数字对象标识符 10.1109/ACCESS.2024.3476410

随机接收器朝向下能量采集型混合可见光通信/射频网络优化

AMIR HOSSEIN FAHIM RAOUF[1]，（IEEE 研究生会员）、CHETHAN KUMAR ANJINAPPA[2]，和 IsmailGuvenc[1]，（IEEE 会士）
[1]A. H. F. Raouf 和 I. Guvenc 任职于北卡罗来纳州立大学电气与计算机工程系，地址为美国北卡罗来纳州罗利（电子邮件：amirh.fraouf@ieee.org 和 iguvenc@ncsu.edu）。[2]C. K. Anjinappa 任职于爱立信研究院，地址为美国加利福尼亚州圣克拉拉 95054（电子邮件：chethan.anjinappa@ericsson.com）。通讯作者：A. H. F. Raouf（电子邮件：amirh.fraouf@ieee.org）。

本文部分内容发表于 IEEE Globecom Workshops（GC Wkshps），2022 [1]。本研究部分得到美国国家科学基金会（NSF）项目 CNS-1910153 的资助。

arXiv:2302.02575v4 [eess.SP] 8 Oct 2024

摘要 本文研究了一个采用两跳下行传输的室内混合可见光通信（VLC）与射频（RF）场景。发光二极管（LED）通过可见光通信传输数据和能量至能量采集中继节点，随后该节点利用采集能量，在第二阶段将译码后的信息重传给射频用户。设计参数包括直流（DC）偏置和可见光通信传输的时间分配。我们构建了一个优化问题，在接收器朝向固定且采用译码转发中继的条件下最大化数据速率。该非凸问题被分解为两个子问题，通过固定一个参数并优化另一个参数进行迭代求解。此外，我们分析了随机接收器方向对数据速率的影响，并推导出可见光通信和射频速率的闭式表达式。我们采用穷举搜索方法求解该优化问题，结果表明，与仅优化直流偏置相比，联合优化直流偏置和时间分配能够显著提高数据速率。

索引词 混合可见光通信-射频，直流偏置，能量采集，信息速率。

一、引言

无线通信服务和新兴技术需求的迅猛增长，给射频（RF）频谱带来了巨大压力 [2]。这种压力造成了频谱管理方面的重大挑战，尤其是在会议厅、体育场、购物中心和机场等密集环境中，射频资源日益稀缺。可见光通信（VLC）已成为基于射频的无线系统一种颇具前景的补充技术，有望将用户从拥挤的射频频段分流，同时提供照明 [3]。然而，尽管前景广阔，可见光通信系统仍面临若干局限，包括视距（LoS）要求导致的覆盖范围限制，以及易受环境干扰影响，这些因素限制了其在现实场景中的独立应用效果。

为应对这些挑战，近期研究重点关注旨在发挥两种技术优势的混合可见光通信-射频系统。这些系统可通过可见光通信链路实现高速数据传输，而射频链路则提供无缝覆盖，并克服可见光通信的视距和移动性约束 [4]。尽管具有这些优势，混合可见光通信-射频系统仍面临新的挑战，尤其是在物联网（IoT）和无线传感器网络等室内应用中 [5], [6]。这些网络的一个关键瓶颈是功率约束，因为设备通常只能使用有限的能量资源。应对这一挑战的一种有前景的解决方案是引入能量采集（EH）技术，使设备能够从周围环境中获取能量，减少对电池供电的依赖，并提高网络的可持续性，如图1所示。

现有关于能量采集型混合可见光通信-射频系统的文献主要集中于优化直流（DC）偏置，以最大化数据速率或最小化中断概率 [7]–[20]。据我们所知，对于如图1所示的多跳场景，混合射频-可见光通信链路中可见光通信和射频资源的优化尚未得到研究。本文研究了室内混合可见光通信-射频场景下能量采集的性能。具体而言，我们以自适应方式将每个传输块的一部分分配给可见光通信，其余部分用于射频传输。如图2所示，在第一阶段（即可见光通信传输）中，发光二极管（LED）同时向具备能量采集能力的中继节点传输数据和能量，

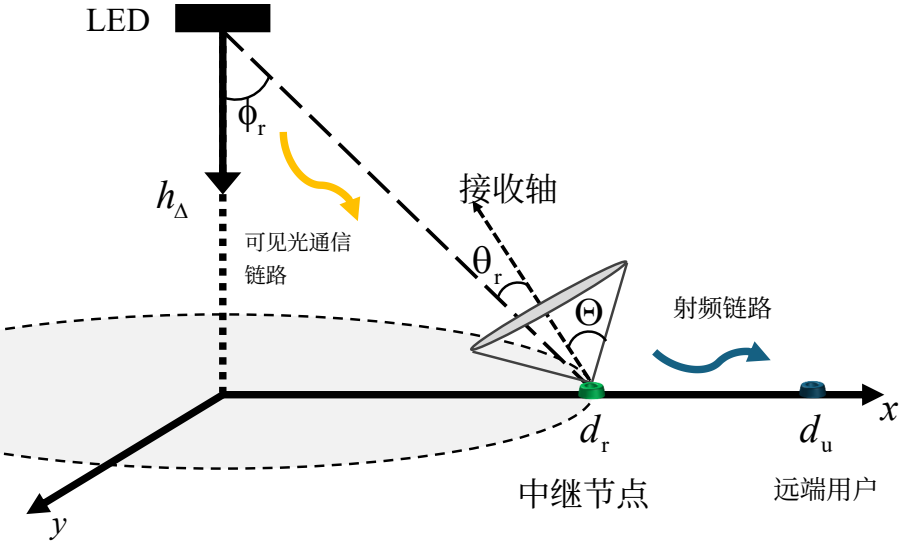


图1：所考虑的可见光通信-射频传输场景的系统模型。可见光通信链路同时传输数据和能量至中继节点。随后，中继节点利用采集的能量将数据转发给远端射频用户。

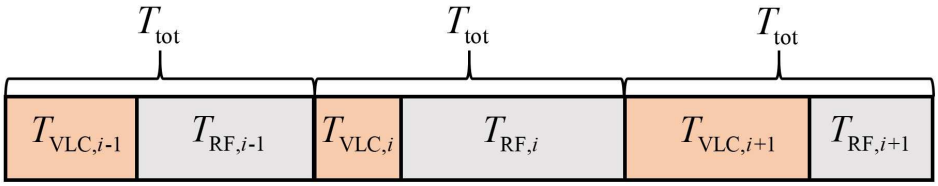


图2：所考虑的传输块，其中连续的时间段分别用于可见光通信（中继）链路和射频（接入）链路。可见光通信链路既用于回程数据中继，也用于能量采集。

（即可见光通信传输）。在第二阶段（射频通信）中，中继利用采集能量将解码后的信息传输给远端射频用户。此外，在该阶段，发光二极管继续向中继节点传输功率（不传输信息），旨在采集能量，以供射频中继在下一个传输块中使用。本文的主要贡献总结如下。

- 在一项相关研究中 [26], , 针对单室内链路提出了类似的策略，该链路可基于可见光通信或红外通信（红外通信），旨在最大化采集能量；然而，该研究既未考虑射频链路或中继，也不以最大化数据速率为目标。此外，由于所考虑的系统模型中存在中继节点，且其与射频用户的相对距离及其随机朝向各不相同，我们动态地为每个传输块分配一部分时间用于可见光通信，其余时间用于射频传输。
- 针对这一特定场景，我们构建了一个优化问题，以最大化远端用户的数据速率。具体而言，与现有文献中的研究不同（例如，参见 [7]），除了直流偏置外，我们还将分配给可见光通信链路的时间持续时长纳入设计参数。我们将针对这两个参数的联合非凸优化问题拆分为两个子问题，并采用循环方式求解。首先，固定分配给可见光通信传输的时间持续时长，并采用主化－最小化（MM）方法 [27]和 [28]求解关于直流偏置的非凸问题。第二步，固定上一步得到的直流偏置，并求解关于可见光通信链路分配时间持续时长的优化问题。
- 据我们所知，这是首篇尝试研究中继的随机接收器朝向对混合可见光通信-射频网络可达数据速率影响的论文。与传统射频无线网络不同，设备的朝向会显著影响可见光通信信道增益，尤其是对于移动用户而言。确定确切的信息速率是一项艰巨的任务，而且可能无法为优化系统的信息速率提供有价值的见解。作为一种替代方法，我们基于朝向分布，构建了可见光通信链路的平均信息速率和采集能量。为了更好地理解系统和信道参数的影响，我们假设接收器朝向服从均匀分布。基于这一假设，我们推导出了平均信息速率下界的闭式表达式

表1：最相关研究及其贡献总结。

Ref.	无线技术	方案	中继功率	期间的能量采集 可见光通信传输	期间的能量采集 射频传输	性能指标	优化参数	RO
[7]	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✓	数据速率	直流偏置	✗
[8]	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✗	能效 频谱效率	未进行参数优化	✗
[9]	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✗	保密中断概率	未进行参数优化	✗
[10]	混合可见光通信-射频	协作	外部	✗	✗	中断概率 符号错误率	无参数优化	✗
[11]	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✗	中断概率	未进行参数优化	✗
[12]	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✗	中断概率	未进行参数优化	✗
[13]	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✗	中断概率	直流偏置 峰值振幅	✗
[14]	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✗	中断概率	无参数优化	✗
[15]	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✗	数据速率	LED发射功率 上行链路/下行链路传输时间	✗
[16]	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✗	中断概率	直流偏置	✗
[17]	混合可见光通信-射频	协作	外部	✗	✗	数据速率	时间持续时长 功率分配	✗
[18]	混合可见光通信-射频	协作式	N/A	✓	✓	SNR	直流偏置 射频波束成形器	✗
[19]	混合可见光通信-射频	协作	外部	✓	✗	数据速率	接入模式选择 直流偏置 功率分配	✗
[21]	仅可见光通信	直接链路	N/A	✗	✗	误码率	不进行参数优化	✓
[22]	仅可见光通信	直接链路	N/A	✗	✗	中断概率	未进行参数优化	✓
[23]	仅可见光通信	直接链路	N/A	✗	✗	误码率	未进行参数优化	✓
[24]	仅可见光通信	直接链路	N/A	✗	✗	SNR	未进行参数优化	✓
[25]	仅可见光通信	直接链路	N/A	✗	✗	SNR	未进行参数优化	✓
This work	混合可见光通信-射频	双跳	采集能量	✓	✓	数据速率	直流偏置 时间分配	✓

该下界同时适用于可见光通信和射频。为验证我们的分析，我们采用三种方法给出了可见光通信和射频信息速率的结果，即精确的积分表达式、仿真结果以及推导得到的闭式表达式。基于所获得的闭式表达式，我们找到了所研究系统模型中直流偏置和时间分配的最优值。由于问题的复杂性，我们通过穷举搜索求解该问题。

本文其余部分安排如下：第II节介绍文献综述。第III节描述系统模型。第IV节介绍优化框架，第V节给出优化问题及其求解方法。第VI节在考虑随机朝向（RO）的情况下，推导可见光通信和射频数据速率的闭式表达式；第VII节展示数值结果；最后，第VIII节总结全文并提出未来的研究方向。

II. 文献综述

近期已有一些研究探讨如何在双跳混合可见光通信-射频通信系统中实现能量采集：中继可从可见光通信链路（第一跳）采集能量，再通过射频链路（第二跳）向终端用户转发数据。例如，Rakia等人在 [7] 提出了一种最优设计，通过为可见光通信和射频传输分配相等的时间占比，并针对直流偏置进行优化，从而最大化数据速率。另一项研究中，Yapici 和 Guvenc 在 [8]通过考虑发光二极管的功耗，探讨能量与频谱效率之间的权衡，强调了直流偏置优化的必要性。

利用随机几何， [9] 针对混合可见光通信-射频系统，在存在窃听者的情况下推导了保密中断概率以及接收信号信噪比（SNR）的统计特性。在 [10]中，研究人员假设中继和目的地的位置是随机的，并据此研究了中断概率和符号错误率。他们考虑了译码转发（DF）和放大转发（AF）两种方案，并推导出中断概率的近似解析表达式和渐近表达式。在 [11], 中，研究人员考察了物联网混合射频-可见光通信系统的中断性能，其中可见光通信被视为从发光二极管到物联网设备的下行链路，而射频则采用非正交多址接入（NOMA）方案进行上行链路传输。具体而言，他们利用随机几何方法对三维房间内终端的位置和数量进行建模，并给出了中断概率的近似解析表达式。

Peng等人 [12]考虑采用移动中继来促进信源与目的地之间的通信。他们通过解析方法获得系统的端到端中断概率，并将其与仿真结果进行比较。在后续研究中，Peng等人在 [13] 通过研究在发光二极管信源的平均功率约束和峰值功率约束下最小化端到端中断概率的问题，扩展了这项工作。Zhang等人 [14] 从随机分布在信源覆盖区域内的多个物联网设备中选择中继。利用信道状态信息（CSI），他们采用解析方法确定两种不同传输方案下的端到端中断概率：无CSI和有

统计信道状态信息。Zargari等人 [15] 研究了混合可见光通信-射频通信系统中最大化多个用户总吞吐量的问题，其中用户在下行链路期间收集能量，以便在上行链路中进行传输。

Peng等人 [16] 研究了一种协作混合可见光通信-射频中继网络，并计算了可见光通信用户和射频用户的中断概率。此外，他们还推导出一种次优直流偏置，可有效降低射频用户的中断概率。Rallis等人 [17] 提出了一种混合可见光通信-射频网络，其中一个可见光通信接入点（AP）为两个用户设备（UE）提供服务，这两个设备还充当射频中继，将网络覆盖范围扩展至可见光通信小区之外的第三个用户。受速率分割多址启发，所提出的协议旨在最大化系统中的加权最小可达速率。Tran等人 [18] 引入了一种混合可见光通信-射频超小型网络，其中光发射机同时传输光波信息和能量信号，而采用多天线射频接入点通过射频信号传输无线能量。Guo等人 [19] 考虑了两类用户：信息用户和能量采集用户。信息用户通过时分多址（TDMA）方案从LED接入点接收数据，采用单跳纯可见光通信模式或中继辅助双跳可见光通信-射频模式，其中中继可接入外部电源。Ghosh和Alouini在 [20] 利用来自不同能量源（可见光和射频信号）的采集能量，推导出采用解码转发中继方案的双向授权用户通信和双向物联网通信的中断概率闭式表达式。

现有关于混合可见光通信-射频通信系统的文献主要假设接收器固定且垂直朝上，而随机接收器方向对这类系统的影响尚未得到广泛报道。接收器朝向会显著影响可见光通信网络中视距链路的可用性。Eroğlu等 [21] 给出了移动用户随机朝向条件下可见光通信信道增益的统计分布。Fu 等 [22] 根据可见光通信接收器处于随机位置和朝向时信道的统计特性，推导了平均信道容量和中断概率。Rodoplu 等 [29]研究了室内环境中人类用户的行为以及视距可用性。他们进一步推导了中断概率，并分析了随机朝向对符号间干扰的影响。Soltani 等 [23] 利用拉普拉斯分布，推导了室内场景下信噪比和误码率的概率密度函数。近期也有研究通过实验测量对接收器朝向进行建模 [24], [25]。表1总结了近期关于混合可见光通信-射频通信系统和可见光通信接收器朝向的研究，并将其与本文工作进行了比较。

III. 系统模型

图1展示了所研究的混合可见光通信-射频系统。我们假设一个中继配备了单个光电探测器（PD）、能量采集电路以及用于射频通信的发射天线。中继位于垂直和水平距离分别为h_Δ和d_r的位置，与接入点相距。我们假设远端用户与接入点的水平距离为d_u，且接入点与终端用户之间不存在直接的可见光通信链路。令$T^{(i)}_{\text{tot}}$表示i^{th}块传输时间，单位为秒。此外，τ_i（无量纲）表示在i^{th}时间块中分配给向中继节点传输信息和能量的时间比例。因此，该阶段的持续时间为$T_{\text{VLC},i} = \tau_i T^{(i)}_{\text{tot}}$秒。我们假设块传输时间为常数；因此，为简化符号，后文省略$T^{(i)}_{\text{tot}}$的上标。图2展示了所研究的传输块。不失一般性，我们假设$T_{\text{tot}} = 1$秒。

A. 可见光通信链路

在第一跳中，发光二极管通过可见光通信链路向中继节点同时传输能量和信息。为确保发射光信号非负，在调制信号上添加直流偏置，记为$I_{\text{b},i}$。具体而言，发射光信号表示为$x_{\text{t},i}(t) = P_{\text{LED}}\left(x_{\text{s},i}(t) + I_{\text{b},i}\right)$其中$P_{\text{LED}}$其中$P_{\text{LED}}$表示单位 LED 功率（单位为 W/A），而$x_{\text{s},i}(t)$为调制电信号。我们假设承载信息的信号均值为零，并满足光信道的峰值强度约束，即 [26]

$$A_i \le \min\left(I_{\text{b},i} - I_{\min}, I_{\max} - I_{\text{b},i}\right), \tag{1}$$

其中A_i表示输入电信号的峰值振幅（即$\max(|x_{\text{s},i}(t)|) = A_i$），而$I_{\text{b},i} \in [I_{\min}, I_{\max}]$中$I_{\max}$和$I_{\min}$分别为直流偏置的最大和最小输入电流。令$B_{\text{VLC}}$表示双边信号带宽。

然后，接入点与中继节点之间的光链路在长度为$T_{\text{tot}} = 1$秒的一个区块内对应的信息速率为 [26]

$$R_{\text{VLC},i} = T_{\text{VLC},i} B_{\text{VLC}} \log_2\left(1 + \frac{e}{2\pi}\frac{\left(\eta P_{\text{LED}} A_i H_{\text{VLC}}\right)^2}{\sigma^2_{\text{VLC}}}\right), \tag{2}$$

其中，η是光电探测器响应度，单位为 A/W；H_{VLC}是光学直流信道增益。在式（2）中，σ^2_{VLC}是光电探测器处的散粒噪声功率，其表达式为$\sigma^2_{\text{VLC}} = q_e I_i B_{\text{VLC}}$，其中$q_e$是电子的电荷，$I_i$是环境光产生的感应电流。需要注意的是，散粒噪声是可见光通信信道中的主要噪声源，因此本文忽略热噪声 [30]。可见光通信链路的光学直流信道增益可表示为

$$H_{\text{VLC}} = \frac{(m+1)A_{\text{p}}}{2\pi\left(h^2_\Delta + d^2_{\text{r}}\right)}\cos^m(\phi_{\text{r}})\cos(\theta_{\text{r}})\,\Pi\left(|\theta_{\text{r}}|, \Theta\right), \tag{3}$$

其中，ϕ_r和θ_r分别为辐照角和入射角。朗伯阶数为$m = -1/\log_2(\cos(\Phi))$，其中$\Phi$为发光二极管的半功率波束宽度，而$A_{\text{P}}$和$\Theta$分别为光电探测器的探测面积和视场（FoV）。函数$\Pi(x,y)$在$x \le y$时取1，否则取0。

此阶段的采集能量可计算为 [26]

$$E_{1,i} = 0.75 T_{\mathrm{VLC},i} I_{\mathrm{DC},i} V_{\mathrm{t}} \ln\left(1 + \frac{I_{\mathrm{DC},i}}{I_0}\right), \tag{4}$$

其中，V_{t} 为热电压，I_0 为暗饱和电流，$I_{\mathrm{DC},i}$ 为输出电流的直流部分，表示为$I_{\mathrm{DC},i} = \eta H_{\mathrm{VLC}} P_{\mathrm{LED}} I_{\mathrm{b},i}$。在时间段 $T_{\mathrm{RF},i} = 1 - T_{\mathrm{VLC},i}$内，目标是在中继通过射频链路向远端用户传输信息的同时，使采集能量最大化。因此，在第二阶段，发光二极管消除交流电（AC）部分，并使直流偏置最大化，即$A_i = 0$ 和$I_{\mathrm{b},i} = I_{\max}$。从数学上来说，第二阶段采集的能量可表示为

$$E_{2,i} = 0.75 T_{\mathrm{RF},i} I_{\mathrm{DC,\,max}} V_{\mathrm{t}} \ln\left(1 + \frac{I_{\mathrm{DC,\,max}}}{I_0}\right), \tag{5}$$

其中，$I_{\mathrm{DC,\,max}} = \eta H_{\mathrm{VLC}} P_{\mathrm{LED}} I_{\max}$。

中继处采集的总能量可用于通过射频链路向远端用户发送已解码的符号，其计算方式为

$$\begin{aligned} E_{\mathrm{h},i} =& E_{1,i} + E_{2,i-1} \\ =& z\left(T_{\mathrm{VLC},i} I_{\mathrm{b},i} \ln\left(1 + \frac{\eta H_{\mathrm{VLC}} P_{\mathrm{LED}} I_{\mathrm{b},i}}{I_0}\right)\right. \\ &\left. + T_{\mathrm{RF},i-1} I_{\max} \ln\left(1 + \frac{\eta H_{\mathrm{VLC}} P_{\mathrm{LED}} I_{\max}}{I_0}\right)\right), \end{aligned} \tag{6}$$

其中，$z = 0.75 \eta H_{\mathrm{VLC}} P_{\mathrm{LED}} V_{\mathrm{t}}$，$E_{2,i}$ 表示前一个传输块中射频传输期间采集的能量。本文假设初始采集能量为0（即$E_{2,0} = 0$）。

请注意，在我们的能量收集模型中，填充因子（FF）作为常数项（例如 0.75）纳入式 (4) 和 (5) 中。FF 是光伏系统中的一个关键参数，表示最大可实现功率与开路电压和短路电流乘积之比。通常，FF 的范围为 0.7 至 0.8 [13], [31],，反映了能量转换过程的效率。通过纳入 FF，我们的模型考虑了光伏能量转换中的非理想因素，从而提高了采集能量估算的真实性和准确性。

从式 (1) 可以直接看出，增大 $I_{\mathrm{b},\,i}$ 会导致 A_i 减小，进而降低与可见光通信链路相关的信息速率。另一方面，减小$I_{\mathrm{b},\,i}$ 会限制可见光通信传输期间可采集的能量（即 $E_{1,\,i}$）。

B. 射频链路

在第二跳中，中继利用采集能量，通过射频链路将信息重新传输给远端用户。我们假设，中继进行数据接收所消耗的能量在实际中可忽略不计，采集能量主要用于数据传输 [7], [16]。中继操作采用解码转发类型。令B_{RF} 表示射频系统的带宽，N_0 表示噪声功率，其定义为$N_0 = P_0 + 10\log_{10}(B_{\mathrm{RF}}) + N_{\mathrm{F}}$，其中$P_0$ 表示热噪声功率，N_{F} 表示噪声系数。此外，假设中继以归一化功率重新传输电信号。相应的信息速率为

$$R_{\mathrm{RF},i} = T_{\mathrm{RF},i} B_{\mathrm{RF}} \log_2\left(1 + \frac{P_{\mathrm{h},i} |h_{\mathrm{RF}}|^2}{G_{\mathrm{RF}} N_0}\right), \tag{7}$$

其中，h_{RF} 表示瑞利信道系数，$P_{\mathrm{h},i} = E_{\mathrm{h},i}/T_{\mathrm{RF},i}$ 表示发射功率，而G_{RF} 表示射频链路的路径损耗模型，可表示为

$$G_{\mathrm{RF}} = \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{d_{\mathrm{u}}}{d_0}\right)^{\beta}, \tag{8}$$

其中，λ 表示所用的射频载波波长，$d_0 = 1\mathrm{m}$为参考距离，β 为路径损耗指数，通常取值范围为 [1.6 至 1.8] [32]。

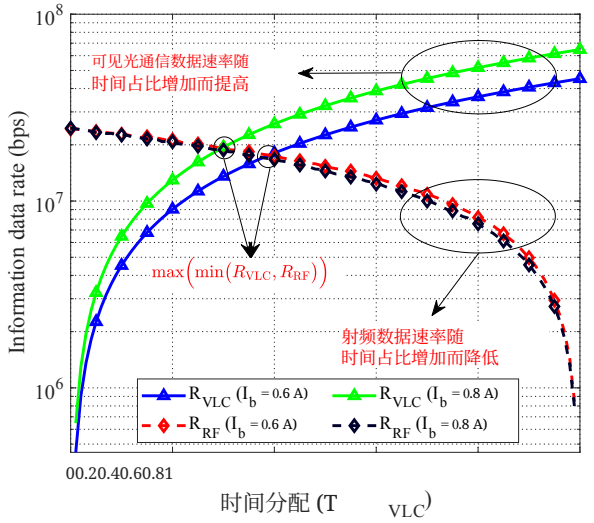
可达信息速率受可见光通信链路与射频链路中较低的信息速率限制，可表示为 [19]

$$R_{\mathrm{VLC\text{-}RF},i} = \min\left(R_{\mathrm{VLC},i}, R_{\mathrm{RF},i}\right). \tag{9}$$

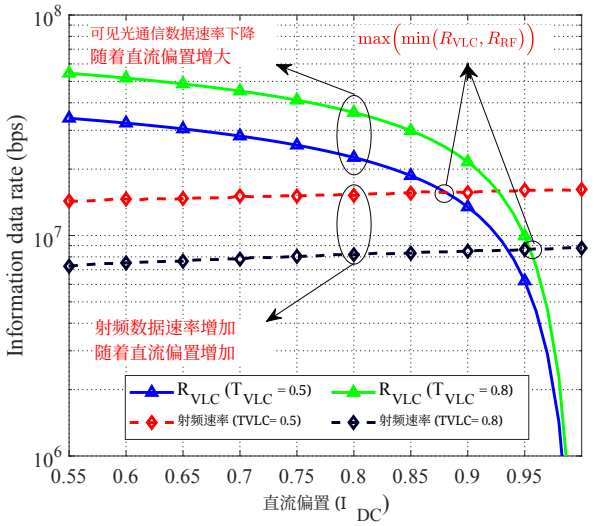
图3展示了时间分配和直流偏置对信息数据速率的影响。除非另有说明，系统和信道参数见表2。假设中继位于$d_{\mathrm{r}} = 0$ m处，用户位于$d_{\mathrm{u}} = 4$ m处，射频频率设为$f_{\mathrm{c}} = 2.4$ GHz。图3a展示了可见光通信链路和射频链路的信息数据速率随可见光通信链路时间分配的变化。在该图中，假设直流偏置为$I_{\mathrm{b}} \in \{0.6, 0.8\}$ A。由于假设块传输时间恒定（$T_{\mathrm{VLC},i} + T_{\mathrm{RF},i} = 1$），随着可见光通信时间占比增加，射频时间占比会减少。从图3a可以看出，增加可见光通信链路的时间分配（即T_{VLC}）会提高可见光通信数据速率，同时减少第二阶段的采集能量（见式（5））， 进而降低射频数据速率。图3b描绘了可见光通信链路和射频链路的信息速率随直流偏置的变化。这里假设可见光通信和射频传输的时间占比相等（即$T_{\mathrm{VLC}} = T_{\mathrm{RF}} = 0.5$），且$T_{\mathrm{VLC}} = 0.8$ （因此$T_{\mathrm{RF}} = 0.2$）。根据式（1），可以观察到，增加直流偏置会降低输入电信号的峰值振幅（即A_i），从而降低可见光通信数据速率。然而，随着直流偏置增加，第一阶段的采集能量（见式（4））会增加，最终提高射频数据速率。

IV. 优化框架

我们的目标是针对$I_{\mathrm{b},i}$ 和$T_{\mathrm{VLC},i}$优化可达信息速率（即 (9)）。图 4 总结了系统数据速率最大化的优化问题，其中优化变量以红色表示。回顾可见光通信链路（即 (2)）和射频链路（即 (7)）的信息速率，



(a) 固定 I_{bo}



(b) 固定 T_{VLCo}

图3: 当d_{r} =0 m、d_{u} = 4 m 且f_{c} = 2.4 GHz 时，采用**(a)** 固定直流偏置和**(b)** 等时分配时的可见光通信和射频信息速率。

该优化问题可写为

$$\begin{aligned}\max_{I_{\text{b},i},T_{\text{VLC},i},T_{\text{RF},i}}\quad & R_{\text{VLC-RF},i}\\ \text{s.t.}\quad & c_1: I_{\min}\le I_{\text{b},i}\le I_{\max},\\ & c_2: T_{\text{VLC},i}+T_{\text{RF},i}=1, T_{\text{VLC},i}>0, T_{\text{RF},i}>0\\ & c_3: R_{\text{th}}\le R_{\text{RF}}^{i},\end{aligned}\tag{10}$$

其中，R_{th} 为预定义阈值，施加约束c_1以避免削波，并确保发光二极管工作在线性区域。由于中继会重新传输信息，且射频远端用户无法接收来自发光二极管的数据，因此添加c_3 以满足最低数据速率要求。

式（10）中的联合优化问题是非光滑的（由于最小值算子），且是非凸的（由于目标函数和约束c_3）。我们将上述优化问题重写为上图形式，以消除目标函数的非光滑性。参见 [33, 第 4], 章，式（10）的上图形式可写为

$$\begin{aligned}\max_{\phi,I_{\text{b},i},T_{\text{VLC},i},T_{\text{RF},i}}\quad & \phi\\ \text{s.t.}\quad & c_1, c_2, c_3,\\ & c_4: \phi\le R_{\text{VLC},i}\\ & c_5: \phi\le R_{\text{RF},i}.\end{aligned}\tag{11}$$

上述等价优化问题消除了非光滑性，但仍然是非凸的。(10)

$\alpha = e(\eta P_{\text{LED}}H_{\text{VLC}})^2/(2\pi\sigma_{\text{VLC}}^2)$、$\beta = \eta H_{\text{VLC}}P_{\text{LED}}$，以及 $\zeta = |h_{\text{RF}}|^2/(G_{\text{RF}}N_0)$。将式 (2) 和 (7) 代入式 (11)，可得

$$\begin{aligned}\max_{\phi,I_{\text{b},i},A_i,E_{\text{h},i},T_{\text{VLC},i},T_{\text{RF},i}}\quad & \phi\\ \text{s.t.}\quad & c_1', c_2,\\ & c_3: T_{\text{RF},i}B_{\text{RF}}\log_2\left(1+\frac{\zeta E_{\text{h},i}}{T_{\text{RF},i}}\right)\ge R_{\text{th}},\\ & c_4: T_{\text{VLC},i}B_{\text{VLC}}\log_2(1+\alpha A_i^2)\ge\phi,\\ & c_5: T_{\text{RF},i}B_{\text{RF}}\log_2\left(1+\frac{\zeta E_{\text{h},i}}{T_{\text{RF},i}}\right)\ge\phi,\\ & c_6: \min\left(I_{\text{b},i}-I_{\min}, I_{\max}-I_{\text{b},i}\right)\ge A_i,\\ & c_7: z\Big(T_{\text{VLC},i}I_{\text{b},i}\ln\left(1+\frac{\beta I_{\text{b},i}}{I_0}\right)\\ & \quad +T_{\text{RF},i-1}I_{\max}\ln\left(1+\frac{\beta I_{\max}}{I_0}\right)\Big)\ge E_{\text{h},i}.\end{aligned}\tag{12}$$

在式（12）的优化问题中，A_i^2用于 c_4，而 c_6 仍然是非光滑的。这里，我们利用 [19] 中的命题 1 对 c_6 进行松弛。直观而言，随着 I_b 增大，$_i$ 采集能量会增加；然而，当超过 $(I_{\min}+I_{\max})/2$ 时，它会对速率产生负面影响。因此，项 I_b，$_i$ 的最优值应位于 $(I_{\min}+I_{\max})/2$ 与 $I_{\max}$ 之间（而非另一种情况 $0\le I_b$，$_i\le I_{\max}$）。上述限制确保 $0\le A_i\le I_{\max}-I_b$，$_i$ 也有助于消除非光滑的最小值算子（见式（12））。由此得到 c_1'：$(I_{\min}+I_{\max})/2\le I_b$，$_i\le I_{\max}$，以及 c_6'：$0\le A_i\le I_{\max}-I_b$，$_i$。约束 c_3、c_4、c_5, 和 c_7 联合起来是非凸的。为此，我们将联合优化问题拆分为两个子问题，并以循环方式求解，下一节将对此进行详细说明。

V. 求解方法

在本节中，我们考虑用于求解 (12) 的两个子问题。在子问题1中，通过固定时间分配 $T_{\text{VLC},i}$，求解关于 ϕ 在 $I_{\text{b},i}$,A_i,$E_{\text{h},i}$ 上的最大化问题。在第二个子问题中，利用从子问题1得到的 $I_{\text{b},i}$，求解关于 ϕ 在 $T_{\text{VLC},i}$,$T_{\text{RF},i}$,$E_{\text{h},i}$ 上的最大化问题。

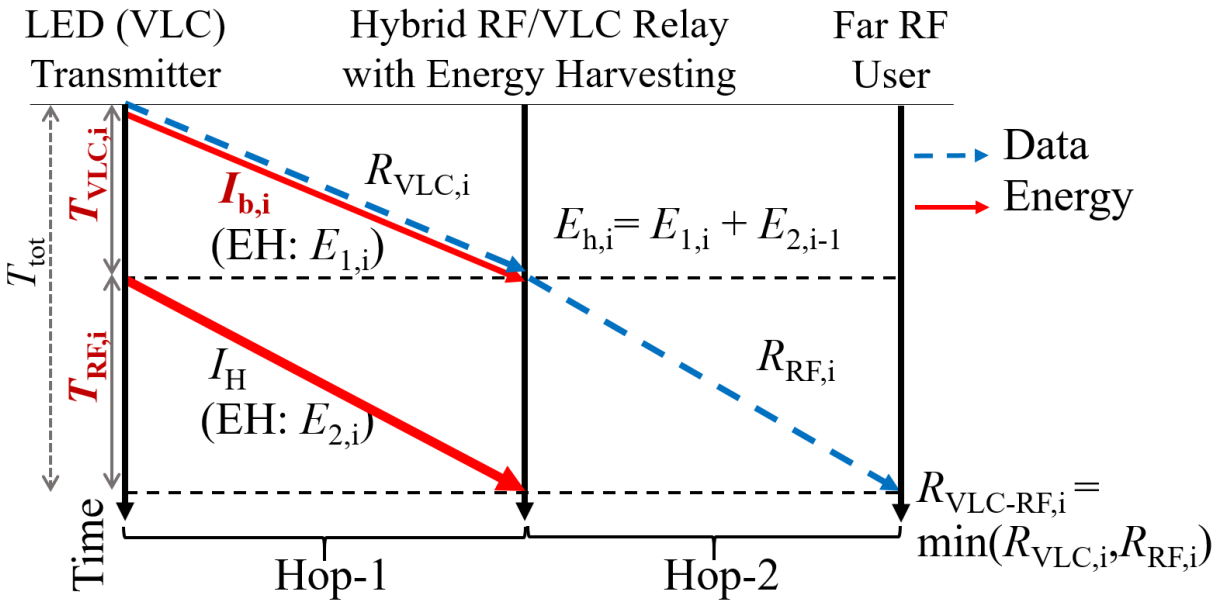


图4：涉及LED发射器、带能量采集功能的混合射频/可见光通信中继器，以及通过中继节点和射频链路接收数据的远端射频用户的优化问题概要。此处，我们将$I_{b,i}$、$T_{VLC,i}$和$T_{RF,i}$ 作为优化变量，以最大化端到端系统数据速率。

A. 子问题1

首先，固定 $T_{VLC,i}$ （因此 $T_{RF,i} = 1 - T_{VLC,i}$ 也固定），并求解关于 ϕ 在 $I_{b,i}$,A_i,$E_{h,i}$ 上的最大化问题。子问题1可写为

$$\begin{aligned} \max_{\phi,I_{b,i},A_i,E_{h,i}} \quad & \phi \\ \text{s.t.} \quad & c_1', c_3, c_4, c_5, c_7 \\ & c_6' : 0 \le A_i \le I_{\max} - I_{b,i}, \end{aligned} \tag{13}$$

其中，约束c_3, c_4,c_5 是条件凸的。

假设：室内可见光通信环境中的典型照明要求会导致较高的发射光强，从而可使接收器处获得较高的信噪比 [34],[35]。本文假设可见光通信链路的信噪比远大于 1（在线性尺度下）；即， $\alpha(A_i)^2 \gg 1$。在此条件下，我们进一步在约束c_4中使用$\log(1+x) \approx \log(x)$。因此，优化问题可写为

$$\begin{aligned} \max_{\phi,I_{b,i},A_i,E_{h,i}} \quad & \phi \\ \text{s.t.} \quad & c_1', c_3, c_5, c_6' \\ & c_4' : T_{VLC,i} B_{VLC} \log_2(\alpha A_i^2) \ge \phi, \\ & c_7' : z\left(T_{VLC,i} I_{b,i} \ln\left(\frac{\beta I_{b,i}}{I_0}\right) \right. \\ & \quad \left. + T_{RF,i-1} I_{\max} \ln\left(\frac{\beta I_{\max}}{I_0}\right) \right) \ge E_{h,i}. \end{aligned} \tag{14}$$

在（14）中，c_4' 是凸约束，而c_7' 仍然不是凸约束。我们进一步利用一阶泰勒级数和 MM 方法来放宽此约束 [27], [28]。因此，c_7' 可以

替换为

$$c_7^\star : \quad g(I_{b,i}) = g_0\left(I_{b,i}(t)\right) + \frac{\partial g\left(I_{b,i}(t)\right)}{\partial I_{b,i}} \left(I_{b,i} - I_{b,i}(t)\right), \tag{15}$$

其中

$$\begin{aligned} g_0(I_{b,i}(t)) = z\Bigg(& T_{VLC,i} I_{b,i}(t) \ln\left(\frac{\beta I_{b,i}(t)}{I_0}\right) \\ & + T_{RF,i-1} I_{\max} \ln\left(\frac{\beta I_{\max}}{I_0}\right)\Bigg), \end{aligned} \tag{16}$$

and

$$\frac{\partial g(I_{b,i}(t))}{\partial I_{b,i}} = z T_{VLC,i} \left(\ln\left(\frac{\beta I_{b,i}(t)}{I_0}\right) + \frac{\beta I_{b,i}(t)}{I_0 + \beta I_{b,i}(t)} \right). \tag{17}$$

在式（15）中，项 t 是一个索引项，表示 MM 方法的迭代索引。式（15）中的 MM 过程采用迭代方式运行。我们首先针对 $I_{b,i}(t)$ 的某些初始值求解问题。然后，在每次迭代中更新 $I_{b,i}(t)$ 的值，直到连续两次迭代的值保持不变，或连续两次迭代之间的变化不明显为止。

总体而言，优化子问题1如下：

$$\begin{aligned} \max_{\phi,I_{b,i},A_i,E_{h,i}} \quad & \phi \\ \text{s.t.} \quad & c_1, c_3, c_4', c_5, c_6', c_7^\star. \end{aligned} \tag{18}$$

我们迭代求解上述子问题1，直至收敛。上述子问题收敛后，我们继续求解下文所述的子问题2。

B. 子问题2

这里，我们固定从子问题1中得到的 $I_{b,i}$ ，并对变量 $T_{VLC,i}, T_{RF,i}, E_{h,i}$ 求解，以最大化 ϕ 。该优化问题可表示为

$$\begin{aligned} \max_{\phi, T_{VLC,i}, T_{RF,i}, E_{h,i}} \quad & \phi \\ \text{s.t.} \quad & c_2, c_3, c_4', c_5, c_7'. \end{aligned} \tag{19}$$

在（19）中，目标函数和约束 c_2,c_4'，c_7' 是线性的，而约束 c_3 和 c_5 是凸约束，因此构成一个凸优化问题。

请注意，循环最小化框架通过将原始问题分解为两个具有独立变量的子问题，并以循环方式迭代求解，有助于减少非凸约束的数量。关于理论保证，由于联合优化问题本质上是非凸的，我们无法保证收敛到全局最优解；我们只能确保收敛到一个驻点。

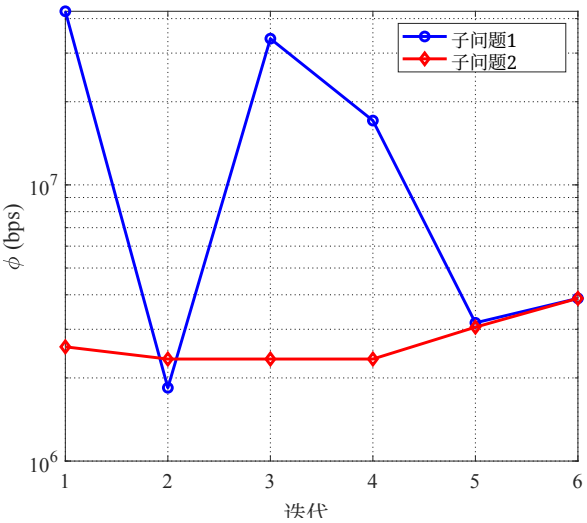


图5：当 $d_r = 0$m且 $d_u = 4$m时，我们的优化框架的性能与迭代次数的关系。

C. 收敛

这里，我们研究所提出的优化算法的收敛性。我们假设中继位置为 $d_r = 0$ m，远端用户距离为 $d_u = 4$ m。如图5所示，子问题1得到的可达信息速率高于子问题2得到的速率。然而，经过五次迭代后，两个子问题得到的速率趋于收敛，子问题之间的信息速率差异变得可以忽略。

VI. 中继随机朝向

在本节中，我们研究中继随机朝向对图1、图2和图4所考虑场景中可达数据速率的影响。随机朝向会显著影响信道质量。这种影响不仅会降低可见光通信数据速率，还会影响射频数据速率，因为中继由采集能量供电。这里，我们假设采用宽视场，此时(3)中的入射角 θ_r 始终小于 Θ，这意味着 $\Pi(|\theta_r|, \Theta) = 1$；因此，发光二极管始终位于视场内。为分离确定性部分和随机部分，我们可将(3)重新整理如下：

$$H_{VLC} = \frac{(m+1)A_p h_\Delta^m}{2\pi}\left(h_\Delta^2 + d_r^2\right)^{-\frac{m+2}{2}}\cos(\theta_r), \tag{20}$$

其中，我们采用几何关系

$$\cos(\phi_r) = \frac{h_\Delta}{\sqrt{d_r^2 + h_\Delta^2}}.$$

令 $H_{VLC} = h_c h_\theta$ ，其中

$$h_c = \frac{(m+1)A_p h_\Delta^m}{2\pi}\left(h_\Delta^2 + d_r^2\right)^{-\frac{m+2}{2}}$$

是式 (20) 的确定性部分以及 $h_\theta = \cos(\theta_r)$。考虑 $h_\theta^2 = \cos^2(\theta_r)$ 的概率密度函数 (PDF)，可推导出平方信道的分布为 [21]

$$f_{h_\theta^2}(x) = \frac{c_\theta}{\sqrt{4x(1-x)}} f_\theta\left(\frac{1}{2}\cos^{-1}(2x-1)\right), \tag{21}$$

对于 $0 \le x \le 1$，否则为0。在(21)中，c_θ 为归一化常数，$f_\theta(\cdot)$ 为随机角度 θ的概率密度函数。因此，平方信道的概率密度函数可直接表示为 [21]

$$f_{h^2}(x) = \frac{1}{h_c^2} f_{h_\theta^2}\left(\frac{x}{h_c^2}\right). \tag{22}$$

A. 平均VLC数据速率

在此条件下，可见光通信链路的平均数据速率可计算为

$$\begin{aligned} R_{VLC,i}^{\text{avg}} = \int & T_{VLC,i} B_{VLC} \\ & \times \log_2\left(1 + \frac{e}{2\pi}\frac{(\eta P_{LED} A_i)^2}{\sigma_{VLC}^2} x\right) f_{h^2}(x)\mathrm{d}x, \end{aligned} \tag{23}$$

值得一提的是，对于 f_{h^2} ，当 $x < 0$ 和 $x > h_c^2$时，其值为 0。本文假设 θ服从 $\theta \sim U[\theta_1, \theta_2]$。因此，我们可以将式 (22) 改写为

$$f_{h^2}(x) = \frac{c_\theta}{(\theta_2 - \theta_1)\sqrt{4x(1-x)}}. \tag{24}$$

将式 (24) 代入式 (23)，并代入 $t := x/h_c^2$，可得

$$R_{VLC,i}^{\text{avg}} = L_1 \int \frac{\log_2(1 + L_2 t)}{\sqrt{4t(1-t)}}\mathrm{d}t, \tag{25}$$

其中 $L_1 = \frac{c_\theta T_{VLC,i} B_{VLC}}{\theta_2 - \theta_1}$和 $L_2 = \frac{e}{2\pi}\frac{(\eta P_{LED} A_i h_c^2)^2}{\sigma_{VLC}^2}$。利用Puiseux级数 [36] $x = 1$ 的前两项来

$1\Big/\sqrt{4x(1-x)}$, 式 (25) 的一个下界可写为

$$R_{\mathrm{VLC},i}^{\mathrm{avg}} \geq L_1\left(\int \frac{\log_2(1+L_2 t)}{2\sqrt{(1-t)}}\mathrm{d}t + \int \frac{\sqrt{1-t}\log_2(1+L_2 t)}{4}\mathrm{d}t\right). \tag{26}$$

利用 2.727.5, [37],式 (26) 的第一个积分项可写为

$$\begin{aligned} f_1(x, L_2) &= \int \frac{\log_2(1+L_2 t)}{2\sqrt{(1-t)}}\mathrm{d}t \\ &= \frac{-1}{\sqrt{L_2}}\Big((\ln(x)-2)\sqrt{L_2+1-x} \\ &\quad - 2\sqrt{L_2+1}\ln\frac{\sqrt{L_2+1-x}-\sqrt{L_2+1}}{\sqrt{x}}\Big). \end{aligned} \tag{27}$$

利用积分求解器 [38], , 式 (26) 中的积分可写为

$$\begin{aligned} f_2(x, L_2) &= \int \frac{\sqrt{1-t}\log_2(1+L_2 t)}{4}\mathrm{d}t \\ &= \frac{1}{4}\Bigg(\frac{2\sqrt{1-x}(-2L_2(x-4)+3L_2(x-1)\ln(L_2 x+1)+6)}{9L_2} \\ &\quad - \frac{4}{3}\left(\frac{L_2+1}{L_2}\right)^{(3/2)}\tanh^{-1}\left(\sqrt{\frac{L_2(1-x)}{L_2+1}}\right)\Bigg). \end{aligned} \tag{28}$$

因此, 式 (26) 的最终结果可表示为

$$\begin{aligned} R_{\mathrm{VLC},i}^{\mathrm{avg}} &\geq L_1 \\ &\times \Bigg(f_1\Big(\frac{\cos(2\theta_1)+1}{2}, L_2\Big) + f_2\Big(\frac{\cos(2\theta_1)+1}{2}, L_2\Big) \\ &\quad - f_1\Big(\frac{\cos(2\theta_2)+1}{2}, L_2\Big) - f_2\Big(\frac{\cos(2\theta_2)+1}{2}, L_2\Big)\Bigg). \end{aligned} \tag{29}$$

B. 平均能量采集

回顾式 (6) 并利用 $\ln(1+x) \approx \ln(x)$, 总采集能量可写为

$$\tilde{E}_{\mathrm{h},i} \approx M_1 H_{\mathrm{VLC}} \ln(M_2 H_{\mathrm{VLC}}) + M_3 H_{\mathrm{VLC}} \ln(M_4 H_{\mathrm{VLC}}) \tag{30}$$

其中

$$M_1 = 0.75 T_{\mathrm{VLC}} \eta P_{\mathrm{LED}} I_{\mathrm{b,i}} V_{\mathrm{t}}, \tag{31}$$

$$M_2 = \eta P_{\mathrm{LED}} I_{\mathrm{b,i}} / I_0, \tag{32}$$

$$M_3 = 0.75 T_{\mathrm{RF}} \eta P_{\mathrm{LED}} I_{\max} V_{\mathrm{t}}, \tag{33}$$

and

$$M_4 = \eta P_{\mathrm{LED}} I_{\max} / I_0. \tag{34}$$

概率密度函数h_θ 可表示为

$$f_{h_\theta}(x) = 1/(\theta_2 - \theta_1)\sqrt{(1-\cos^{-1}(x))} \tag{35}$$

对于 $\cos\ \theta_1 \leq x \leq \cos\theta_2$。因此, 可见光通信信道的概率密度函数可计算为 $f_h(x) = {}^{-1}{}_{h_c} f_{\theta}(x h_c)$。平均能量采集可计算为

$$\bar{E}_{\mathrm{h},i} = \int_0^{\infty} (M_1 x \ln(M_2 x) + M_3 x \ln(M_4 x)) f_h(x)\mathrm{d}x \tag{36}$$

利用 ln（ab） = ln（a） + ln（b）, 并将f_3（x）和 f_4（x）定义为

$$\begin{aligned} f_3(x) &= \int_{h_c\cos\theta_2}^{h_c\cos\theta_1} \frac{x}{\sqrt{1-\frac{x}{h_c}}}\mathrm{d}x \\ &= -h_c\sqrt{h_c^2 - x^2} \end{aligned} \tag{37}$$

and

$$\begin{aligned} f_4(x) &= \int_{h_c\cos\theta_2}^{h_c\cos\theta_1} \frac{x\ln x}{\sqrt{1-\frac{x}{h_c}}}\mathrm{d}x \\ &= -h_c\Big(h_c\tanh^{-1}\Big(\frac{\sqrt{h_c^2-x^2}}{h_c}\Big) + \sqrt{h_c^2-x^2}\big(\ln(x)-1\big)\Big). \end{aligned} \tag{38}$$

因此, 式（36）的最终表达式可写为

$$\begin{aligned} \bar{E}_{\mathrm{h},i} &= \frac{M_1}{h_c(\theta_2-\theta_1)}\Big(\ln(M_2) f_3(h_c\cos\theta_1) + f_4(h_c\cos\theta_1) \\ &\quad - \ln(M_2) f_3(h_c\cos\theta_2) - f_4(h_c\cos\theta_2)\Big) \\ &\quad + \frac{M_3}{h_c(\theta_2-\theta_1)}\Big(\ln(M_4) f_3(h_c\cos\theta_1) + f_4(h_c\cos\theta_1) \\ &\quad - \ln(M_4) f_3(h_c\cos\theta_2) - f_4(h_c\cos\theta_2)\Big). \end{aligned} \tag{39}$$

因此, 射频链路平均数据速率的一个下界可计算为

$$R_{\mathrm{RF},i}^{\mathrm{avg}} \geq T_{\mathrm{RF},i} B_{\mathrm{RF}} \log_2\left(1 + \frac{\bar{E}_{\mathrm{h},i}|h_{\mathrm{RF}}|^2}{T_{\mathrm{RF},i} G_{\mathrm{RF}} N_0}\right). \tag{40}$$

VII. 数值结果

在本节中, 我们通过计算机仿真评估图1所示混合 VLC-RF方案的性能。为方便读者, 除非另有说明, 信道和系统参数均汇总于表2中。

A. 近似与闭式表达式

在本小节中, 我们首先比较采用式（23）中的精确表达式、仿真以及式（29）中的闭式近似计算得到的随机接收器朝向下可见光通信数据速率性能。我们考虑两种中继距离情况, 其中中继位置变化为$d_{\mathrm{r}} \in [0,2]$ m, 半功率束宽分别为 $\Phi \in \{60°, 90°\}$。为验证我们的表达式, 我们分析随机接收器朝向的两种情况: $\theta \sim U[0°, 10°]$和 $\theta \sim U[10°, 40°]$。我们假设A_i和$T_{\mathrm{VLC},i}$在整个通信过程中保持不变, 其中$A = 0.2$ 和$T_{\mathrm{VLC}} = 0.8$。

图6展示了随机朝向对平均可见光通信数据速率的影响。

表2：用于生成数值结果的系统和信道参数。

参数	数值
用户距离（d_{u}，$d_{\mathrm{u,min}}$，$d_{\mathrm{u,max}}$）	[4,8] 米
中继距离（$d_{\mathrm{r,min}}$、$d_{\mathrm{r,max}}$）	[0,2] 米
LED功率（P_{LED}）	1.5 瓦/安
噪声系数（N_{F}）	9 dB [8]
射频信号带宽 B_{RF}	10 MHz [19]
可见光通信信号带宽 B_{VLC}	10 MHz [19]
热噪声 (P_0)	-174 dBm/Hz [8]
射频频率（f_{c}）	{2.4, 5} GHz [8]
最小直流偏置（I_{min}）	100 mA [8]
最大直流偏置（I_{max}）	1 安 [8]
光电探测器响应度（η）	0.4 安/瓦 [26]
热电压（V_{t}）	25 毫伏 [8]
暗饱和电流（I_0）	10^{-10} A [8]
视场（Θ）	60° [8]
半功率波束宽度（Φ）	60° [8]
电子电荷（q_{e}）	1.6×10^{-19}
感应电流（I_i）	5840×10^{-6} [8]
光电二极管探测面积（A_{P}）	10^{-4}米^2 [8]
接入点相对高度（h_{Δ}）	2 米 [8]
数据速率阈值（R_{th}）	10^6 比特/秒

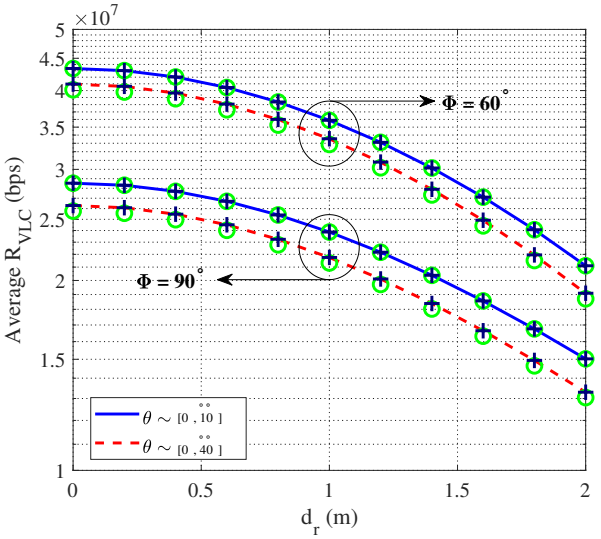
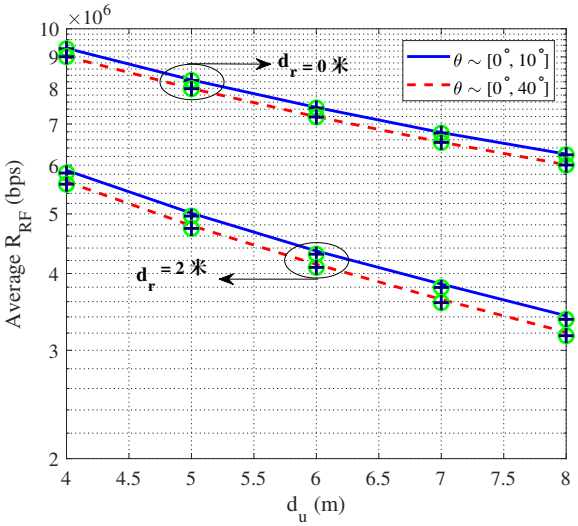
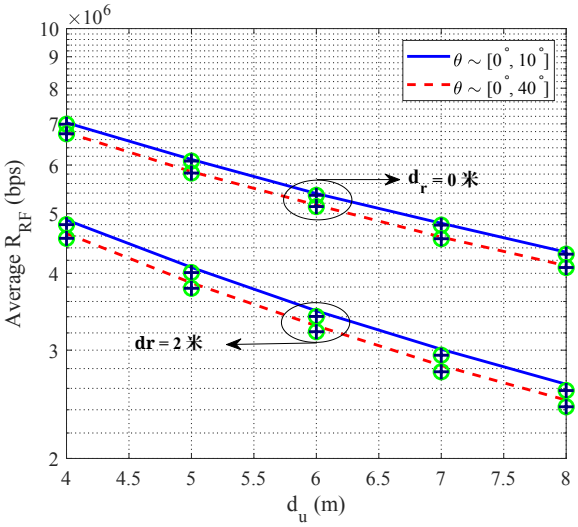


图6：通过精确表达式（即 (23)）和仿真（如黑色加号标记所示（+）），以及闭式表达式（即 (29)，如绿色圆圈标记所示（o）），展示可见光通信数据速率随中继与可见光通信接入点之间水平距离的变化。

如图所示，仿真结果与精确表达式完全吻合，证实了所推导公式的准确性。然而，闭式近似与精确解之间存在微小且在实际中可忽略的偏差。从图6可以看出，随着半功率波束宽度（Φ）



(a) $\Phi = 60°$。



(b) $\Phi = 90°$。

图7：采用计算机仿真（如圆圈标记所示）并使用式（36）得到的射频数据速率性能，以及采用闭式表达式（即式（39））得到的性能（如加号标记所示）。

随着半功率波束宽度增大，可见光通信数据速率会降低。如式（3）所示，半功率波束宽度增大将使相应的朗伯阶数（即m）减小，进而降低轴上接收器的光学直流信道增益，最终导致可见光通信数据速率降低。值得注意的是，方位角越大，数据速率的下降越明显，如以下两种情况的对比所示：$\theta \sim U[0°, 10°]$和$\theta \sim U[10°, 40°]$，其中较大的朝向范围（$[10°, 40°]$）会使平均数据速率显著降低。

除了随机接收器方向对可见光通信数据速率的影响外，随机朝向还会影响采集能量的多少，进而影响

射频链路中的数据速率。在图7中，我们展示了两个中继位置（具体为 $d_r \in \{0, 2\}$ m）下，平均射频数据速率随射频用户距离（即 d_u）的变化情况，同时考虑了半功率波束宽度为 $\Phi = 60°$ 和$\Phi = 90°$的情形。从图7可以看出，随机接收器方向会影响射频数据速率，尤其是在中继距离较远时。此外，半功率波束宽度从 $\Phi = 60°$ 增大到 $\Phi = 90°$时，平均射频数据速率通常会降低，这进一步证实了较大的波束宽度会对能量采集效率和整体射频链路性能产生不利影响。值得注意的是，当中继位置更靠近发射机时（即d_r = 0 m），这种下降更加明显。我们将在第VII-C节进一步阐述这一现象。

此外，仿真结果表明，对于所研究的系统，仿真结果与推导出的闭式表达式高度一致，尤其是在中继节点距离较短的情况下。这验证了即使将随机接收器方向纳入分析，闭式近似仍具有准确性。

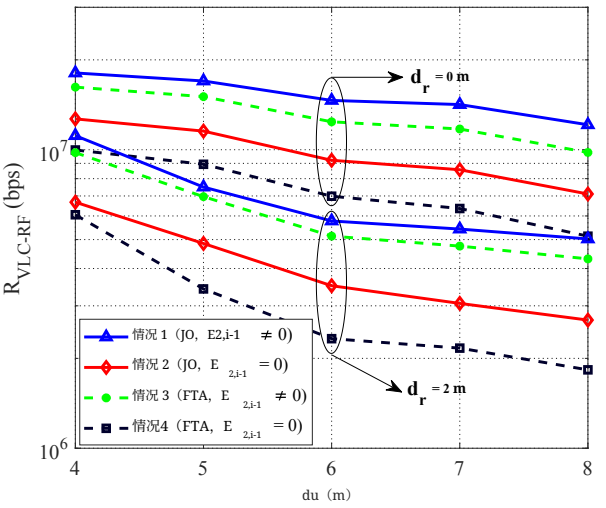


图8：中继位于$d_r = 0$m时，不同用户距离下的最优数据速率性能。

B. 无中继随机朝向时的可达数据速率

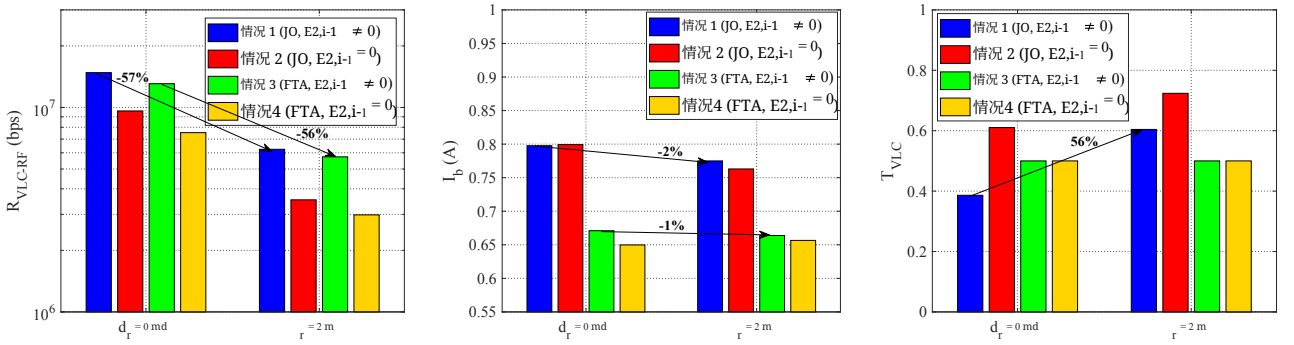
在本小节中，我们分析中继朝向固定且向上的情况下，所研究系统的可达数据速率。我们探讨以下四种不同情况：

- **情况 1：** 对I_b 和T_{VLC} 进行联合优化（JO），同时利用前一传输块采集的能量；
- **情况 2：** 对I_b 和T_{VLC} 进行联合优化（JO），但不利用前一传输块采集的能量（即，$E_{2,i-1} = 0$）；
- **情况 3：** 在固定时间分配（FTA）下优化I_b，其中$T_{可见光通信} = T_{射频} = 0.5$，并利用前一传输块中采集的能量（如 [7] 所示）；
- **情况4：** 在固定时间分配（FTA）下优化I_b，其中$T_{可见光通信} = T_{射频} = 0.5$，且不利用前一传输块中采集的能量（即$E_{2,i-1} = 0$），与 [13] 类似。

图 8 展示了中继分别位于$d_r = 0$ 米和$d_r = 2$ 米处时这四种情况的最优数据速率。射频用户距离在$d_u \in \{4, 5, 6, 7, 8\}$ 米之间变化，并假设射频载波频率为$f_c = 2.4$ GHz。图 8 所示结果表明，情况 1 和情况 3 中，中继可以在射频传输期间采集能量，因此性能显著优于情况 2 和情况 4。这是因为额外采集的能量提高了射频发射功率，从而支持更高的数据速率，尤其是在能量受限场景。随着用户距离增加，所有情况下的数据速率总体呈下降趋势。这一下降主要归因于射频链路中的路径损耗增加。

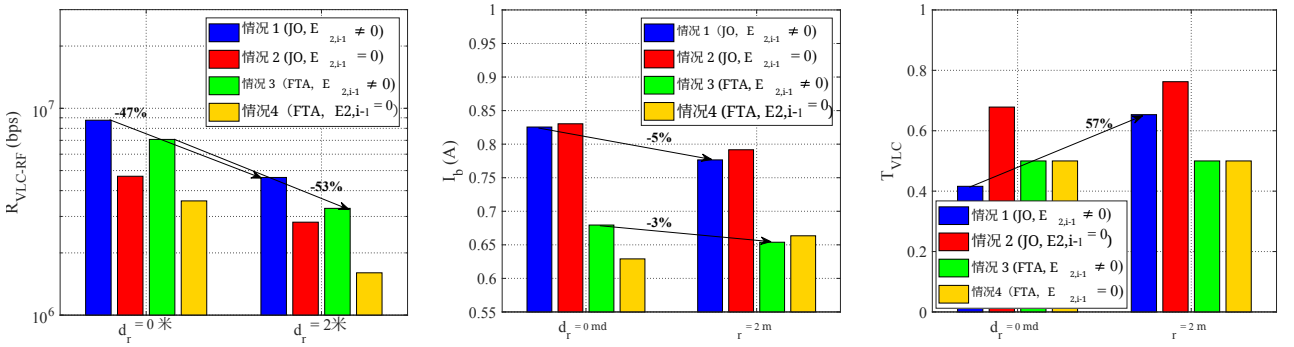
对于两个中继位置（$d_r = 0$ m 和 $d_r = 2$ m），射频链路都是瓶颈，因为可达数据速率受可见光通信链路与射频链路中较低数据速率的限制（见式（9））。因此，系统性能的限制主要由射频链路决定，尤其是用户距离增加时。值得注意的是，这一结果展示了在射频传输期间利用采集能量的关键优势，正如我们的系统设计所提出的那样。通过缓解射频链路的限制，该方法显著提升了整体数据速率。

图 9 展示了当中继位置变化为$d_r \in \{0, 2\}$ m，且用户节点距离服从$d_u \sim \mathcal{U}[4, 8]$ m 均匀分布时，所考虑系统的性能。假设射频频率为$f_c = 2.4$ GHz。如图 9a 所示，在射频传输期间采集能量（情况 1 和情况 3）可显著提高最优数据速率。性能提升的原因在于，中继能够在射频阶段采集能量，随后为射频传输供电。为探究促成这一提升的潜在因素，我们进一步分析了图 9b 和图 9c 中可见光通信链路的最优直流偏置和时间分配。如图 9b 所示，无论射频传输期间是否进行能量采集，JO 情况下的最优直流偏置都高于 FTA 情况。这会降低输入电信号的峰值振幅，如式 (13) 所示，最终限制可见光通信数据速率。相反，提高直流偏置会使可见光通信传输期间采集到更多能量（见式 (4)）。如图 9c 所示，当d_r = 0 m 时，情况 1 中分配给可见光通信传输的最优时间T_{VLC} 小于 0.5，这进一步限制了可见光通信数据速率（参见式 (2)）。尽管情况 1 和情况 2 的最优直流偏置差异在实际中可忽略不计，但情况 2 分配给可见光通信传输的时间明显长于情况 1。这是因为在情况 2 中，中继的功率完全取决于可见光通信阶段采集的能量，如式 (4) 所述，因此会分配更多时间以弥补射频传输期间未能采集到的能量。



（a）最优数据速率　（b）最优直流偏置　(c) 可见光通信传输的最优时长

图9：当用户节点距离遵循$d_{\mathrm{u}} \sim \mathcal{U}[4,8]$时，所研究系统在$f_{\mathrm{c}} = 2.4$ GHz下的性能。



(a) 最优数据速率　(b) 最优直流偏置　(c) 可见光通信传输的最优时长

图10：当用户节点距离遵循$d_{\mathrm{u}} \sim \mathcal{U}[4,8]$时，所研究系统在$f_{\mathrm{c}} = 5$ GHz下的性能。

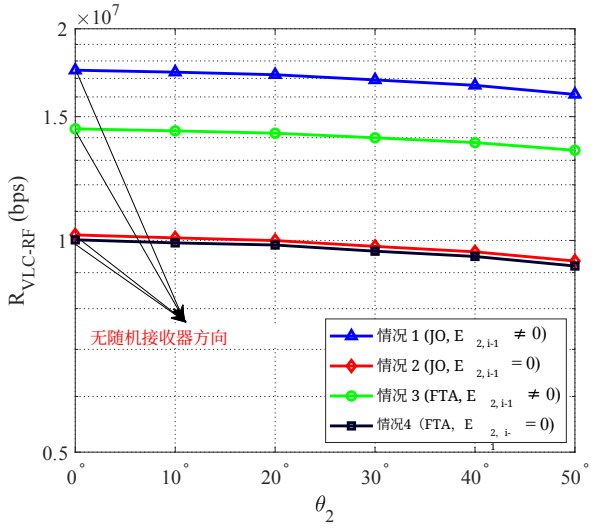
以弥补射频传输期间未能采集到的能量。

为了研究射频频率的影响，图10展示了射频载波频率为f_{c} =5 GHz时的系统性能，并假设用户节点距离为$d_{\mathrm{u}} \sim \mathcal{U}[4,8]$ m，中继位置为$d_{\mathrm{r}} \in \{0,2\}$ m。比较图9a和图10a可见，最优数据速率会随射频频率升高而降低。这一现象符合预期，因为射频频率越高，路径损耗越大，如式（8）所述。为进一步理解优化过程的特性，图10b和图10c分别展示了最优直流偏置和可见光通信传输的最优时间分配。如图10b所示，除情况4外，最优直流偏置会随中继距离（d_{r}）增加而降低，从而提高可见光通信链路数据速率。对于情况4，增大直流偏置可在可见光通信传输期间采集更多能量，以弥补中继在射频传输期间无法采集能量的问题。比较图9c和图10c可知，随着载波频率升高，分配给可见光通信传输的时间显著增加，从而在一定程度上减轻5 GHz下较大的路径损耗。具体而言，这会产生两项关键影响：1）增加可见光通信传输期间采集的能量；2）缩短射频传输时间，从而提高射频链路功率。

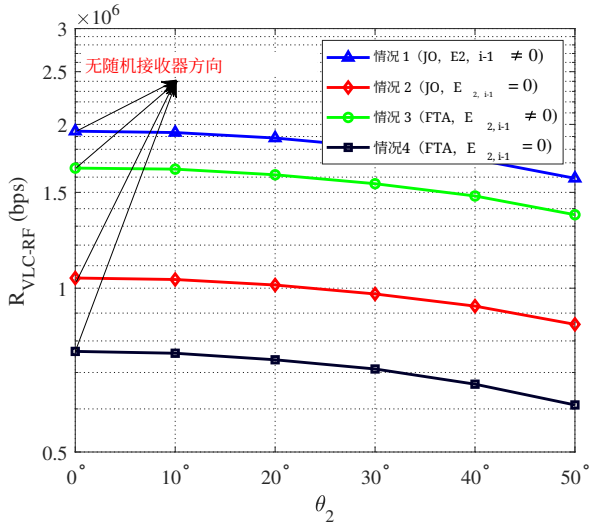
C. 中继随机朝向下的可达数据速率

在本小节中，我们研究中继随机朝向对最大可实现数据速率的影响。与上一小节类似，我们考虑相同的传输策略。由于可见光通信和射频平均数据速率表达式较为复杂，T_{VLC}和I_{b}的最优值通过穷举搜索获得。我们假设半功率波束宽度为 $\Phi = 60°$，射频用户位置遵循$d_{\mathrm{u}} \sim U[4,8]$ m，射频频率为$f_{\mathrm{c}} = 2.4$ GHz。在图11a中，中继位于$d_{\mathrm{r}} = 0$ m处；在图11b中，中继距离设为$d_{\mathrm{r}} = 4$ m。中继的随机朝向角服从均匀分布$\theta_{\mathrm{r}} \sim U[0,\theta_2]$，其中$\theta_2$的变化范围为 $[0°, 50°]$。

如图11所示，随着随机朝向范围增大，最优数据速率会降低。性能下降可归因于可见光通信信道增益降低。信道增益的下降会直接影响中继采集的能量，进而为射频链路供电。结果还凸显了在射频传输期间进行能量采集的优势（情况 1 和情况 3），与其他

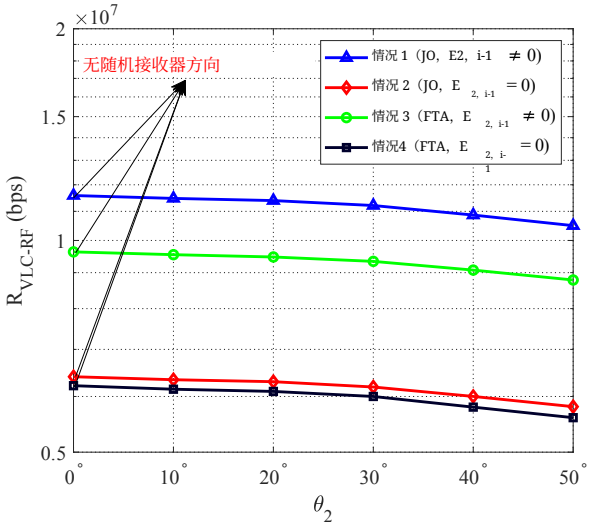


（a）中继位置：$d_{\mathrm{r}}=0$米。

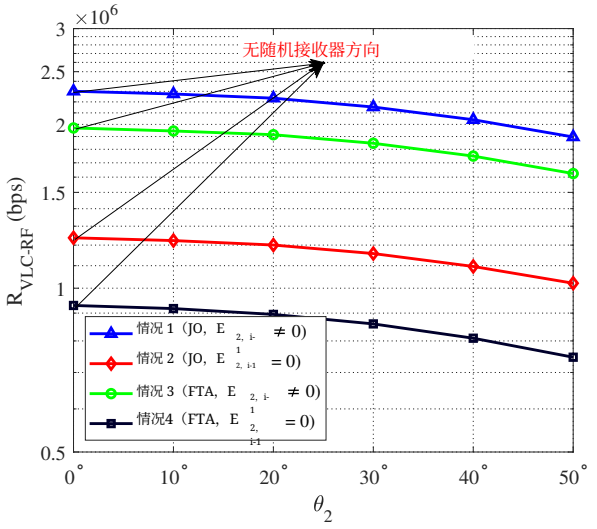


(b) 中继位置：$d_{\mathrm{r}}=4$米。

图11：当半功率波束宽度为 $\Phi=60°$ 时，随机朝向对射频用户位置的最优数据速率的影响；该位置服从参数为 $\mathcal{U}[4,8]$ 的均匀分布。



(a) 中继位置：$d_{\mathrm{r}}=0$ 米。



(b) 中继位置：$d_{\mathrm{r}}=4$ 米。

图12：当半功率波束宽度为 $\Phi=90°$ 时，随机朝向对射频用户位置的最优数据速率的影响；该位置服从参数为 $\mathcal{U}[4,8]$ 的均匀分布。

传输策略相比，这些方案能够提高数据速率。我们提出的方案表现优于其他方案，因为它同时调整可见光通信链路的时间持续时长（T_{VLC}）和直流偏置（I_{b}）。

接下来，在图12中，我们将半功率波束宽度设为 $\Phi=90°$，研究朗伯阶数的影响。随着半功率波束宽度增大，光源的方向性会降低。如图12a所示，当中继位于$d_{\mathrm{r}}=0$ m处时，半功率波束宽度较大的情况下，最大可实现数据速率会降低。随着发光二极管与中继之间的距离增大，发射光的扩散会导致接收功率降低。不过，可以通过调整朗伯阶数来减轻这一影响，从而使功率更均匀地分布在更大的角度范围内。选择合适的半功率波束宽度的优势会随着中继距离增大而更加明显。例如，比较图11b和图12b可以发现，半功率波束宽度较大时，可达数据速率会提高。

VIII. 结论

本文提出了一种面向能量采集混合可见光通信-射频网络的联合优化框架，通过同时优化直流偏置和分配给可见光通信传输的时间，旨在最大化数据速率性能。我们的方法允许中继在可见光通信传输和射频通信期间采集能量，从而实现更高效的能量利用。通过将优化问题划分为两个子问题，我们通过MM方法解决了非凸直流偏置问题

，同时在第二步中优化可见光通信传输时间。结果表明，这种联合优化方法显著优于仅优化单个参数（例如直流偏置）的方法，在各种运行条件下均能提供更高的数据速率。这些改进在中继距离更大、射频频率更高的场景中尤为明显；尽管面临额外挑战，系统仍表现出稳健的性能。我们还研究了随机接收器方向的影响，并注意到其影响会随着中继距离的增加而增强。此外，我们表明，调整半功率波束宽度对于维持数据速率发挥着关键作用：更大的波束宽度能够减轻距离增加所造成的性能损失，尽管它们在较短距离下可能会首先降低数据速率。我们的研究结果对高能效混合通信系统的设计具有重要意义，尤其适用于频谱资源有限的密集室内环境。通过有效管理能量采集和传输参数，我们的框架提升了系统性能和可靠性。

未来的工作可将此框架扩展至多天线和多用户网络，从而实现更高效的能量采集和定向传输。此外，集成机器学习技术进行实时优化，可使系统动态适应不断变化的环境和用户需求。解决信道变化、遮挡和协作通信策略等实际问题，可进一步提升系统在智能家居和工业物联网网络等现实应用中的性能。

参考文献

[1] Amir Hossein Fahim Raouf、Chethan Kumar Anjinappa 和 Ismail Gu-venc。《能量收集混合VLC/RF网络的优化设计》。载于*IEEEGlobecomWorkshops(GCWkshps)*，第705–710页，2022年。[2] Luiz Eduardo Mendes Matheus、Alex Borges Vieira、Luiz FM Vieira、Marcos AM Vieira 和 Omprakash Gnawali。《可见光通信：概念、应用与挑战》。*IEEE Commun. Surveys Tuts.*，21(4)：3204–3237，2019年。[3] Harald Burchardt、Nikola Serafimovski、Dobroslav Tsonev、Stefan Videv 和 Harald Haas。《可见光通信：超越点对点通信》。*IEEE Commun.Mag.*，52(7)：98–105，2014年。[4] Dushyantha A Basnayaka 和 Harald Haas。《混合RF与VLC系统：提升VLC系统的用户数据速率性能》。载于*IEEE*车辆技术会议论文集（*VTC*），英国格拉斯哥，第1–5页，2015年5月。[5] Francisco Delgado-Rajo、Alexis Melian-Segura、Victor Guerra、Rafael Perez-Jimenez 和 David Sanchez-Rodriguez。《面向物联网的混合RF/VLC网络架构》。*Sensors*，20(2)：478，2020年。[6] Gaofeng Pan、Panagiotis D Diamantoulakis、Zheng Ma、Zhiguo Ding 和 George K Karagiannidis。《同时光波信息与功率传输：策略、技术与未来方向》。*IEEE Access*，7：28250–28257，2019年。[7] Tamer Rakia、Hong-Chuan Yang、Fayez Gebali 和 Mohamed-Slim Alouini。《能量采集双跳VLC/RF通信系统的优化设计》。*IEEE Commun. Lett.*，20(10)：1979–1982，2016年。[8] Yavuz Yapıcı 和 İsmail Güvenç。《能量收集混合RF/VLC网络的能耗与频谱效率》。载于阿西洛马信号、系统与计算机会议论文集，美国加利福尼亚州太平洋格罗夫，第1152–1156页，2020年11月。[9] Gaofeng Pan、Jia Ye 和 Zhiguo Ding。《安全混合VLC-RF系统》利用光能量采集。IEEE Trans. Commun., 65 4359, 2017 10 4348( ): – .
[10] Chao Zhang、Jia Ye、Gaofeng Pan 和 Zhiguo Ding。具有空间随机终端的协作式混合可见光通信-射频系统。IEEE Trans. Commun., 66(12):6396–6408, 2018.[11] Gaofeng Pan、Hongjiang Lei、Zhiguo Ding 和 Qiang Ni。具有光能量采集功能的三维混合可见光通信-射频室内物联网系统。IEEE Trans. Green Commun. Netw., 3(3):853–865, 2019.[12] Huijie Peng、Qiang Li、Ashish Pandharipande、Xiaohu Ge 和 Jiliang Zhang。基于SLIPT的混合可见光通信/射频系统性能分析。发表于 IEEE/CIC 中国国际通信会议（ICCC）论文集，中国重庆，第 360–365 页，2020 年 8 月。[13] Huijie Peng、Qiang Li、Ashish Pandharipande、Xiaohu Ge 和 Jil- iang Zhang。基于SLIPT的双跳混合可见光通信/射频物联网系统端到端性能优化。IEEE Internet Things J., 8(24):17356–17371, 2021.[14] Zhixuan Zhang、Qiang Li、Huijie Peng、Ashish Pandharipande、Xiaohu Ge 和 Jiliang Zhang。一种基于SLIPT、带中继选择的混合可见光通信/射频协作通信系统。发表于 IEEE/CIC 中国国际通信会议（ICCC）论文集，中国重庆，第 277–282 页，2021 年。[15] Shayan Zargari、Mehrdad Kolivand、S Alireza Nezamalhosseini、Bahman Abolhassani、Lawrence R Chen 和 Mohammad Hossein Kahaei。具有光能量采集功能的混合可见光通信/射频系统资源分配。IEEE Trans. Green Commun. Netw., 2021.[16] Yue Xiao、Panagiotis D Diamantoulakis、Zequn Fang、Li Hao、Zheng Ma 和 George K Karagiannidis。基于SLIPT的协作式混合可见光通信/射频系统。IEEE Trans. Commun., 69(4):2532–2545, 2021.[17] Konstantinos G Rallis、Vasilis K Papanikolaou、Sotiris A Tegos、Alexis A Dowhuszko、Panagiotis D Diamantoulakis、Mohammad-Ali Khalighi 和 George K Karagiannidis。受RSMA启发的混合可见光通信/射频网络用户协作，以扩展覆盖范围。发表于 IEEE无线通信与网络会议（WCNC），第 1–6 页，2023 年。[18] Ha-Vu Tran、Georges Kaddoum、Panagiotis D Diamantoulakis、Chadi Abou-Rjeily 和 George K Karagiannidis。采用协作式射频与光波功率传输的超小小区网络。IEEE Trans. Commun., 67(9):6243–6255, 2019.[19] Yangbo Guo、Ke Xiong、Yang Lu、Duohua Wang、Pingyi Fan 和 Khaled Ben Letaief。具有照明能量采集功能的混合可见光通信-射频网络中的可达信息速率。IEEE Trans. Commun., 69(10):6852–6864, 2021.[20] Sutanu Ghosh 和 Mohamed-Slim Alouini。蜂窝频谱下双向混合可见光通信/射频物联网系统的性能优化。IEEE Internet Things J., 9(21):21204–21213, 2022。[21] Yusuf Said Eroğlu、Yavuz Yapıcı 和 Ismail Güvenç。随机接收器方向对可见光通信信道的影响。IEEE Trans. Commun., 67(2):1313–1325, 2018.[22] Xian-Tao Fu、Rong-Rong Lu 和 Jin-Yuan Wang。随机接收器条件下可见光通信的实际性能分析。JOSA A, 38(5):654–662, 2021.[23] Mohammad Dehghani Soltani、Ardimas Andi Purwita、Iman Tavakkolnia、Harald Haas 和 Majid Safari。设备朝向对LiFi系统误差性能的影响。IEEE Access, 7:41690–41701, 2019.[24] Mohammad Dehghani Soltani、Ardimas Andi Purwita、Zhihong Zeng、Harald Haas 和 Majid Safari。移动设备随机朝向建模：测量、分析及LiFi应用场景。IEEE Trans. Commun., 67(3):2157–2172, 2018.[25] Ardimas Andi Purwita、Mohammad Dehghani Soltani、Majid Safari 和 Harald Haas。终端朝向对LiFi系统性能的影响。发表于 IEEE无线通信与网络会议（WCNC），第 1–6 页，2018 年。[26] Panagiotis D Diamantoulakis、George K Karagiannidis 和 Zhiguo Ding。同时光波信息与功率传输（SLIPT）。IEEE Trans. Green Commun. Netw., 2(3):764–773, 2018.[27] Yusuf Said Eroglu、Chethan Kumar Anjinappa、Ismail Guvenc 和 Nezih Pala。面向室内多用户可见光通信的慢速波束转向与非正交多址接入。IEEE Trans. Mobile Comput., 20(4):1627–1641, 2019.[28] Ying Sun、Prabhu Babu 和 Daniel P Palomar。信号处理、通信和机器学习中的主化-最小化算法。IEEE Trans. Signal Process., 65(3):794–816, 2016.[29] Volkan Rodoplu、Kemal Hocaoğlu、Anil Adar、Rifat Orhan Çik mazel 和 Alper Saylam。基于人类用户行为的室内可见光通信网络视距链路可用性表征。IEEE Access, 8:39336–39348, 2020。

[30] Toshihiko Komine 和 Masao Nakagawa。白光LED可见光通信与电力线通信的集成系统。*IEEE trans. Consum. Electron.*, 49(1):71–79, 2003。[31] Chengliu Li、Wenyan Jia、Quan Tao 和 Mingui Sun。室内环境下太阳能手机充电器的性能。发表于 *IEEE Annual Northeast Bioengineering Conference*，第 1–2 页，2011 年。[32] Theodore S Rappaport 等。无线通信：原理与实践，第 2 卷。Prentice Hall PTR, 新泽西州，1996 年。[33] Stephen P Boyd 和 Lieven Vandenberghe。凸优化。剑桥大学出版社，2004年。[34] Lajos Hanzo、Harald Haas、Sándor Imre、Dominic O'Brien、Markus Rupp 和 Laszlo Gyongyosi。无线通信的误区、现实与未来：从3G/4G到光无线与量子无线通信。*IEEE*会刊, 100(Special Centennial Issue):1853–1888, 2012。[35] Jin-Yuan Wang、Cheng Liu、Jun-Bo Wang、Yongpeng Wu、Min Lin 和 Julian Cheng。室内可见光通信的物理层安全：保密容量分析。*IEEE Trans. Commun.*, 66(12):6423– 6436, 2018。[36] Franz Winkler。交换代数与代数几何。讲义，第 2005 页，2016 年。[37] Izrail Solomonovich Gradshteyn 和 Iosif Moiseevich Ryzhik。积分、级数与乘积表。学术出版社，2014年。[38] WolframAlpha。https://www.wolframalpha.com。



AMIR HOSSEIN FAHIM RAOUF 获得了伊斯法罕理工大学（伊朗伊斯法罕）的电气与计算机工程理学学士学位，以及土耳其伊斯坦布尔奥兹耶金大学的电气与电子工程理学硕士学位。目前，他正在北卡罗来纳州立大学攻读电气工程博士学位。他的主要研究领域包括无线通信、可见光通信和量子密钥分发。



CHETHAN KUMAR ANJINAPPA 于 2012 年获得印度迈索尔斯里贾亚查马拉金德拉工程学院的电子与通信工程工学学士学位，并于 2016年 获得印度班加罗尔印度科学研究所（IISc）的信号处理工学硕士学位。他在美国罗利的北卡罗来纳州立大学获得电气工程博士学位。目前，他就职于美国加利福尼亚州的爱立信研究院。他的研究兴趣包括5G无线系统与毫米波通信、物理层安全、稀疏信号处理和机器学习。



ISMAIL GUVENC（IEEE会士）于2006年获得南佛罗里达大学电气工程博士学位。2005年，他曾在三菱电机研究实验室工作；2006—2012年，他在DOCOMO Innovations工作；2012—2016年，他在佛罗里达国际大学工作。他现任北卡罗来纳州立大学电气与计算机工程系教授。其近期研究兴趣包括5G无线系统、通信与无人机组网和异构无线网络。他已发表200多篇会议论文、期刊论文和书籍章节，并提交了数项标准化提案。他与他人合著或共同编辑了三本由剑桥大学出版社出版的书籍，曾担任IEEE通信快报（2010—2015年）、IEEE无线通信快报（2011—2016年）、IEEE无线通信汇刊（2016年至今）和IEEE通信汇刊（2020年至今）的编辑，并担任其他数种期刊的客座编辑。Guvenc博士是约30项美国专利的发明人或共同发明人，并且是美国国家发明家科学院的高级会员。他曾获大学教师学者奖（2021年）、北卡罗来纳州立大学电气与计算机工程系R. Ray Bennett教师研究员奖（2019年）、佛罗里达国际大学工程学院教师研究奖（2016年）、美国国家科学基金会职业奖（2015年）、Ralph E. Powe初级教师发展奖（2014年）以及南佛罗里达大学杰出学位论文奖（2006年）。