEE 20th International Conference on Communication Technology (ICCT)*. Piscataway: IEEE Press, 2020: 168-172.
- [9] SUN Y, ZHAN Y F. Closed-form impulse response model of non-line-of-sight single-scatter propagation[J]. *Journal of the Optical Society of America A*, 2016, 33(4): 752-757.
- [10] DROST R J, MOORE T J, SADLER B M. Ultraviolet scattering propagation modeling: analysis of path loss versus range[J]. *Journal of the Optical Society of America A*, 2013, 30(11): 2259-2265.
- [11] DROST R J, SADLER B M, CHEN G. Dead time effects in non-line-of-sight ultraviolet communications[J]. *Optics Express*, 2015, 23(12): 15748-15761.
- [12] EL-SHIMY M A, HRANILOVIC S. Binary-input non-line-of-sight solar-blind UV channels: modeling, capacity and coding[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2012, 4(12): 1008-1017.
- [13] WU T F, MA J S, SU P, et al. Modeling of short-range ultraviolet communication channel based on spherical coordinate system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(2): 242-245.
- [14] CAO T, SONG J, PAN C Y. Simplified closed-form single-scatter path loss model of non-line-of-sight ultraviolet communications in noncoplanar geometry[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2021, 57(2): 1-9.
- [15] FREY M R. Information capacity of the Poisson channel[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1991, 37(2): 244-256.
- [16] DAVIS M. Capacity and cutoff rate for Poisson-type channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1980, 26(6): 710-715.
- [17] WYNER A D. Capacity and error exponent for the direct detection photon channel. II[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1988, 34(6): 1462-1471.
- [18] CAO J H, HRANILOVIC S, CHEN J. Capacity-achieving distributions for the discrete-time Poisson channel—part I: general properties and numerical techniques[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(1): 194-202.
- [19] LAPIDOTH A, MOSER S M. On the capacity of the discrete-time Poisson channel[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(1): 303-322.
- [20] HAAS S M, SHAPIRO J H. Capacity of wireless optical communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2003, 21(8): 1346-1357.
- [21] CHAKRABORTY K, DEY S, FRANCESCHETTI M. Outage capacity of MIMO Poisson fading channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(11): 4887-4907.
- [22] HE Q F, XU Z Y, SADLER B M. Performance of short-range non-line-of-sight LED-based ultraviolet communication receivers[J]. *Optics Express*, 2010, 18(12): 12226.
- [23] GONG C, ZHANG X K, XU Z Y, et al. Optical wireless scattering channel estimation for photon-counting and photomultiplier tube receivers[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(11): 4749-4763.
- [24] ZOU D F, GONG C, WANG K, et al. Characterization on practical photon counting receiver in optical scattering communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2019, 67(3): 2203-2217.
- [25] JIANG Z M, GONG C, XU Z Y. Achievable rates and signal detection for photon-level photomultiplier receiver based on statistical non-linear model[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(12): 6015-6029.
- [26] 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.
- [27] GONG C, XU Z Y. Non-line of sight optical wireless relaying with the photon counting receiver: a count-and-forward protocol[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(1): 376-388.
- [28] GONG C, WANG K, XU Z Y, et al. On full-duplex relaying for optical wireless scattering communication with on-off keying modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(4): 2525-2538.
- [29] ARDAKANI M H, HEIDARPOUR A R, UYSAL M. Performance analysis of relay-assisted NLOS ultraviolet communications over turbulence channels[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2017, 9(1): 109-118.
- [30] GONG C, XU Z Y. Channel estimation and signal detection for optical wireless scattering communication with inter-symbol interference[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(10): 5326-5337.
- [31] WEI Z K, HU W X, HAN D H, et al. Simultaneous channel estimation and signal detection in wireless ultraviolet communications combating inter-symbol-interference[J]. Optics Express, 2018, 26(3): 3260.
- [32] HAN J P, WANG B, WANG W D, et al. Analysis for the BER of LTE system with the interference from radar[C]//Proceedings of IET International Conference on Communication Technology and Application (ICCTA 2011). Piscataway: IEEE Press, 2011: 452-456.
- [33] BELL M R, DEVROYE N, ERICCOLO D, et al. Results on spectrum sharing between a radar and a communications system[C]//Proceedings of 2014 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). Piscataway: IEEE Press, 2014: 826-829.
- [34] CORDILL B D, SEGUIN S A, COHEN L. Electromagnetic interference to radar receivers due to in-band OFDM communications systems[C]//Proceedings of 2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Piscataway: IEEE Press, 2013: 72-75.
- [35] LIU W, FANG J, TAN H F, et al. Coexistence studies for TD-LTE with radar system in the band 2 300~2 400 MHz[C]//Proceedings of 2010 International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS). Piscataway: IEEE Press, 2010: 49-53.
- [36] KHAWAR A, ABDELHADI A, CLANCY T C. A mathematical analysis of cellular interference on the performance of S-band military radar systems[C]//Proceedings of 2014 Wireless Telecommunications Symposium. Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-8.
- [37] QIAN J H, LOPS M, LE Z, et al. Joint system design for coexistence of MIMO radar and MIMO communication[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(13): 3504-3519.
- [38] CHALISE B K, AMIN M G, HIMED B. Performance tradeoff in a unified passive radar and communications system[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(9): 1275-1279.
- [39] CHALISE B K, HIMED B. Performance tradeoff in a unified multi-static passive radar and communication system[C]//Proceedings of 2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18). Piscataway: IEEE Press, 2018: 653-658.
- [40] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, et al. A dual function radar-communications system using sidelobe control and waveform diversity[C]//Proceedings of 2015 IEEE Radar Conference (RadarCon). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1260-1263.
- [41] HASSANIEN A, ABOUTANIOS E, AMIN M G, et al. A dual-function MIMO radar-communication system via waveform permutation[J]. Digital Signal Processing, 2018, 83: 118-128.
- [42] AHMED A, ZHANG Y M, GU Y J. Dual-function radar-communications using QAM-based sidelobe modulation[J]. Digital Signal Processing, 2018, 82: 166-174.
- [43] YAO Y, ZHAO J H, WU L N. Adaptive waveform design for MIMO radar-communication transceiver[J]. Sensors, 2018, 18(6): 1957.
- [44] GONG C, XU Z Y. Temporal spectrum sensing for optical wireless scattering communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(18): 3890-3900.
- [45] COVER T M. Elements of information theory[M]. New York: John Wiley and Sons, 1999.

[作者简介]



龚晨(1983-), 男, 江苏扬州人, 博士, 中国科学技术大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、无线光通信与无线大数据等。



潘昱宸(1998-), 男, 江苏泰兴人, 中国科学技术大学博士生, 主要研究方向为无线光通信。



徐正元(1965-), 男, 江苏泰兴人, 博士, 中国科学技术大学教授、博士生导师, 主要研究方向为拍赫兹通信、定位感知、无线光通信、移动通信、无线通信大数据等。