

非接触式微型 LED 光电联合检测方法

钟晨明, 郭伟杰, 朱丽虹, 陈忠, 吕毅军

(厦门大学 电子科学与技术学院, 厦门 361102)

摘要: LED 的微型化使其光电特性表征变得困难, 传统探针方法易损坏 LED 的微小电极, 而非接触式光致发光方法容易导致已知合格芯片(KGD)检测出现误差。本文基于光生伏特效应和电磁耦合理论, 提出了一种非接触式光电联合检测方法, 通过激光激发微型 LED 光生电流并使用数字锁相放大器检测差分感应信号, 实现了微型 LED 的关键光电特性检测和评估, 特别是电流-电压 ($I-V$) 特性、反向饱和电流以及增强型 KGD 检测。实验结果与理论分析一致, 验证了该非接触式方法的可行性。有望在微型 LED 检测发挥重要作用。

关键词: 非接触检测; 光生伏特效应; 微型 LED; 数字锁相放大器

中图分类号: TN98 **文献标识码:**

Noncontact miniature LED photoelectric joint detection method

ZHONG Chenming, GUO Weijie, ZHU Lihong, CHEN Zhong, LU Yijun

(School of Electronic Science and Engineering, Xiamen University, Xiamen 361102, China)

Abstract: The miniaturization of LEDs makes it difficult to characterize their optoelectronic properties, traditional probe methods easily damage the miniature electrodes of LEDs, while noncontact photoluminescence methods are likely to lead to errors in known good die (KGD) detection. In this paper, based on the photovoltaic effect and electromagnetic coupling theory, a noncontact photoluminescence joint detection method is proposed, which realizes the detection and evaluation of the key photoelectric properties of miniature LEDs, especially the current-voltage ($I-V$) characteristics, reverse saturation currents, and enhanced KGD detection, by using lasers to excite the miniature LED photovoltaic current and by detecting the differential sensing signals using digital lock-in amplifiers. The experimental results are consistent with the theoretical analysis and verify the feasibility of this noncontact method. It is expected to play an important role in miniature LED detection.

Keywords: Noncontact Detection; Photovoltaic Effect; Miniature LED; DSP lock-in amplifier

1 背景介绍

近年来, 微型发光二极管(LED), 包括 Mini-LED 和 Micro-LED^[1-2], 因其高效率、高分辨率和长寿命, 在下一代显示器中备受业界关注。然而, 作为一项前沿技术, 诸多关键技术挑战仍未得到解决。Mini/Micro-LED 芯片的尺寸非常小, 通常 Mini-LED 尺寸在 100 微米左右, 尺寸小于 50 微米的 LED 称为 Micro-LED, 一个显示屏通常包含大量 LED 芯片, 因此在巨量转移、封装、全彩化方案、电源驱动、检测和大规模修复技术方面都面临挑战。要确保生产链中的 LED 产品质量, 首要条件之一是采用合适的检测方法检测 LED 的光电特性。探针直接接触 LED 电极进行检测是检测 LED 电气特性最常用的传统方法^[3-4]。Shih 等人设计了一对带有单片微机械热电偶的梯形微悬臂探针, 用于检测 Micro-LED 的电气和热学特性^[5]。热电偶探针与芯片的直接接触可确保芯片检测的可靠性和效率, 当 LED 芯片尺寸小于 30 微米时, 电极只有几微米, 因此检测过程中存在物理损坏芯片的风险。此外, 对于大规模的 LED 芯片生产来说, 探针直接接触的检测效率也是不可接受的。

非接触式检测方法已成为一种取代直接接触检测的更好选择。Li 等人提出了一种基于光伏特效应在非接触方法来筛选失效的传统 LED^[15], 但该方法无法检测微型 LED 的电气特性和故障定位。除检测 LED 外, 有研究者提出了用于检测集成电路(IC)的非接触式检测方法。Takaashi 等人提出了一种基于大规模集成电路(LSI)产生的磁场来检测并排查芯片上电源网络故障位置的方法^[6]。这种非接触式方法可用于定位物理损坏, 如通孔缺陷或引线断裂, 并可用于估算芯片内部电源网络的电流分布。Brian 等人提出了一种用于超大规模集成电路(VLSI)晶圆或芯片制造在线过程控制和监测的无线技术, 作为实现非接触式检测的一种新方法^[7], 但该研究仍停留在模拟阶段。

基于电容耦合或电感耦合原理的探针卡方式检测 IC 也是非接触检测方法之一^[8-10]。Eleonora 等人根据电容耦合理论开发了一种用于数字集成电路晶圆级功能测试的无线接收器^[8]。Daito 等人使用电容耦合探测电路对集成电路进行损坏检测^[9]。Yoshida 等人推出了一种用于并行晶圆级测试的小型电感耦合电压收发器^[10]。由于这些技术使用的是探针卡, 探针与待测芯片表面的距离接近 10 微米甚至更近, 探针的移动、对准和靠近芯片表面仍有可能损坏 IC。此外, 采用此类探针卡方法去检测 LED 芯片很难应用于实际场景, 因为在检测 LED 特性之前需要先激发 LED。

随着现代制造工艺的发展,每个晶片上的器件数量大大增加。然而,使用现有的片上或晶圆上检测方法需要很高的时间成本和经济成本。光致发光(PL)检测 LED 是现有的非接触式检测方法之一,通常采用激光激发 LED,可显著提高芯片检测效率,并能有效标记已知合格芯片(KGD)。然而,当芯片的键合线断裂或焊盘虚焊,芯片的 PL 光谱仍可能保持正常,这将导致芯片检测出现错误结果。另外,现有的 PL 方法仍然无法检测或评估 LED 的反向饱和电流。因此,迫切需要开发一种方法,在封装前或封装过程中检测 LED 芯片的光电特性,以有效确保产品质量。本文提出了一种基于光生伏特效应和电磁耦合理论的非接触方法来表征微型 LED 芯片的光电特性和定位故障芯片,特别是增强型 KGD 检测和反向饱和电流。

2 原理与实验平台

2.1 检测系统

LED 的电学特性主要包括正向工作电流、正向工作电压、电流-电压(I - V)曲线和反向饱和电流(I_S)。基于肖克利二极管方程^[1], I - V 关系可以表示如下:

$$I = I_S (e^{qV/nk_B T} - 1), \quad (1)$$

其中 I 、 V 、 q 、 k_B 、 T 、 n 分别表示电流、外加电压、电子电荷、玻尔兹曼常数、LED 结温度、理想因子。

如图 1 所示,检测系统组成包括一个电源(Keithley2611, Tektronix Inc.)、一个 405 nm 激光器、一个精密光学斩波器(Model 197, Signal Recovery Inc.)、两个数字锁相放大器(Model 7270, Signal Recovery Inc.)、一个光谱仪(QE65Pro, Ocean Insight Inc.)和一个光功率计(PM100D, THORLABS Inc.)。405-nm 激光器发出的光穿过屏蔽罩,通过透镜聚焦到 LED 芯片发光面。光斩波器接入光路并按照特定频率周期切割光路,同时向数字锁相放大器输出同步触发信号。微型 LED 的电极焊接在印刷电路板(PCB)上,并以最短的方式短路以形成闭合回路,而不会对原有线路造成损坏。两个相互正交的差分线圈(线圈 1 和线圈 2)通过电磁感应获取微型 LED 闭合回路中的感应信号。如图 1 所示,差分线圈分别通过同轴信号线连接到数字锁相放大器的 A 和 B 输入端口。当微型 LED 受到光激励时,根据 LED 的 pn 结的光生伏特效应^[2], LED 所在回路会产生光生电流。检测系统的等效电路如图 2 所示。

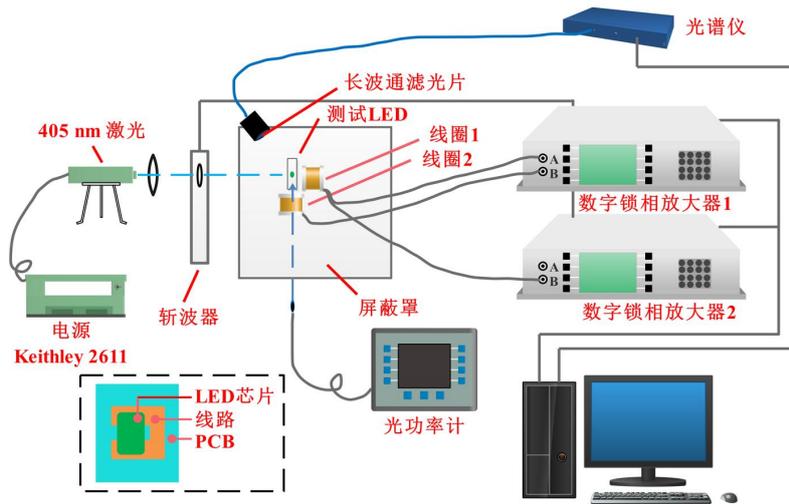


图1 检测系统原理示意图

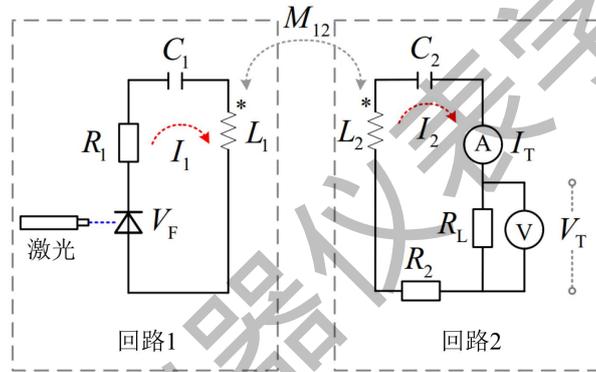


图2 检测系统等效电路图

1.2 测系统等效电路

根据电路理论，检测系统电路等效于一个二端口网络，可以表示如下：

$$[Z][I]=[U], \quad (2)$$

其中， $[U]=[V_F, 0]^T$ ， $[I]=[I_1, I_2]^T$ ， $[Z]$ 表示阻抗矩阵，可表示为：

$$[Z]=\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}=\begin{pmatrix} R_1+j\omega L_1+\frac{1}{j\omega C_1} & j\omega M_{12} \\ j\omega M_{21} & R_2+R_L+j\omega L_2+\frac{1}{j\omega C_2} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

其中， L_i 、 C_i 、 R_i 和 I_i ($i=1, 2$) 分别表示等效电感、等效电容（包括寄生电容、线圈寄生电容和补偿电容）、等效损耗电阻（包括线圈和电容中的耗散电阻）以及光激发电路（回路1）和检测电路（回路2）中的电流。另外， V_F 和 V_T 分别表示LED正向电压和负载电阻

R_L 的电压。 M_{12} ($M_{12} = M_{21}$) 是回路 1 和回路 2 之间的互感。 V_T 为数字锁相放大器 1 测得的值， $\omega = 2\pi f$ 表示检测系统的角频率。根据 $V_T = I_2 R_L$ 和 (3) 式， V_F 和 V_T 可重写如下：

$$\begin{cases} V_T = -\frac{Z_{12} R_L}{Z_{22}} I_1 \\ V_F = \frac{Z_{12}^2 - Z_{11} Z_{22}}{Z_{12} R_L} V_T \end{cases}, \quad (4)$$

$$I_1 = -\frac{Z_{22}}{Z_{12}} I_2. \quad (5)$$

数字锁相放大器 2 测量回路 2 中的电流 I_2 。由于数字锁相放大器 2 与回路 2 串联，因此我们可以得到 $I_T \approx I_2$ 。根据基尔霍夫定律和 $Z_{22} I_T + Z_{12} I_1 = 0$ ， I_1 可通过 (5) 式求解。此外， V_F / I_1 大约等于 LED 的阻抗 (Z_{LED})。由于 LED 属于电容器件，其阻抗主要由其电容 (C_{LED}) 决定，而回路 1 的阻抗近似等于 LED 阻抗与回路 2 映射到回路 1 的反射阻抗之和^[4]，因此我们可以得到 (6) 式：

$$\begin{cases} Z_{LED} \approx \frac{1}{j\omega C_{LED}} \\ Z_{11} \approx Z_{LED} + \frac{(\omega M_{21})^2}{Z_{22}} \end{cases}, \quad (6)$$

根据 (2) 式、(3) 式和 (6) 式，可以得出 I_1 和 V_F 之间的关系如下：

$$\left| \frac{I_1}{V_F} \right| = \left| \frac{Z_{22} R_L}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12}^2} \right| \cdot \frac{I_T}{V_T} \approx \omega R_L C_{LED} \frac{I_T}{V_T}. \quad (7)$$

当入射功率 P 不大时， I_1 与 P 近似成线性关系，即 $I_1 = k \cdot P$ ，其中 k 是一个常数^[14-15]。因此，将 I_1 代入 (4) 式和 (5) 式，可以得到：

$$\begin{cases} V_T = \frac{k |Z_{12}| R_L}{|Z_{22}|} \cdot P \\ I_T = \frac{k |Z_{12}|}{|Z_{22}|} \cdot P \end{cases}. \quad (8)$$

当系统的工作频率、 R_L 和检测线圈与 LED 之间的距离保持不变时， $(k |Z_{12}| R_L) / |Z_{22}|$ 和 $(k |Z_{12}|) / |Z_{22}|$ 近似恒定，我们可以通过使用该系统检测 LED 并确定 (8) 式中电流电压，实现以非接触方式表征 LED 特性。

有研究表明如果近场谐振链路是时间不变的（即链路距离固定），则其谐振频率不会随负载变化而改变^[16-18]。实际上，很难确定 LED 所在回路 1 的谐振频率，但检测系统的功率

可以从回路 1 到回路 2 实现极大值传输。根据电磁耦合理论,当检测系统的工作频率 f_0 设置为回路 2 的谐振频率(f_{loop2})时, R_L 的功率会达到极大值^[19]。由于 $\omega=2\pi f$, (7)可简化如下:

$$\left| \frac{I_1}{V_F} \right| \approx 2\pi R_L f_0 C_{LED} \frac{I_T}{V_T} \quad (9)$$

I_1 - V_F 关系几乎等同于待测 LED 的 I - V 特性。

1.3 反向饱和电流

如图 1 所示,LED 发出的光通过安装在光纤前面的长波通滤光片以滤除激光的激发光。因此,该系统可同时检测 LED 的光电特性。另外,当 LED 以较小电流工作时,其 I - V 关系可以用泰勒级数展开,省略高阶项^[20],因此(1)式可以表示为:

$$I = I_S (e^{qV/nk_B T} - 1) \approx I_S \left(\frac{qV}{nk_B T} \right) \quad (10)$$

结合(9)式,可得:

$$I_S \approx \frac{2\pi nk_B R_L f_0 C_{LED} I_T T}{qV_T} \quad (11)$$

当系统的工作频率 f_0 、 R_L 以及线圈与 LED 之间的距离保持不变时,待测 LED 的 I_S 可通过(11)式进行估算。

1.4 实验细节

计算机通过 RJ-45 线连接数字锁相放大器和 USB 端口连接光谱仪可获取电信号和光谱。光功率计用于测试入射激光的光功率。实验过程如下:

- 1) 根据第 1.2 节内容,线圈寄生电容很小,通过串联补偿电容(SCC)调节回路 2 的 f_{loop2} 。
- 2) 通过 TEC 温度控制器(Keithley 2510, Tektronix Inc.)和光谱仪确定 LED 的峰值波长与温度关系曲线。
- 3) 使用数字锁相放大器和光谱仪完成电压 V_T 和电流 I_T 数据收集以及 LED·PL 光谱测量。
- 4) 根据(8)式和(12)式评估 LED 的光电特性。

我们测试了 11 个商用倒装绿光 GaN Mini-LED 芯片,尺寸为 $76.2 \mu\text{m} \times 127 \mu\text{m}$,分别给样品标号为样品 1~样品 11。为了验证系统的 KGD 检测能力,样品 2 故意没有正确焊接,因此其电极在 PCB 板上没有可靠的电接触。检测系统的参数如表 1 所示。

表 1 检测系统参数

参数	值
R_L 电阻	5 k Ohms
线圈 1 电感	3429.20 μ H
线圈 1 电容	48.53 pF
线圈 2 电感	3425.33 μ H
线圈 2 电容	46.61 pF
线圈与芯片最小距离	1 cm
激光与芯片距离	9 cm
SCC 值	2.2 μ F
f_{loop2}	\approx 1.83 kHz
f_0	1.83 kHz
数学锁相放大器增益	60 dB
透镜焦距	9 cm
入射激光半高宽(@ 80 mA)	3.9 nm

3 实验结果与分析

样品 1 的峰值波长与 TEC 温度控制器调节的散热器温度(35 °C、45 °C、55 °C、65 °C) 的函数关系如图 3(a)所示。实验表明当光生电流小至微安时，散热器温度约等于 LED 结温度。利用随温度变化的峰值波长线性关系来估算 LED 结温，然后根据(11)式来评估每个 LED 的 I_s 。为了验证该系统的光谱测量能力，我们比较了电致发光(EL)光谱和光致发光(PL)光谱。如图 3(b)所示，同一样品在不同入射激光功率下测得的 PL 光谱与在直流(0.5 mA)下测得的 EL 光谱的归一化光谱曲线几乎一致。因此，在一般情况下，该系统测得 LED-PL 光谱可以用来代替 LED EL 光谱。

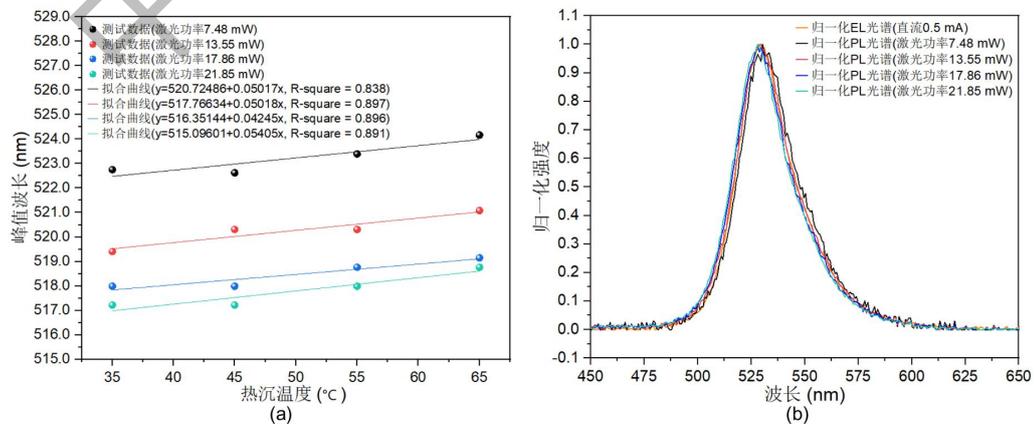
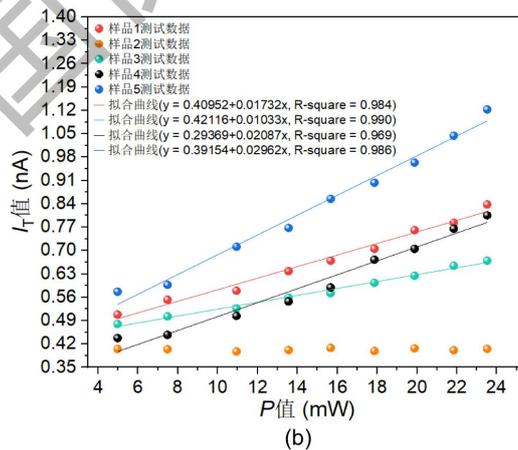
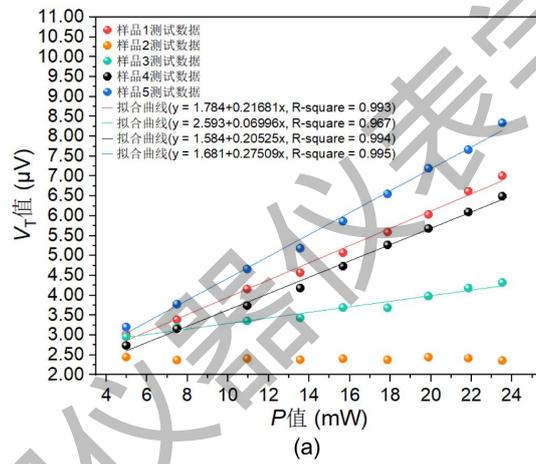


图 3 (a) 样品 1 的热沉温度与峰值波长关系曲线, (b) 样品 1 的 PL 和 EL 光谱

图 4(a)和 4(b)分别是样品 1-5 的 V_T - P 和 I_T - P 曲线, 其中样品 2 为对比样品。由于样品 2 没有可靠的电接触, 其外电路无法形成闭合回路。五个样品的 V_T - P 和 I_T - P 曲线斜率不同。样品 1、3、4 和 5 的 V_T 和 I_T 随输入功率 P 呈线性变化, 符合(8)式的规律。传统的 KGD 检测方法基于 PL 光谱, 当焊盘焊接不良或键合线断裂时, 该方法容易产生错误的检测结果。图 4(c)比较了样品 1-5 所测得的 PL 光谱。根据光谱强度, 即使样品 2 在电气上失常, 也会被误判为正常样品。因此, 本文所提方法可通过同时考虑 PL 光谱和闭合电路的感应信号, 实现更可靠的增强型 KGD 检测。图 5 是样品的归一化 EL 和 PL 强度。经过分析, 样品(尤其是样品 2)光谱强度值的巨大差异会造成测试出现误判。使用相同的激光功率测试不同的样品时, 性能更好的 LED 通常能产生更多的光输出, 进而有更高的 PL 强度。通过综合 I_T 或 V_T 结果, 排除 PL 测量的错误结果, PL 强度的趋势与 EL 强度的趋势基本一致。



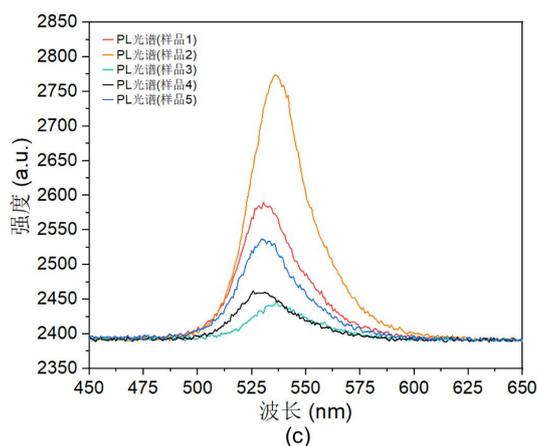


图 4 (a)样品 1-5 的 VT-P 曲线, (b) 样品 1-5 的 IT-P 曲线, (c) 样品 1-5 的 PL 光谱

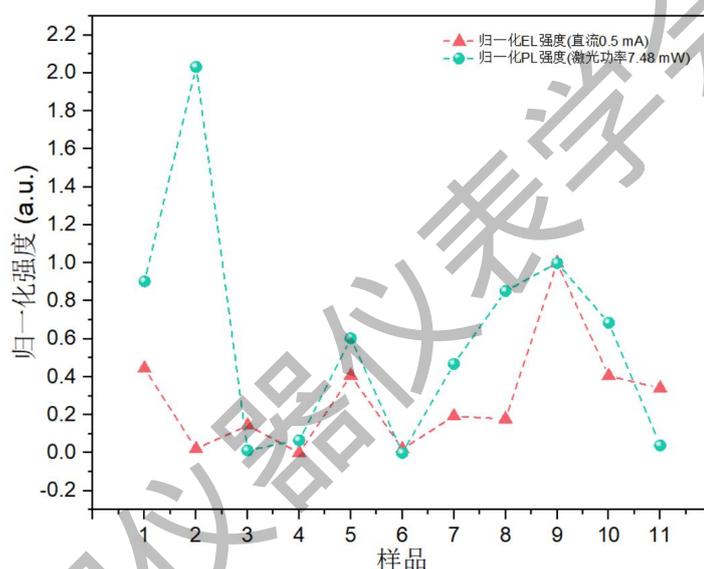


图 5 11 个样品的归一化 EL 和 PL 光谱

通过根据(11)式,我们可以估算出反向饱和电流 I_s 。理想因子 n 一般介于 1 和 2 之间^[21]。在较小的驱动电流下,肖克利-雷德-霍尔(SRH)非辐射主导了重组过程,理想因子 n 趋于 2,而在电流密度约为 1 A/cm^2 时,扩散和重组过程理想因子介于 1 和 2 之间^[22-23]。在本研究中,激光激发 LED 的光生电流为微安级,为方便计算,理想因子 n 预设为 1.5。另外,对于小电流场景,LED 的电容一般皮法级^[24-25]。在实际应用中,每个微型 LED 的电容都存在差异,通过逐个直接接触来测试微型 LED 的电容偏离了非接触式检测方法的本质。因此,为了提高估算 C_{LED} 的准确性,我们在估算 I_s 时,取红、绿、蓝三色 Mini-LED 电容的平均值作为 Mini-LED 的 C_{LED} 。由于我们测量三个红色、绿色和蓝色 Mini-LED 的电容分别为 12.57 pF 、 23.84 pF 和 15.68 pF ,因此计算出平均值 17.36 pF 作为 C_{LED} 值。选取四个具有代表性的样品

进行误差分析。图 6 是四个样品在入射激光功率为 7.48 mw 至 21.85mw 范围时的 I_s 估算结果。误差是通过与在 LED 上施加 -5 V 反向偏置电压时实际测量的反向电流进行比较而得出。样本 4 的最小估计误差约为 2.83 %，四个样本的平均误差约为 18.07 %，这表明 LED 非接触评估 I_s 的方法是可行的。

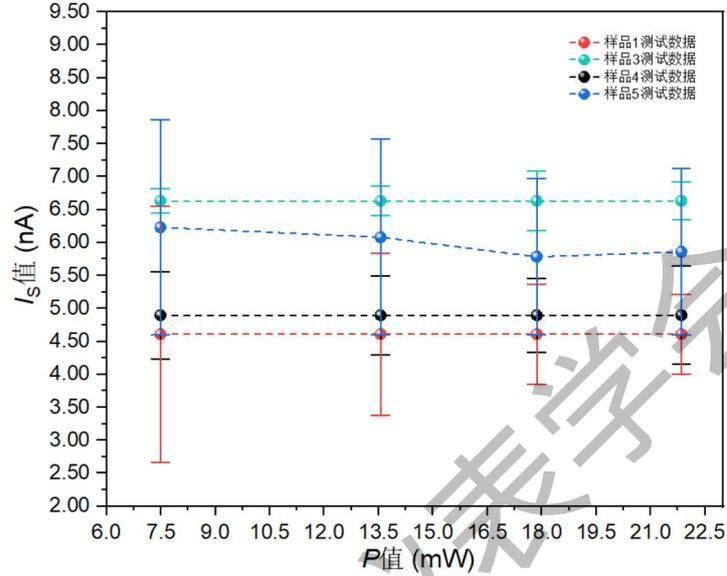


图 6 样品 1、3、4 和 5 的 I_s 估算结果

测量系统的误差遵循误差传播规律。根据(11)式，我们可以分析各参数对估计误差的贡献百分比。根据方差分析理论，我们将误差贡献百分比(ECP)定义为：

$$ECP_i = \frac{MS_i}{MST} \times 100\% , \quad (12)$$

其中，

$$\begin{cases} MST = MSE + \sum_{i=1}^n MS_i \\ MS_i = \frac{SSD_i}{DF_i} \\ MSE = \frac{SSD_E}{DF_E} \end{cases} , \quad (13)$$

其中， SSD_i 、 SSD_E 、 DF_i 和 DF_E 分别为变量 i 的平方差之和、所有样本数据的误差平方差之和、变量 i 的自由度(DF)和误差的自由度。为了消除自变量个数对方差的影响，我们可以用方差除以自变量个数，得到均方误差(MS)，并以此为基础比较不同来源的误差。我们把导致方差的自变量数称为自由度。本研究中的变量假设是相互独立的，忽略了变量交互作用对整体结果的影响。变量，包括理想因子、LED 电容、结温 T 、 f_0 、 R_L 和 I_T/V_T 。计算出的各参数误差贡献百分比如表 2 所示，其中 I_T/V_T 、 f_0 、 n 和 C_{LED} 占总体误差贡献的大部分。表 2

的最后一栏列出了基于 18.07% 平均误差的各参数平均测量误差。由于系统中 R_L 与 LED 阻抗之间存在一定的匹配关系，因此它们的值越接近， I_T 和 V_T 的测试精度就越高。LED 是一种电容器件，其阻抗主要由电容 C_{LED} 决定。因此， R_L 和 C_{LED} 会影响 I_T 和 V_T 的精度。此外，数字锁相放大器的检测灵敏度会直接影响 I_T 和 V_T 的测试结果。如本文第二部分所述，工作频率 f_0 是影响系统检测精度的关键因素之一。当系统的工作频率偏离回路 1 和回路 2 的谐振频率时，数字锁相放大器接收到的信号会变弱，从而降低系统的检测精度，增加 I_S 的估计误差。因此， I_S 估计误差主要来自 I_T/V_T 、工作频率与谐振频率之间的关系以及数字锁相放大器的检测灵敏度。我们总结了现有检测方法的特点，并将其与这项工作进行了比较，如表 3 所示。我们提出的非接触式检测方法在测量微型 LED 的光电特性、避免对芯片造成物理损坏的风险方面具有优势，尤其是具备估测反向饱和电流 I_S 和增强型 KGD 检测能力。

表 2 误差贡献百分比

参数	MS	ECP	测量误差
n	61.25	7.46 %	1.35 %
C_{LED}	57.53	7.01 %	1.27 %
T	4.96	0.60 %	0.11 %
f_0	277.96	33.90 %	6.13 %
R_L	0.21	0.03 %	0.05 %
I_T/V_T	417.52	50.92 %	9.20 %

表 3 现有检测方法对比

方法	芯片尺寸	检测特性	直接接触	检测技术	I_S	KGD	SML
文献[3]	μm 水平	EC	是	/	支持	好	是
文献[5]	μm 水平	EC	是	/	支持	好	是
文献[6]	mm 水平	EC	否	磁场测量	否	未知	否
文献[7]	μm 水平	EC	否	天线效应	否	未知	否
文献[8]	mm 水平	EC	否	电容耦合	否	未知	否
文献[9], [10]	mm 水平	EC	否	电容电感耦合	否	未知	否
文献[14]	mm 水平	OC	否	光生伏特	否	中等	是
文献[15]	mm 水平	EC	否	光生伏特, 电磁感应	否	未知	否
本工作	μm 水平	EC+OC	否	光生伏特, 磁耦合谐振	支持	好	是

注: EC 表示方法支持测量电学特性, OC 表示方法支持测量光学特性, SML 是“适用于检测微型 LED”的简称。

4 结论

本文提出了一种基于光生伏特效应和电磁耦合理论的非接触方法来测量微型 LED 的光电特性，特别是 $I-V$ 特性、反向饱和电流和增强 KGD 检测。利用激光激发微型 LED 产生光生电流，通过两个正交线圈获取差分感应信号，并通过锁相放大器进行信号获取，从而实现 LED 的非接触检测。一系列实验结果验证了该方法在光谱测量、微型 LED·KGD 检测和微型 LED 光电特性测试方面的可行性。该方法可有效解决因芯片上的键合线断裂或焊盘焊接不当而导致的 KGD 检测失败问题。研究探讨了本方法的检测精度和误差贡献主要来源。提高系统精度的可行方法包括将工作频率调整到回路的谐振频率，以及提高 I_T/V_T 测试数据的精度。这种方法将有利于微型 LED 检测，并有可能应用于大规模微型 LED 生产中。

参考文献

- [1] Huang Y, Hsiang E L, Deng M Y, et al. Mini-LED, microLED and OLED displays: Present status and future perspectives[J]. *Light, Sci. Appl.*, 2020, 9(1):105.
- [2] Parbrook P J, Corbett B, Han J, et al. Micro-Light Emitting Diode: From Chips to Applications[J]. *Laser Photonics Rev*, 2021, 15(5): 042007.
- [3] Tsou C, Huang S L, Li H, et al. Electroplated nickel micromachined probes with out-of-plane predeformation for IC chip testing[J]. *J. Micromech. Microeng.*, 2006, 16(10):2197-2202.
- [4] Chang S, Tsou C. A Novel Silicon-Based LED Packaging Module With an Integrated Temperature Sensor[J]. *IEEE Trans. Compon., Packag., Manuf. Technol.*, 2014, 4(5): 769-776.
- [5] Shih F, Tsou C, Fang W. A Monolithic Micromachined Thermocouple Probe With Electroplating Nickel for Micro-LED Inspection[J]. *J. Microelectromech. Syst.*, 2021, 30(6): 864-875.
- [6] Takahashi D, Iizuka T, Mai-Khanh N N, et al. Fault Detection of VLSI Power Supply Network Based on Current Estimation From Surface Magnetic Field[J]. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2019, 68(7): 2519-2530.
- [7] Moore B, Margala M, Backhouse C. Design of wireless on-wafer submicron characterization system[J]. *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst.*, 2005, 13(2): 169-180.
- [8] Scarselli E F, Perilli L, Perugini L, et al. A 40 nm CMOS I/O Pad Design With Embedded

- Capacitive Coupling Receiver for Non-Contact Wafer Probe Test[J]. IEEE Trans. Circuits Syst. I-Regul. Pap., 2015, 62(7): 1737-1746.
- [9] Daito M, Nakata Y, Sasaki S, et al. Capacitively Coupled Non-Contact Probing Circuits for Membrane-Based Wafer-Level Simultaneous Testing[J]. IEEE J. Solid-State Circuit, 2011, 46(10): 2386-2395.
- [10] Yoshida Y, Nose K, Nakagawa Y, et al. An Inductive-Coupling DC Voltage Transceiver for Highly Parallel Wafer-Level Testing[J]. IEEE J. Solid-State Circuit, 2010, 45(10): 2057-2065.
- [11] Masui H. Diode ideality factor in modern light-emitting diodes[J]. Semicond. Sci. Technol., 2011, 26(7):075011.
- [12] Shah A, Torres P, Tscharnner R, et al. Photovoltaic Technology: The Case for Thin-Film Solar Cells[J]. Science, 1999, 285(5428): 692-698.
- [13] Chen Y, Zhang H, Shin C S, et al. An Efficiency Optimization-Based Asymmetric Tuning Method of Double-Sided LCC Compensated WPT System for Electric Vehicles[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2020, 35(11): 11475-11487.
- [14] Masui H, Nakamura S, DenBaars S. Experimental technique to correlate optical excitation intensities with electrical excitation intensities for semiconductor optoelectronic device characterization[J]. Semicond. Sci. Technol., 2008, 23(8): 085018.
- [15] Li P, Wen Y, Cai Y, et al. Light emitting diode fault detection using p-n junction photovoltaic effect[J]. Rev. Sci. Instrum., 2009, 80(5): 055108.
- [16] Lombardi G, Neri B. On the Relationships Between Input and Output Stability in Two-Ports[J]. IEEE Trans. Circuits Syst. I-Regul. Pap., 2019, 66(7): 2489-2495.
- [17] Luo B, Ma D, Han W, et al. Extensible low-profile Coplanar Wireless Power transfer system for multi-load applications with load-independence constant current output[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2022, 69(11): 11187-11197.
- [18] Waters B H, Mahoney B J, Ranganathan V, et al. Power Delivery and Leakage Field Control Using an Adaptive Phased Array Wireless Power System[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2015, 30(11): 6298-6309.

- [19] Sun Y, Liao Z J, Ye Z H, et al. Determining the Maximum Power Transfer Points for MC-WPT Systems With Arbitrary Number of Coils[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2018, 33(11): 9734-9743.
- [20] Lee L R, Yan T J, Alonso J M, et al. Four-Parameter Taylor Series-Based Light-Emitting-Diode Mode[J]. IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., 2015, 3(3): 581-588.
- [21] Binder M, Galler B, Furitsch M, et al. Investigations on correlation between I-V characteristic and internal quantum efficiency of blue (AlGaIn) N light-emitting diodes[J]. Appl. Phys. Lett., 2013, 103(22): 221110.
- [22] Lee G W, Shim J I, Shin D S. On the ideality factor of the radiative recombination current in semiconductor light-emitting diodes[J]. Appl. Phys. Lett., 2016, 109(3): 031104.
- [23] Zhu D, Xu, J R, Noemaun A, et al. The origin of the high diode-ideality factors in GaInN/GaN multiple quantum well light-emitting diodes[J]. Appl. Phys. Lett., 2009, 94(8): 081113.
- [24] Chung K C, Lee J J, Huang J R, et al. A Dynamic Compensated and 95% High-Efficiency Supply Buffer in RGB Virtual Pixel MicroLED Display for Reducing Ghosting by 73% and Achieving Four Times Screen Resolution[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2021, 36(7): 8291-8299.
- [25] Huang Y, Guo Z, Wang X, et al. GaN-Based High-Response Frequency and High-Optical Power Matrix Micro-LED for Visible Light Communication[J]. IEEE Electron Device Lett., 2020, 41(10): 1536-1539.