# 光伏可见光通信频率响应优化的动态模型

Shuyan Chen，研究生会员，电气电子工程师学会，Hui Yu、Ni Zhao 和 Lian-Kuan Chen，高级会员，电气电子工程师学会

摘要— 光伏（PV）组件近年来被用于光伏可见光通信（PVLC），以同时实现能量采集和可见光通信。基于光伏组件的接收器具有信号输出大、易于光学对准以及自供电运行等特点。然而，光伏组件作为无源光电探测器使用时，通常存在严重的带宽限制。因此，要在不施加外部电源的情况下实现更高的通信性能，必须深入理解光伏组件的频率响应特性。本文系统研究了光伏组件的内部阻抗动态特性，以及其在不同照度下对频率响应特性的影响。我们提出了一种简化但准确的动态光伏模式交流检测模型，用于捕捉光伏可见光通信接收器的频率响应特性。该模型通过阻抗谱表征方法进行了验证。实验结果表明，光伏组件的内阻和电容取决于入射照度，并会影响光伏模式的频率响应。在低照度水平的室内环境中，由于光伏组件内阻增加，带宽会进一步恶化。对于工作在接近开路电压条件下的光伏可见光通信接收器，通过添加适度的局部光照来降低内阻值，可以减小 RC 时间常数。在实际应用中，光伏可见光通信接收器将采用负载进行数据恢复。我们表明，调节正向偏置条件可以同时降低电阻值和电容值。通过优化等效跨阻，在 200 勒克斯照度下，碲化镉（CdTe）光伏组件的数据速率提高了 3.8 倍。我们还证明，通过最大化跨阻增益带宽积，5-Mbit/s 八电平脉冲幅度调制（PAM8）信号的误码率可从 $9.8\times10^{-2}$ 降至 $1.4\times10^{-3}$ 。

索引词—频率响应建模、阻抗谱表征、可见光通信。

符号表

| | |
|---|---|
| $I_{PH}$ | 光电流 $i_{PH}(t)$ 时域光电流信号 |
| $I_D$ | 二极管正向电流 |
| $I_0$ | 二极管反向饱和电流 |
| $V_{DC}$ | 光伏组件端子间的偏置电压 |
| v (t) | 时域光电压信号 |
| $V_T$ | 等效热电压 |
| r | 二极管小信号模型 |
| $R_{SH}$ | 分流电阻 |
| $R_S$ | 串联电阻 |
| $R_L$ | 负载电阻 |
| $R_P$ | 等效并联电阻 |
| $R_{rec}$ | 复合电阻 |
| $C_P$ | 等效并联电容 |
| $C_d$ | 扩散电容 |
| $C_{dl}$ | 耗尽电容 |
| Z | 光伏组件内部阻抗 |
| $Z_{TI}$ | PVLC 接收器阻抗 |
| n | 二极管理想因子 |
| q | 电子电荷 |
| $k_B$ | 玻尔兹曼常数 |
| T | 开尔文温度 |
| j | 虚数单位 |
| $\omega$ | 角频率 |
| $F(\cdot)$ | 傅里叶变换 |
| H (·) | 跨阻传递函数 |
| Re{·} | 复数的实部。 |
| Im{·} | 复数的虚部。 |

稿件收到日期：2023年 xxx xx；修订日期：2023年 xxx xx；录用日期：2023年 xxx xx。出版日期：2023年 xxx xx；当前版本日期：2023年 xxx xx。本研究部分由香港特别行政区研究资助局资助项目（GRF 14207220）支持。（通讯作者：Lian-Kuan Chen。）

Shuyan Chen 和 Lian-Kuan Chen 任职于香港中文大学信息工程系，香港特别行政区新界沙田。（电子邮箱：lkchen@ie.cuhk.edu.hk）。

Hui Yu 和 Ni Zhao 均任职于香港特别行政区新界沙田香港中文大学电子工程系。本文中一幅或多幅图的彩色版本可在 https://doi.org/xx. xxxx/JLT. xxxx. xxxxxxxx 获取。数字对象标识符 xx. xxxx/JLT. xxxx. xxxxxxxx。

## I. 引言

光伏可见光通信（PVLC）是一种很有前景的技术，它在可见光通信（VLC）接收器中采用光伏（PV）组件作为光电探测器。光伏组件利用无偏置信号检测实现通信的同时，还能进行能量采集 [1]。与可见光通信中常用于信号检测的光电二极管（PD）相比，光伏组件具有较大的物理面积，因此显著降低了对准要求。PD 接收器的物理面积非常小，这限制了其对漫射光的检测效率。随着可再生能源的广泛应用，光伏（PV）组件已广泛部署于各类电子设备中，用于能量采集。将光伏模式（PV）的应用拓展至可见光通信领域，吸引了新的研究兴趣 [2]-[4]。

对于光伏可见光通信，光伏组件的偏置条件会影响其作为光电探测系统 [5] 的性能。太阳能电池板可工作在光电导模式（光电导模式）和光伏模式（光伏模式）。前者和后者分别对应于……的情况。

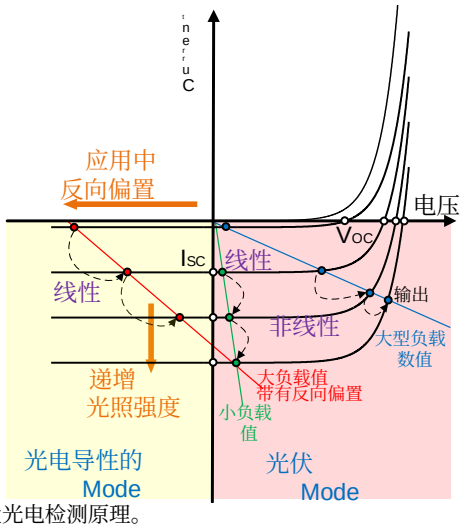



图1. 光伏光电检测原理。

分别为无反向偏置。在光导模式下，反向偏置可提高灵敏度、拓宽带宽并改善线性度，如图1中的红线所示。相反，光伏模式下不施加偏置。因此，它会自行产生正向偏置电压。太阳能电池板通常以光伏模式工作以进行能量采集；因此，它通常被视为直流（DC）组件，其直流特性已得到充分研究，而交流（AC）特性则鲜少受到研究 [6]–[8]。

光伏可见光通信（PVLC）面临的一大挑战是光伏组件严重的带宽受限效应，这限制了整体性能。传统上，通过对光伏组件施加反向偏置，使其工作在光电导模式（PC mode）[9][10]。然而，光电导模式通常需要消耗大量功率，导致光伏电池出现热点，并可能损坏光伏组件。另一种提高带宽的方法是使用跨阻放大器（TIA），将光电流（图1中的绿线）转换为电压信号，但代价是消耗能量 [12]。然而，光伏组件的直流特性通常各不相同，因此需要针对每个组件单独优化跨阻放大器参数，从而增加成本。此外，在照度范围较宽的情况下，跨阻放大器输出信号也难以保持在线性区域。因此，非常需要一种能够在自供电光伏模式下工作且带宽更大的光伏组件。要优化自供电光伏可见光通信接收器的带宽增强性能，就必须全面了解光伏组件在直接输出电压信号（图1中的蓝线）时的频率响应特性。

本文通过分析动态内阻和电容，系统地研究了频率响应特性。我们表明，电阻和电容值会随照度和正向电压的变化而大幅改变，从而影响光伏模式下的 3 dB 带宽。本文提出了一种新的光伏模式阻抗动态模型，用于表征不同照度下影响光伏可见光通信接收器频率响应的主要因素。实验结果表明，室内照度条件（<1000 勒克斯）可确保低噪声和高交流转换效率。然而，对于受 RC 时间常数限制的光伏可见光通信接收器，其性能主要受以下因素限制：

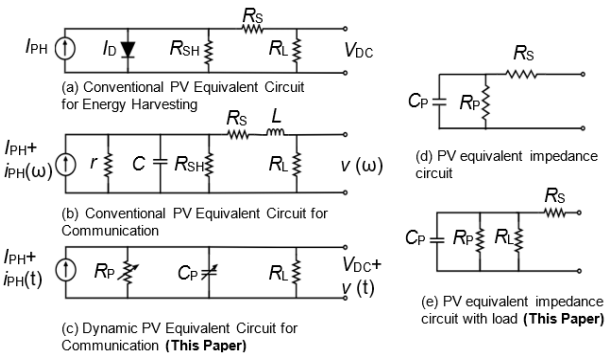



图2. 光伏交流模型发展综述图。

由于内阻增大，3 dB 带宽进一步恶化。基于新开发的模型，我们提出了一种新颖的偏置电压自适应（BVA）方法，通过采用小于光伏内阻的优化负载值，同时降低电阻和电容。采用 BVA 后，碲化镉（CdTe）光伏组件在自供电光伏模式下、200 勒克斯照度条件下的数据速率从 1.4 Mbit/sec 提升至 5.2 Mbit/sec。我们还证明，通过最大化跨阻增益带宽积，5-Mbit/s 八电平脉冲幅度调制（PAM8）信号的误比特率（BER）可从 $9.8\times10^{-2}$ 降至 $1.4\times10^{-3}$。

本文其余部分分为五个章节：第二节回顾当前的PVLC交流检测模型，并提出一种新型光伏交流动态模型。第三节介绍了我们用于模型验证的实验装置。第四节讨论实验结果。在不同照度下，从带宽、数据速率和误码率方面评估PVLC的性能。最后，第五节给出本文的结论。

## II. 动态光伏交流模型原理

本节介绍光伏模块的交流检测模型。首先，我们回顾传统交流光伏模型，并阐述开发新型光伏模式阻抗动态模型的动机。其次，推导并介绍能够捕捉动态频率响应特性的新模型。最后，讨论带宽优化的VBA原理。本文中常用的符号定义见符号表。

### A. 传统光伏模型（针对）　　*PVLC*

首个光伏通信模型源自用于太阳能电池建模的传统单二极管模型（图 2(a)）[13]。它包含一个电流源（$I_{PH}$）和一个用于模拟正向电流（$I_D$）的二极管。对于实际的太阳能电池，该模型还包含一个分流电阻（$R_{SH}$）和一个串联电阻（$R_S$），用于模拟输出电压和电流损耗。为用于通信建模，二极管元件被线性化为一个等效小信号电阻。如图 2(b) 所示，还在电流源两端并联了一个电容器，以模拟光伏组件的带宽受限效应[14]。最后，在负载 $R_L$ 后串联一个电感器，用于模拟连接到光伏组件电极的导线电感。

等效电路模型中的元件会将产生的光电流信号转换为电压信号。如图 2 所示，电流源产生的直流和交流分量表示为 $I_{PH}+i_{PH}(\omega)$。输出则是负载上的直流和交流电压，即 $V_{DC}+v(\omega)$。因此，频率响应可写为：

$$H(\omega)=\left|\frac{v(\omega)}{i_{PH}(\omega)}\right|^2=\left|\frac{\frac{R_L}{R_X}}{\frac{1}{r}+j\omega C+\frac{1}{R_{SH}}+\frac{1}{R_X}}\right|^2, \quad (1)$$

其中 $R_X$ is denoted as:

$$R_X=R_S+R_L+j\omega L. \quad (2)$$

式（1）共同清晰地说明了光伏模块的交流检测特性。然而，该模型未能揭示不同照度条件下的频率响应特性。这是因为模型假设 r 和 C 为常数，而这一假设在反向偏置条件下成立。对于光伏模式，我们证明 r 和 C 还取决于 $I_{PH}$ 和 $V_{DC}$。另一个问题是，影响频率响应的主要因素讨论得较少。在下一部分中，我们将为光伏组件建立一个准确而简单的通信模型，并研究光伏组件的动态频率响应特性。

B. 光伏模式阻抗动态模型

为了便于估算光伏模块在不同照度下的频率响应，我们提出了一种新的动态模型，如图 2(c) 所示。该模型包含一个电流源，以及与该电流源并联的三个主要元件：$R_P$、$C_P$ 和 $R_L$。该电流源对光伏模块在时域内持续检测直流和交流光信号的过程进行建模，输出信号为 $I_{PH}+i(t)$。为简化测量，$R_P$ 包含了传统光伏可见光通信模型中的并联电阻元件 r 和 $R_{SH}$ 。在这一新的频率响应模型中，我们忽略了 $R_S$和 L 的影响。由于串联电阻 $R_S$ 通常比分流电阻 $R_{SH}$ [15]-[17], 小一千倍以上，因此可以认为其对频率响应的影响很小，并将其忽略。在合理的输入频率范围内，式（1）中 $R_X$ 的电感器也可以忽略[18]。对于光伏可见光通信接收器，部分 $I_{PH}+i(t)$ 会流经 $R_L$ 并产生 $V_{DC}+v(t)$。因此，图 2(c) 所示新光伏模型的跨阻传递函数由 $F(v(t))$ 与 $F(i_{PH}(t))$ 之比给出：

$$H(\omega)=\left|\frac{\mathcal{F}(v(t))}{\mathcal{F}(i_{PH}(t))}\right|^2=\left|\frac{R_L}{\frac{R_L}{R_P}+R_L*j\omega C_P+1}\right|^2. \quad (3)$$

随着 $V_{DC}$ 的变化，组合并联电阻可表示为：

$$R_P=\frac{rR_{sh}}{R_{sh}+r}. \quad (4)$$

当光伏模块在正向偏置条件下工作时，二极管元件可线性化为小信号电阻模型 r，表示为：

$$r=\frac{nV_T}{I_D}, \quad (5)$$

其中，二极管电流 $I_D$ 为：

$$I_D=I_0\left(e^{\frac{qV_{DC}}{nk_BT}}-1\right). \quad (6)$$

式（4）、式（5）和式（6）表明，光伏模块的并联电阻是动态的，因为 $R_P$ 与 $I_D$ 成反比。因此，传递函数同时取决于输入信号频率和 $V_{DC}$，可表示为：

$$H(\omega,V_{DC})=\left|\frac{1}{\frac{1}{R_{SH}}+\frac{nV_T}{I_0\left(e^{\frac{qV_{DC}}{nk_BT}}-1\right)}+j\omega C_P+\frac{1}{R_L}}\right|^2. \quad (7)$$

Eq. (7) indicates that the frequency response characteristics 光伏可见光通信接收器的特性（跨阻增益、3 dB 带宽等）易受入射照度影响。例如，在开路电压条件下工作时，光伏可见光通信接收器的带宽会因 $R_P$ 减小而增大（实验结果见第 IV-B 节）。这一趋势同样适用于近年来出现的、用于低功耗传感的基于光伏模式的调制器 [19]。此外，值得注意的是，$C_P$ 也会随 $V_{DC}$ 变化。$C_p$ 对频率响应的影响将在下一节中讨论。

C. 光伏模块的内部阻抗特性

为了准确提取 $R_P$ 和 $C_P$ 的参数值，必须研究不同 $V_{DC}$ 条件下的阻抗特性。对于固态光伏电池，$R_P$ 主要表示复合过程电阻（$R_{rec}$）。$C_P$ 在正向偏置下表示扩散电容（$C_d$），在反向偏置下表示耗尽电容（$C_{dl}$）[20]。因此，在光伏模式运行中，$R_P$ 可表示为：

$$R_P=R_{rec}=\frac{\tau_n}{C_d}, \quad (8)$$

其中 $\tau_n$ 为少数载流子寿命 [2]。正向偏置下的并联电容为 [20]:

$$C_P=C_d=A\frac{q^2Ln_0}{k_BT}\exp\left(\frac{qV_{DC}}{k_BT}\right), \quad (9)$$

其中，L 为结层厚度，$n_0$ 为平衡状态下的少数载流子密度，A 为太阳能电池的物理面积。式（8）和式（9）表明，电容与 $V_{DC}$ 成正比，而电阻与 $V_{DC}$成反比。因此，光伏可见光通信接收器的频率响应取决于照度和偏置条件。

图 2(d) 展示了用于参数估计的电路图 [20]。使用阻抗分析仪测量阻抗谱，并将其与光伏组件的内部阻抗进行拟合，从而提取 $R_P$、$C_P$ 和 $R_S$ 的参数值。Z 表示为：

$$Z=R_S+\frac{R_P}{1+j\omega C_PR_P}. \quad (10)$$

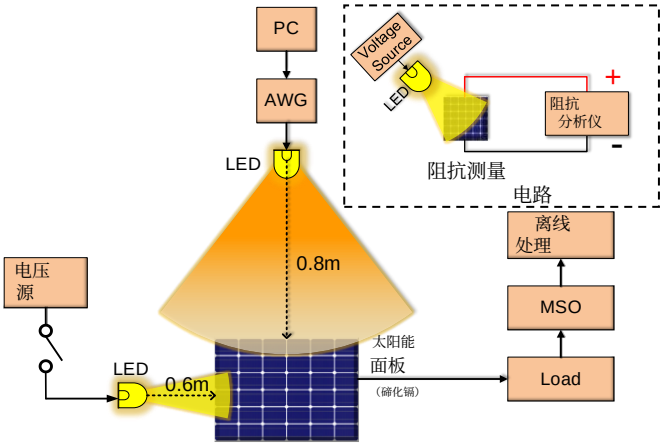



图3. 太阳能电池板可见光通信系统的实验装置。任意波形发生器：任意波形发生器，混合信号示波器：混合信号示波器，插图：阻抗测量系统。

式（10）表明，串联电阻 $R_S$ 不会影响阻抗谱中的频谱特征，但只会造成谱图的水平位移。当在光伏组件上连接负载以提取接收信号时，总阻抗会发生变化，如图 2(e) 所示。PVLC 接收器阻抗表示为

$$Z_{TI} = R_S + \frac{R_P||R_L}{1 + j\omega C_P(R_P||R_L)}. \quad (11)$$

其中，$R_P||R_L$ 是 $R_P$ 和 $R_L$ 并联后的电阻值。式（11）表明，PVLC 接收器的 RC 时间常数和跨阻强烈依赖于 $V_{DC}$。跨阻对应于光伏组件的增益，可将电流转换为输出电压。改变 $R_L$、$I_{PH}$或偏置条件（通过向光伏组件施加外部偏置）都会改变 PVLC 中接收信号的特性。

## III. 实验装置

图3展示了基于 PV 组件的可见光通信系统的实验装置。在发射端，任意波形发生器（AWG，Siglent SDG 6022X）生成交流波形，并在内部叠加直流偏置。输出电信号驱动发光二极管（LED，OSRAM LUW W5AM）产生可见光信号。测得 LED 的 3 dB 带宽为 1.2 MHz。接收端的接收电路连接着一个 PV 组件。接收电路中使用电阻负载，从 PV 组件中提取转换后的电功率。经过 0.8 m 的自由空间传输后，光信号由 PV 组件（碲化镉，尺寸为 165×133 $mm^2$）检测。混合信号示波器（MSO，Tektronix MSO 4054）记录负载上的电压，以便后续进行离线信号处理——帧同步、最小均方（LMS）线性均衡和 PAM8 解调。接收端使用的所有导线均包裹铝箔，以屏蔽环境电磁波，从而更准确地测量频率响应。由直流电压驱动的本地 LED（OSRAM LUW W5AM）放置在 PV 组件旁边，距离为 0.6 米，用于调节光伏组件的工作照度。使用照度计（Smart sensor，AS823）进行测量。

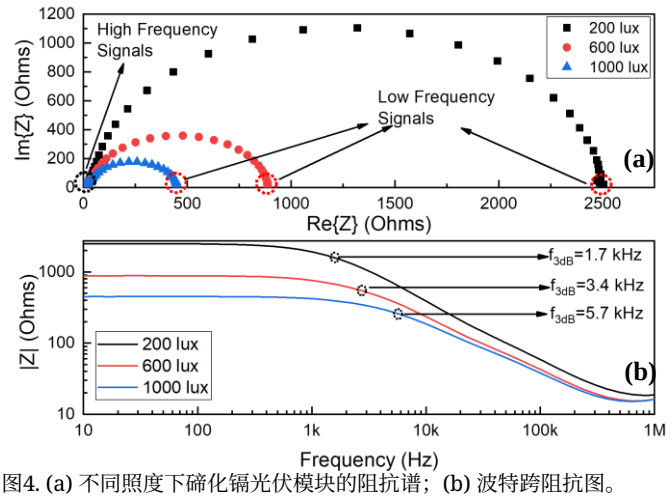



图4. (a) 不同照度下碲化镉光伏模块的阻抗谱；(b) 波特跨阻抗图。

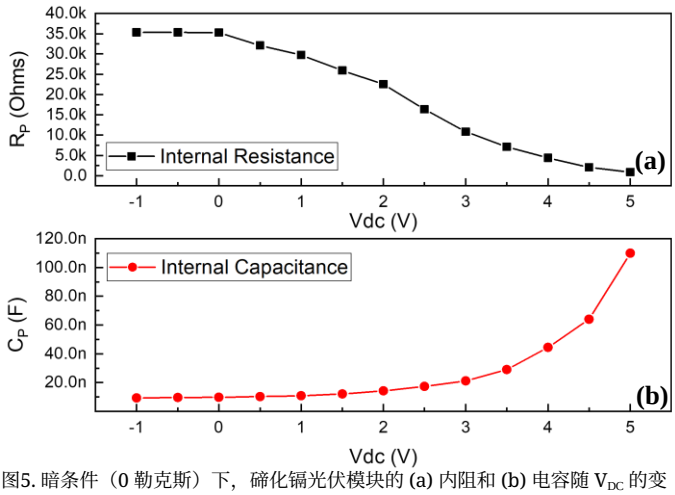



图5. 暗条件（0 勒克斯）下，碲化镉光伏模块的 (a) 内阻和 (b) 电容随 $V_{DC}$ 的变化。

照度。阻抗分析仪（BioLogic，SP200）用于测量光伏组件的内部参数。我们选取了三种典型照度进行研究：200 勒克斯、600 勒克斯和 1000 勒克斯，分别对应家庭场景、超市场景和机械车间场景。为评估性能，我们采用前向纠错（FEC）阈值 $3.8\times10^{-3}$ 估算误码率性能。

## IV. 实验演示

本节研究所提出模型的效率、光伏模块的频率响应，以及光伏可见光通信（PVLC）的通信性能。首先，我们估算不同照度和偏置条件下碲化镉光伏模块的阻抗谱及内部参数变化。其次，研究具有不同 $Z_{TI}$ 且处于不同照度条件下的光伏模块的频率响应。最后，展示采用优化后的 $Z_{TI}$ 时的通信性能。

### A. 阻抗谱和内部参数

图4(a)显示了碲化镉光伏模块在不同照度下工作时的开路阻抗谱。

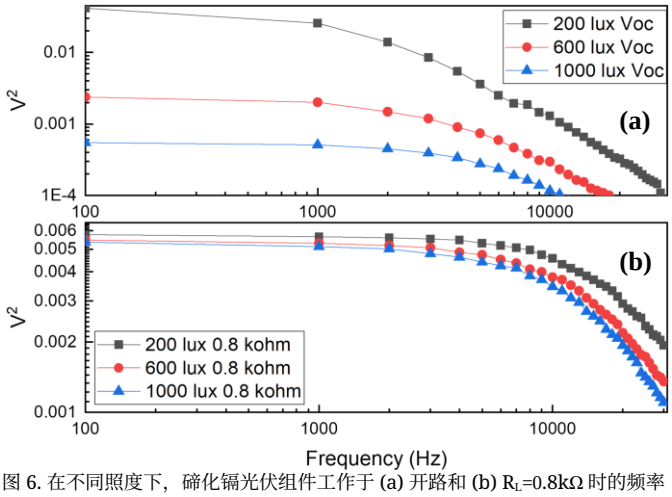



图 6. 在不同照度下，碲化镉光伏组件工作于 (a) 开路和 (b) $R_L$=0.8kΩ 时的频率响应。

在高频输入信号 [20]下，当 Im{Z} 为零时读取 Re{Z}，即可在阻抗谱中估算 $R_S$ 。类似地，在低频输入下，当 Im{Z} 为零时可估算 $R_P$ 。测得所有照度下的 $R_S$ 均约为 10 Ω，因为串联电阻主要由金属触点造成，因此相对稳定。照度从 200 勒克斯增加到 1000 勒克斯时，$R_P$ 从 2.5 kΩ 降至 0.41 kΩ 。结果与所提出的简化模型假设一致，$R_P$ 的增量也与光伏模块内阻的定义吻合。接下来，通过计算 Z 的模，将阻抗谱转换为波特图，以估算光伏组件的 3 dB 带宽。如图4(b)所示，照度从 200 勒克斯增加到 1000 勒克斯时，3 dB 带宽从 1.7 kHz 增至 5.7 kHz。然而，跨阻增益从 2500 降至 410，表明 3 dB 带宽与信号增益之间存在权衡，这通常称为光电探测器中的增益带宽权衡 [22]。

通过测量光伏组件在不同偏置电压下的频谱，估算相对于 $V_{DC}$ 的内部参数。图5展示了碲化镉光伏模块的测量内阻和电容。结果清楚表明，$R_P$ 和 $C_P$ 在反向偏置条件下保持稳定，但会随 $V_{DC}$变化。当 $V_{DC}$ 从 -1 V 增加到 5 V 时，$R_P$ 从 35 kΩ 急剧下降至 500Ω，而 $C_P$ 则从 10 nF 增加到 90 nF。与 $R_P$的下降相比，$C_P$ 的增幅小得多。因此，如图4(b)所示，整体 RC 时间常数减小，3 dB 带宽增大。

B. 光伏模块的频率响应 我们在上一节中已经展示

了，光伏模块的开路电压带宽会随着照度增加而增大，这是由于内阻的降低

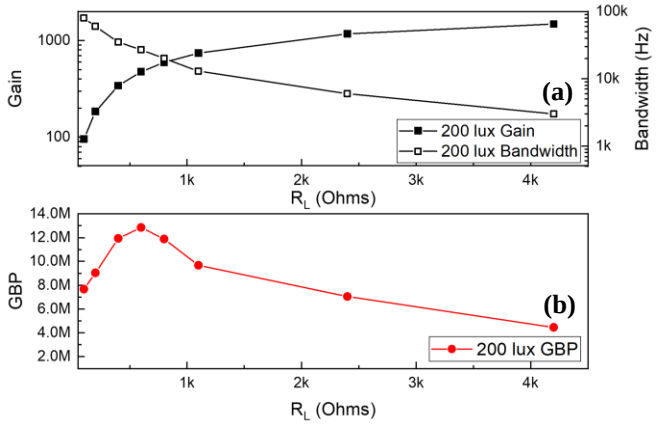



图 7. 使用不同 $R_L$ 时，碲化镉光伏组件的 (a) 增益、带宽和 (b) 增益带宽积的变化。

电阻。然而，测得的带宽增幅有限。我们发现，原因在于随着照度增加，扩散电容也随之增大，如图5所示，因此在不同照度下，RC 时间常数的整体变化较小，带宽的变化也较小。如果能够同时减小 $R_P$ 和 $C_P$ ，将有望显著提升光伏可见光通信接收器的带宽。本文提出了偏置电压调节（VBA）方案，通过引入一个小于 $R_P$ 的可变 $R_L$ ，相应地降低 $V_{DC}$ 和 $C_P$ ，从而同时减小整体 R 和 C。对于工作在开路条件下的光伏可见光通信接收器，$V_{DC}$ 主要由流经 $R_P$的电流产生。当加入可变负载以提取电压信号时，$V_{DC}$ 由流经 $R_P||R_L$的电流产生。由于在相同照度下光电流相同，且 $R_P||R_L$ 小于 $R_P$，因此 $V_{DC}$ 将小于开路条件下的 $V_{DC}$。因此，如图5所示，$C_P$ 减小。尽管 $R_P$会随着 $V_{DC}$的降低而增大，但由于 $R_L$ 小于开路时的 $R_P$，整体 R 仍小于开路时的 Rp。因此，整体 R 和 C 均减小，从而显著提升带宽。图6展示了在开路条件下以及采用 VBA 方案时，光伏组件频率响应的实验验证结果。在开路条件下，3 dB 带宽和信号幅度变化与测得的阻抗特性吻合良好，如图6(a)所示。在 200 勒克斯照度下，3 dB 带宽为 1.7 kHz，与阻抗分析所得结果相同（图4(b)）。通过采用一个小于 $R_P$ （2.5 kΩ）的 $R_L$=800 Ω，200 勒克斯照度下的带宽从 1.7 kHz 显著提升至 25 kHz。然而，对于固定的 RL，若其小于 RP，则与开路情况类似，照度增加反而会导致带宽下降，而非提升。带宽下降是因为 $C_P$增大，但 $R_P$ 的减小对 $R_P||R_L$ 的影响不大，因为固定的 $R_L$ 小于 $R_P$。随着照度增加，整体 RC 时间常数将增大，从而导致带宽下降。因此，应针对不同照度优化 $R_L$ 。如图6(b)所示，随着照度增加，光伏组件的 3 dB 带宽从 25 kHz 降低至 18 kHz。

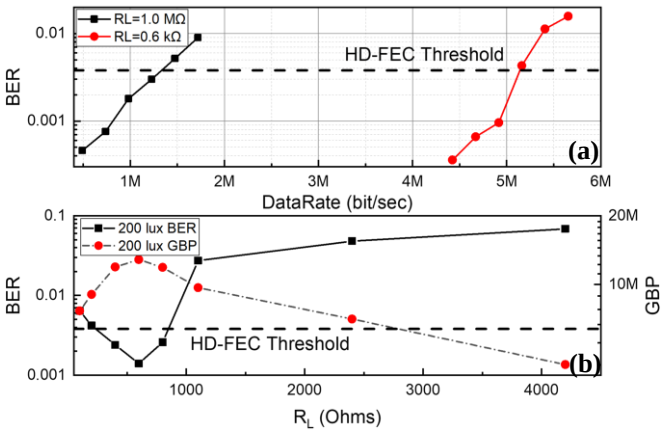



图 8. (a) 碲化镉光伏模块在不同 $R_L$ 下工作时的数据速率；(b) 使用不同 $R_L$ 检测 5 Mbit/s 信号时的误码率。调制指数=0.43

C. 通信性能 上一节表明 th

在 3 dB 带宽下，可以通过优化 $R_L$ 来提高带宽。然而，改变 $R_L$ 也会改变跨阻（增益）值，如公式 (11) 所示。因此，我们测量了增益和带宽，以找到使增益带宽积最大化的 $R_L$。图 7(a) 显示了将 $R_L$ 从 100 Ω 调整到 4.2 kΩ 时的增益带宽权衡。尽管使用 100-Ω 电阻可以将带宽提高到 80 kHz，但减小负载会由于增益下降而严重降低信号幅度，这是增益和带宽之间的权衡。图 7(b) 显示了增益带宽积与 $R_L$ 之间的关系，表明增益带宽积在约 600 Ω 附近达到最大值。

随后，我们通过评估接收数据的误码率（BER），研究优化后的 $R_L$ 的通信性能。首先，我们评估数据速率的提升情况，如图 8(a) 所示。由于光伏带宽显著增加，可实现的数据速率从 1.4 Mbit/s 提高至 5.2 Mbit/s。当数据速率超过 5 Mbit/s 后，误码率上升得更为明显，这是因为波特率超过了 LED 的带宽。尽管本研究考虑的是采用 LED 照明的室内场景，但与光无线通信 [23][24] 中的情况类似，使用激光器或微型发光二极管可以实现更高的数据速率。图 8(b) 展示了在 5 Mbit/s PAM8 信号条件下，采用不同 $R_L$ 时误码率的变化情况。误码率的变化进一步验证了采用不同数值的 $R_L$ 时增益带宽积的变化。当 $R_L$ 从 100Ω 增加到 600 Ω时，信号信噪比得到改善，误码率随之降低。然而，进一步增大 $R_L$ 会导致接收脉冲产生更严重的码间串扰，从而使误码率恶化，最终导致检测失败。

## V. 结论

本文通过分析光伏组件的内阻和电容，对其频率响应特性进行了系统而全面的研究。我们发现，电阻和电容值会随照度和正向电压的变化而大幅改变，从而影响 3 dB 带宽。实验结果表明，光伏组件的带宽在室内条件下受到严重限制。由于受 RC 时间常数受限的光伏模块内阻限制，照度水平受到影响。我们提出一种通过使用可变负载来优化光伏可见光通信接收器的偏置控制方案，可同时降低电阻和电容值。通过优化 RC 时间常数，碲化镉光伏模块在 200 勒克斯下的数据速率从 1.4 Mbit/sec 提升至 5.2 Mbit/s。我们还证明，通过最大化跨阻增益-带宽积，5 Mbit/s 八阶脉冲幅度调制（PAM8）信号的误比特率（BER）从 9.8×10$^{-2}$ 降至 1.4×10$^{-3}$，降幅接近两个数量级。

## 参考文献

[1] Z. Wang、D. Tsonev、S. Videv 和 H. Haas，“面向光无线通信的自供电太阳能电池板接收器”，2014年IEEE国际通信会议（ICC），澳大利亚新南威尔士州悉尼，第3348–3353页，2014年。[2] N. Lorrière 等，“用于户外 LiFi 通信的光伏太阳能电池”，发表于《光波技术杂志》，第38卷，第15期，第3822–3831页，2020年。[3] Tavakkolnia 等，“用于同步能量采集和高速 MIMO 光无线通信的有机光伏”，发表于《Light: Science & Applications》，第10卷，第41期，2021年。[4] S. Chen、L. Liu 和 L.-K. Chen，“可见光通信中光伏组件非线性失真的表征”，发表于《光子技术快报》，第33卷，第24期，第1467–1470页，2021年。[5] 光电二极管教程，常用工作电路。Thorlabs。访问日期：2023年2月14日。[在线]。网址：https://www.thorlabschina.cn/newgrouppage9=9.020cfm?objectgroup_id 。[6] A. Blakers、M. Stocks、B. Lu、C. Cheng 和 R. Stocks，“实现100%可再生电力的途径”，发表于《IEEE光伏学报》，第9卷，第6期，第1828–1833页，2019年。[7] D. C. Jordan、C. Deline、S. R. Kurtz、G. M. Kimball 和 M. Anderson，“稳健的光伏退化方法及其应用”，发表于《IEEE光伏学报》，第8卷，第2期，第525–531页，2018年。[8] U. Würfel、A. Cuevas 和 P. Würfel，“太阳能电池中的电荷载流子分离”，发表于《IEEE光伏学报》，第5卷，第1期，第461–469页，2015年。[9] W. H. Shin、S. H. Yang、D. H. Kwon 和 S. K. Han，“用于同步可见光通信与能量采集的自反偏太阳能电池板光接收器”，发表于《OSA光学快报》，第24卷，第22期，第A1300–A1305页，2016年10月。[10] Z. Tong、X. Yang、H. Zhang、Y. Dai、X. Chen 和 J. Xu，“用于高速水下无线光链路的串联太阳能电池阵列”，发表于《光学快报》，第47卷，第1013–1016页，2022年。[11] G. Keiser，“光电探测器”，载于《光纤通信》第4版。美国纽约州纽约：麦格劳-希尔，2000年，第6章，第266页。[12] N. Lorrière 等，“受到额外直流照明和遮光效应影响的有机光伏组件的 LiFi 接收”，2019年全球LiFi大会（GLC），法国巴黎，第1–5页，2019年。[13] J. Nelson，“引言：寄生电阻”，载于《太阳能电池物理学》。伦敦：帝国理工学院出版社，2003年，第1章，第13–14页。[14] Z. Wang、D. Tsonev、S. Videv 和 H. Haas，“兼具能量采集功能的光无线通信太阳能电池板接收器设计”，发表于 IEEE J. Sel. Areas Commun.，第33卷，第8期，第1612–1623页，2015年8月。[15] C. Chibbaro、M. Zi mbone、G. Litrico、P. Baeri、M. L. Lo Trovato 和 F. Aleo，“根据电流-电压特性评估光伏电池串联电阻的一种通用精确方法”，J. App. Phys.，第110卷，第044505-1–044505-9页，2011年。[16] G. M. M. W. Bissels 等，“太阳能电池串联电阻测定方法的理论综述”，Sol. Energy Mater. Sol. Cells，第130卷，第605–614页，2014年。[17] C. W. Hansen 和 B. H. King，“确定光伏组件等效电路模型的串联电阻”，发表于《IEEE光伏学报》，第9卷，第2期，第538–543页，2019年3月。