闭环激励下荧光衰减与光纤延时复用相结合的高精度激光功率测量系统

2026 全国大学生物理实验竞赛（创新）

自选题 1：自制仪器和改进

2026 年 9 月

维度（分值）	评分标准	分值	本项目的对应说明
一、科学性（30）	**选题有意义**——以往教学实验缺少或不足但有益于学生长远发展的方向	10	激光功率测量仪器多为”黑匣子”，学生只能读到数值；面对纳秒级快速光信号，教学仪器受采样率与探测器限制，无法展示时间结构。本项目以一台**具备功率测量与闭环控制能力的激光激发装置**为基础，引入**光学时间交错采样**，把测量能力从”测功率”拓展到”测时间”，填补教学实验中”快速光信号时间分辨”的空白。
	设计思路清晰、技术方案合理有特色	10	技术链分四环，职责分离：(1) **闭环激光功率测量装置**——提供稳定、可控、可实时监控的激发条件；(2) **荧光材料**——把快速时域信息转换为真值已知的慢变信号；(3) **四路光纤相位调控**——实现时间交错采样，将单探测器 10 ns 采样物理细分为 2.5 ns；(4) **反演与拟合**——保留每路自由幅度与自由位置，使通道失配、延时标定残差、温漂在正确模型下自动归零。
	参赛文档/视频质量（清楚、准确表述目的、原理、成本和功能/成效）	10	文档讲清三件事：**目的**（从功率到时间的教学升级）；**原理**（闭环稳定激发 → 荧光时域标定 → 四路光纤时间交错采样 → 自由参数反演）；**成本与成效**（不增加高速 ADC 与条纹相机，用四路光纤实现 2.5 ns 等效采样；误差预算显示探头贡献仅 0.0002%）。
二、创新性（10）	**作品创新性**（实验内容、实现技术、结果等方面确有创新，性价比优势明显）	10	(1) **技术路径创新**——不提升电子硬件，而是用**光纤相位调控实现光学时间交错采样**，以慢探头获得快时间分辨能力；(2) **实验内容创新**——将荧光重新定位为”真值已知的时域标定源 + 快速信号转换媒介”，并明确以闭环激发稳定为前提；(3) **仪器角色创新**——激发装置具有功率测量与闭环控制双重能力，兼具激发与监控功能；(4) **性价比**——四路光纤 + 通用探测器 + 通用 FPGA，替代昂贵的高速 ADC/条纹相机。

维度（分值）	评分标准	分值	本项目的对应说明
三、学生参与程度（10）	**预赛**：文档含每位成员的贡献说明和研制历程 **决赛**：由现场表现判断参与度	10	**研制历程（三阶段因果链）**：**(1) 激发与稳定**——搭建/调试闭环激光功率测量装置，实测响应时间 12–15 s、稳态误差 <2%、超调量 <5%，为荧光提供稳定可控的激发；**(2) 时域标定**——用该装置激发荧光，取得衰减曲线作为真值已知的时域标定源，标定四路光纤的相位错开与采样点位置；**(3) 时间编码**——搭建四路光纤相位调控模块与 TIA 前级，完成 ALINX Zynq（XCZU9EG）FPGA 基础工程编译、时序约束满足、bitstream 成功生成。**文档须附**成员分工表（光路/电路/FPGA/数据拟合/文档，逐人写明）。**现场准备**：能熟练复述每个”为什么”（为什么四路、为什么用荧光、为什么不用高速 ADC、为什么探头不是瓶颈）。
四、先进性（30）	**实验展示、操作熟练且规范**	10	链路全开放、模块化分区：闭环激发装置、荧光样品、四路光纤编码模块、合束器、探测器、FPGA 采集系统，任何一段可拆开讲解；四路光纤相位标定、荧光时域标定、FPGA 数据采集均可现场演示。
	测量结果准确、精度高	10	200 次蒙特卡洛仿真： 拟合标准差由 **7.65% 降至 0.60%（精度提升十倍以上）**；标准数据反演 = 52.5 ns、**偏差为零**；实测拟合 RMSE = 0.0077、MAE = 0.0074、最大误差 0.0123、各段平均误差趋零。
	预期教学效果良好	10	学生可亲手搭建光纤延迟链路，直观观察”光在介质中变慢”” 游标卡尺原理”” 时间交错采样”三个概念如何统一；同时理解**闭环控制为何是时域测量的前提**——激发不稳则荧光曲线抖动，标定即失效。抽象的时间分辨问题变成可测量、可拆解、可重复的实验过程。
五、现实意义（20）	**实验装置复杂程度、可操作性**	10	装置由**闭环激光功率测量装置**（激发与稳定）、荧光样品（时域标定）、四路光纤编码模块、TIA 前级、ALINX Zynq（XCZU9EG）采集系统组成；复杂度适中、模块化清晰、各模块独立可替换；**FPGA 主控基础工程已编译通过，时序约束全部满足，bitstream 成功生成**，具备可运行性。

维度（分值）	评分标准	分值	本项目的对应说明
	推广价值	5	方案不依赖昂贵的高速 ADC 与条纹相机，核心成本集中在光纤与通用探测器，**成本低**、**器件通用**、**可复制**；可推广至瞬态发光、光电材料瞬态响应、微弱脉冲光检测等教学与科研场景。
	作品成熟程度	5	已完成：原理建模、闭环激发装置调试、荧光时域标定、四路光纤编码模块搭建、FPGA 基础工程编译通过、200 次蒙特卡洛验证、完整误差预算分析、标准数据基准验证。**待完善**：接入真实脉冲激光源实测、与标准高速仪器并排对比、温度/振动对光纤延迟漂移的系统性测试。

摘要

本项目设计并实现了一套以四通道光纤延时系统为时间编码核心，集激光功率测量、光谱辅助校正、快速瞬态采集与闭环功率控制于一体的开放式小型仪器。针对商用产品价格较高、系统封闭且不便于二次开发等问题，仪器采用开放式硬件架构和模块化设计，可同时完成连续激光功率测量与快速瞬态信号采集。

系统采用 Hamamatsu S5973 高速硅 PIN 光电探测器与跨阻放大器构成光电转换链路。STM32 支路完成慢速功率计算、波长补偿、显示通信和 PID 闭环控制；高速 ADC 与 FPGA 支路完成触发同步、数据缓存、通道分段和时间重构。主测量光路采用分光结构，其中大部分光功率进入探测支路，少部分进入光谱仪进行波长辅助校正。四通道光纤延时系统由一路直通参考通道和三路延时通道组成，名义延时为 0、47.5、95.0 和 142.5 ns，经延时及幅度标定后可由 10 ns 原始采样形成 2.5 ns 等效时间网格。

系统能够给出连续激光功率、峰值波长和光谱半高全宽等参数，并通过 PID 算法调节激光驱动电路的 PWM 占空比，实现恒功率输出。在缺少脉冲激光器的条件下，实验选用商用白光 LED 用 Y Al O :Ce（YAG:Ce）荧光粉作为等效瞬态光源：采用 450-470 nm 蓝光激发，记录关断激发光后 530-560 nm 荧光的快速衰减过程。该材料的标称衰减时间约为 52.8 ns，与本系统的时间尺度相匹配。仪器实测数据经过归一化后用于检验探测链路、光纤延时和 FPGA 时间重构功能；该实验属于脉冲测量链路的等效验证，不替代真实脉冲激光的绝对峰值功率标定。

本仪器采用低成本、开放式硬件架构、模块化功能分区和可扩展接口，完整展示从光电探测、模拟调理、数字采集到闭环控制的技术链路。四通道光纤延时与 FPGA 高速采样模块用于快速瞬态光信号的分段采集、归一化和时间轴重构。FPGA 中实现的阈值触发、时间戳锁存和峰值跟踪逻辑，完成了快速事件在线特征提取的 RTL 行为仿真验证。

关键词：激光功率测量；Hamamatsu S5973；跨阻放大器；FPGA；PID 闭环控制；四通道光纤延时；等效时间采样；YAG:Ce；阈值触发；峰值提取

目录

1 项目介绍 **8**

1.1 为什么要测量光信号的时间 8

1.2 从荧光衰减到时间分辨测量 8

2 运行原理 **12**

2.1 S5973 光电探测与跨阻转换原理 12

2.1.1 S5973 高速光电探测器 12

2.1.2 跨阻转换与带宽约束 13

2.2 光谱仪工作原理 13

2.2.1 光栅分光与波长读取 14

2.3 系统工作原理 14

2.3.1 光路分配与信号采集 14

2.3.2 波长补偿算法 14

2.3.3 激光源功率闭环控制 15

2.3.4 数据显示与通信接口 16

2.4 四通道光纤延时与时间细分原理 16

2.4.1 光纤延时的物理基础 16

2.4.2 光学游标时间细分设计 16

2.4.3 延时标定与时间轴重构 17

3 实验仪器与实验装置 **19**

3.1 激光功率检测与闭环控制系统总体结构 19

3.2 激光发射模块 20

3.3 光电探测与跨阻放大模块 20

3.3.1 S5973 光电探测模块 20

3.3.2 TIA 信号调理模块 21

3.4 光谱测量与波长辅助校正模块 21

3.5 嵌入式数据采集与闭环控制模块 22

3.6 四通道不等距光纤延时与 FPGA 高速采样模块 23

3.6.1 阈值触发与峰值提取逻辑 24

3.7 YAG:Ce 等效瞬态光源 24

3.8 系统集成与研制过程 25

4 实验过程 26

4.1 实验系统搭建与调试 26
4.2 TIA 转换关系标定实验 26
4.3 激光光谱测量实验 27
4.4 激光功率测量实验 27
4.5 激光功率闭环控制实验 27
4.6 四通道延时标定与 YAG:Ce 瞬态测量实验 28

5 实验结果与误差分析 29

5.1 TIA 模块电流-电压转换特性分析 29
5.2 不同波长激光功率测量分析 31
5.2.1 430 nm 激光功率测量 31
5.2.2 517 nm 激光功率测量 32
5.2.3 641 nm 激光功率测量 32
5.3 功率测量不确定度分析 33
5.3.1 A 类不确定度 33
5.3.2 B 类不确定度 33
5.3.3 合成不确定度 34
5.4 激光功率闭环控制效果分析 34
5.4.1 开环状态分析 34
5.4.2 闭环状态分析 35
5.4.3 四通道光纤延时与瞬态重构结果 36
5.4.4 蒙特卡洛重复测量分析 37
5.4.5 Fisher 信息矩阵分析及其对 τ_2 误差预算的修正 39
5.4.6 FPGA 脉冲事件检测逻辑仿真结果 41
5.5 本章小结与结论 41

A 附录 45

A.1 附录一：主要器件清单 45
A.2 附录二：关键参数说明 46
A.3 附录三：系统校准方法 47

A.4 附录四: 四通道光纤延时关键参数 48
A.5 参赛成员贡献说明 49

1 项目介绍

1.1 为什么要测量光信号的时间

激光功率测量仪器多为“黑匣子”，学生通常只能获得一个最终的功率数值；面对纳秒级快速光信号，传统教学仪器受采样率、探测器响应和测量链路带宽等因素限制，难以展示信号随时间变化的结构。本项目以一台具备功率测量与闭环控制能力的激光激发装置为基础，引入光学时间交错采样，将测量能力从“测功率”进一步拓展到“测时间”，使原本难以直接观察的快速光学过程进入可测量、可分析的实验范围。

为什么要测时间，而不仅仅是测一个功率值？对快速光信号而言，光的产生、传播、被材料吸收以及随后发生的能量弛豫和发射，本身都具有时间尺度。荧光衰减正是这种动态过程在宏观光强上的表现：激发光停止后，材料中的激发态不会在同一瞬间全部消失，而是经历一定时间尺度的弛豫并逐步回到较低能级。因此，测量衰减时间并不是简单地“把波形测得更细”，而是把一个原本只能看到总强度的测量问题，转化为能够观察过程快慢的时间测量问题。时间分辨荧光和瞬态吸收等方法正是利用这种时间演化来研究材料激发态及载流子等动态过程。[21]

从教学角度看，功率测量回答的是“光有多强”，而时间测量进一步回答了“光是怎样产生、传播和消失的”。当激发光停止以后，学生仍然能够观察到荧光信号继续存在并逐渐减弱，就可以直观认识到材料内部的能量转移和弛豫具有有限的时间尺度。进一步从实验数据中得到衰减时间，就能够把能级跃迁、能量弛豫等抽象概念，与实际测得的光强–时间曲线建立联系。

对于瞬态发光、光电材料响应以及快速脉冲光等对象，信号在什么时候出现、持续多长时间、不同响应之间相差多少，都可能包含与材料性质和光学过程有关的信息。因此，如果教学仪器只能给出一个最终功率值，学生看到的往往只是物理过程的最终结果，而无法进一步观察这个结果是如何随时间形成的。本项目希望通过时间分辨测量，把“测量一个结果”进一步拓展为“观察一个过程”。

1.2 从荧光衰减到时间分辨测量

从物理本质上看，光与物质之间的相互作用并不是一个没有时间尺度的瞬时过程。当光照射到材料后，材料中的电子吸收光子能量并发生跃迁，形成激发态；随后，激发态通过辐射或非辐射等过程逐渐弛豫，并可能再次以光子的形式释放能量。对于荧光材料而言，在外部激发停止以后，材料中的激发态粒子并不会全部同时回到低能级，而是在一定时间内逐渐衰减。因此，实验中观察到的荧光衰减曲线，本质上反映了材料内部能量弛豫过程在宏观光强上的时间表现。

对于近似单指数衰减过程，荧光强度可表示为

$$I(t) = I_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \tag{4}$$

其中，I_0 为激发停止时的初始荧光强度，τ 表征材料响应的特征时间尺度。实际材料可能存在多个衰减通道，因此也可以采用多指数模型描述；本项目主要利用其可重复、可表征的时间尺度作为时域实验的参照。

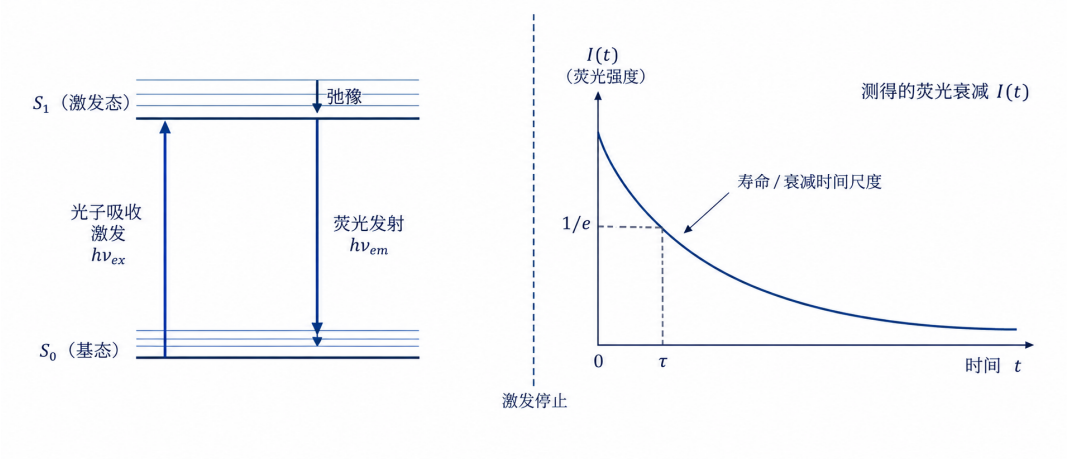


图 1 荧光激发、弛豫及衰减时间尺度示意图

这说明，测量一个光信号的时间特性，并不只是简单地“把波形测得更细”。更重要的是，它能够使学生从“测量一个结果”进一步进入“观察一个过程”：激发停止之后，荧光仍然在一定时间内存在并逐渐减弱，这一过程把微观的激发态弛豫与宏观的光强变化联系起来。对于物理实验教学而言，这种联系能够帮助学生理解光的产生、吸收、能量转移和发射并非都可以视为瞬时完成，而是具有可以被实验测量的时间尺度。

本项目特别关注“延时”这一时间信息。光在不同光路中的传播需要一定时间，因此人为设置不同长度的光纤，就可以得到具有确定时间差的多路光信号。这里的延时不是为了单纯增加光程，而是把原本连续发生、难以直接观察的快速变化，转换成不同信号之间可以测量和标定的时间差。换句话说，我们希望利用光传播本身的时间特性，为快速光信号建立一把“时间尺”。

这种思想与传统测量中的游标细分具有一定的相似性。普通尺子的最小刻度有限，通过引入具有已知偏移量的辅助刻度，可以进一步判断一个位置处于两个主刻度之间的哪个位置；同样，在本项目中，通过构造具有已知时间差的多路光信号，可以使原本受到采样间隔限制的快速信号获得更加密集的时间观测点。这样，光纤延时就从一个普通的光路参数转变为时间信息编码和时间标定的物理手段。

更重要的是，延时测量本身具有明确的物理意义。通过测量不同光路的到达时间差，学生可以直接观察光在介质中的传播过程；进一步结合荧光衰减时间，还可以认识到材料内部电子激发、能量弛豫以及光子发射等过程都具有相应的时间尺度。这里的时间分

辨并非只服务于工程上的“看清波形”，而是为理解光与物质相互作用的动态过程提供了实验入口。对于瞬态发光、光电材料响应等研究而言，响应出现的时刻、持续时间以及不同过程之间的时间差，都可能成为分析材料动态特性的重要信息。

对于本项目而言，荧光材料在这里承担的是“时域标定源”和“快速光信号转换媒介”的双重角色。一方面，荧光衰减曲线具有可重复、可拟合的时间尺度，可以作为检验系统时间响应和重构结果的实验参照；另一方面，它又把抽象的“纳秒级时间响应”转化为学生能够直接观察和分析的数据曲线。由此，荧光与光纤延时形成了前后衔接的关系：荧光提供需要被观察的时间过程，光纤则提供对这一时间过程进行编码和细分的时间标尺。

因此，本项目将“延时”从单纯的光路参数提升为一种可标定的时间尺度。四路光纤并不是简单地增加光程，而是人为构造具有已知时间差的多路观测窗口，将快速变化的光信号编码到不同的到达时刻，再通过统一时间轴进行重构。这样既能够验证光纤传播延时这一基本物理现象，又能够进一步开展快速光信号的时间分辨测量，使学生把“光在介质中传播需要时间”“游标细分”“时间交错采样”和“信号重构”几个概念统一到同一个实验过程中。

基于这一需求，项目进一步提出一个关键问题：如果快速光信号的变化速度已经超过普通采集系统能够直接分辨的尺度，是否可以不单纯依靠提高电子采样率，而是利用光学延时主动构造时间差，将快速变化的信息编码到不同的到达时刻，再通过数字系统完成时间轴重构？这正是本项目引入多路光纤延时和时间交错采样的出发点。

本团队研制了“基于光纤时间编码的高精度快速激光测量仪器”。仪器由连续激光功率测量、光谱辅助校正、PID 闭环控制、四通道光纤时间编码、高速 ADC 与 FPGA 瞬态处理等功能单元构成，可完成连续激光参数测量、恒功率控制以及快速光信号时间特性的等效采样与重构。

系统技术链由四个相互衔接的环节构成：闭环激光功率测量单元提供稳定、可控且可实时监测的激发条件；Y Al O :Ce（YAG:Ce）荧光粉产生与系统时间尺度相匹配的等效瞬态信号；一路直通和三路延时光纤形成四通道时间编码；S5973、TIA、高速 ADC 与 FPGA 完成光电转换、触发采集、通道切分和时间轴重构。各环节职责明确，便于逐级标定、独立调试和现场演示。

仪器可测量连续激光功率、峰值波长和光谱半高全宽，并依据波长响应修正功率换算结果；PID 控制器根据实测功率与设定值的偏差调节激光驱动 PWM 占空比，形成恒功率闭环。瞬态测量支路将一路直通与三路延时数据归位到统一时间轴，在 10 ns 原始采样间隔下形成 2.5 ns 等效时间网格。该方法提高离散采样点密度，不等同于探测器、TIA 或 ADC 模拟带宽的直接提高。

作品的创新性体现在三个方面：一是利用四通道光纤延时实现光学时间交错采样，把时间信息编码到不同到达时刻；二是将连续功率测量、光谱辅助校正、闭环激发和瞬态重构集成在同一开放平台中；三是在 FPGA 中实现阈值上穿检测、时间戳锁存和峰

值跟踪，使快速事件能够在采集端完成在线特征提取。

系统采用 Hamamatsu S5973、通用跨阻放大电路、模块化光纤器件、高速 ADC 和通用 FPGA 平台构成核心链路，不依赖条纹相机等专用高速成像设备。各功能板卡和光路模块可独立替换、标定和维护，电路与接口保持开放，便于复制和二次开发，体现了较好的性价比与可操作性。

在教学应用中，学生可通过搭建和标定光纤延时链路，观察光在介质中的传播延迟，并把游标细分思想与时间交错采样联系起来；通过闭环控制实验，可进一步理解激发稳定性对重复测量和瞬态重构的影响。装置将抽象的时间分辨问题转化为可拆解、可测量和可重复的实验过程。

仪器可用于光电探测、跨阻放大、ADC 采样、FPGA 逻辑、PID 控制和误差分析等综合实验，也可推广至瞬态发光、光电材料响应和微弱脉冲光检测等教学科研场景。模块化结构使各实验内容既能独立开展，也能组合为完整的光电测量与控制实验。

目前已完成系统原理设计、连续功率与多波长测量、闭环控制验证、四通道光纤延时组件搭建、YAG:Ce 等效瞬态测量、FPGA 基础工程实现以及阈值触发与峰值提取逻辑仿真。现有结果能够验证功率测量、反馈控制、通道归一化、时间定位和数字事件检测功能；真实脉冲激光绝对峰值功率标定、与标准高速仪器的并行比对以及温度和振动条件下的长期延时稳定性测试仍需继续完善。

2 运行原理

2.1 S5973 光电探测与跨阻转换原理

- **High-speed response**
  S5971 : 100 MHz (VR=10 V)
  S5972 : 500 MHz (VR=10 V)
  S5973 series: 1 GHz (VR=3.3 V)
- **Low price**
- **High sensitivity**
  S5973-02: 0.3 A/W, QE=91 % (λ=410 nm)
- **High reliability**
- **Optical fiber communications**
- **High-speed photometry**
- **Violet laser detection (S5973-02)**

Structure / Absolute maximum ratings

Type no.	Dimensional outline/ Window material*1	Package (mm)	Photosensitive area size (mm)	Effective photosensitive area (mm²)	Absolute maximum ratings			
					Reverse voltage VR Max. (V)	Power dissipation P (mW)	Operating temperature Topr (°C)	Storage temperature Tstg (°C)
S5971	①/K	TO-18	ϕ1.2	1.1	20	50	-40 to +100	-55 to +125
S5972			ϕ0.8	0.5				
S5973			ϕ0.4	0.12				
S5973-01	②/L							
S5973-02	③/K							

Note: Exceeding the absolute maximum ratings even momentarily may cause a drop in product quality. Always be sure to use the product within the absolute maximum ratings.

图 2 Hamamatsu S5973 高速硅 PIN 光电探测器

本系统使用 Hamamatsu S5973 高速硅 PIN 光电探测器。入射光在耗尽区产生与光功率相关的光生电流，再由跨阻放大器转换为电压。连续功率支路关注线性度和稳定性，瞬态支路则同时受探测器、TIA、高速 ADC 和时钟系统的联合带宽限制。

2.1.1 S5973 高速光电探测器

S5973 属于可见光至近红外高速硅 PIN 光电二极管，数据手册给出的光谱响应范围约为 320-1000 nm。在 3.3 V 反向偏置、830 nm 入射光和 50 Ω 负载等规定条件下，其典型截止频率可达 1 GHz；该数值用于说明器件本身具备高速响应能力，并不代表整机带宽。YAG:Ce 的 530-560 nm 发射带位于其响应范围内，实际功率计算仍采用对应波长的响应度或整机标定系数。

$$I_{ph} = R(\lambda)\, P_{in} \tag{1}$$

式中，Iph 为光生电流，Pin 为入射光功率，R( ) 为探测器在波长　处的响应度。S5973 在高速工作时采用适当反向偏置，暗电流、结电容和偏置噪声均通过零点校准与系统标定计入。

2.1.2 跨阻转换与带宽约束

S5973 输出的微弱光电流由跨阻放大器转换为电压。反馈电阻 RF 决定低频转换增益，反馈电容 CF 用于改善稳定性；实际带宽还受探测器结电容、运算放大器增益带宽积、PCB 寄生参数和后级负载影响。图 3 给出了 TIA 基本电路。

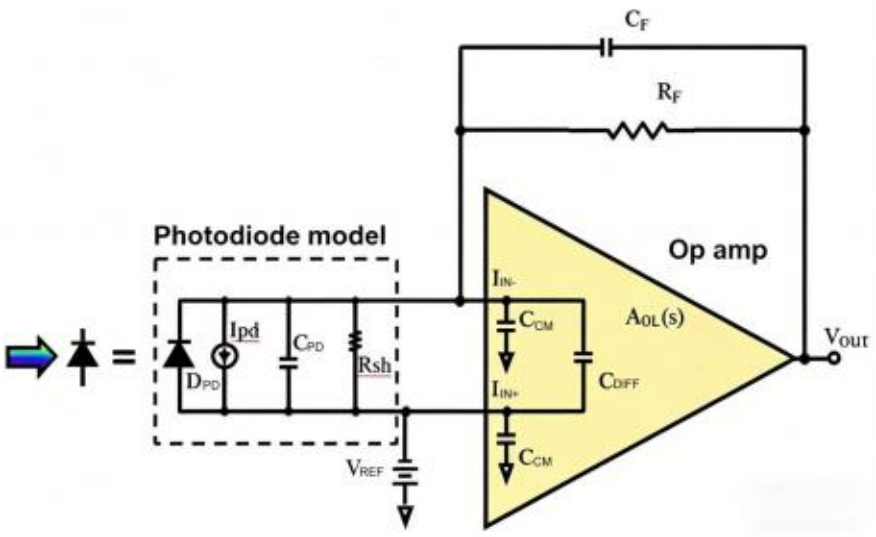


图 3 跨阻放大器基本电路

在前端处于线性工作区且忽略零点偏移时，跨阻输出与光生电流近似满足：

$$V_{out} = -I_{ph} R_F \tag{2}$$

结合式（1），入射光功率可由下式反演：

$$P_{in} = -\frac{V_{out}}{R(\lambda) R_F} \tag{3}$$

实际测量时使用遮光零点、标准光功率点和波长响应曲线建立整机换算系数，并检查峰值输入是否使 S5973、TIA 或 ADC 饱和。

因此，S5973 的高速指标只提供器件余量。系统对脉冲波形的实际分辨能力应由完整探测链路的实测阶跃响应、噪声和线性范围共同评价。

2.2 光谱仪工作原理

光谱仪在本系统中作为辅助模块，用于读取激光峰值波长和半高全宽，并向功率计算提供波长信息。其工作过程可概括为狭缝入射、准直、光栅色散、聚焦和阵列探测，本文不再展开 CCD 内部电荷转移细节。

2.2.1 光栅分光与波长读取

入射光经狭缝和准直系统后照射衍射光栅，不同波长分量以不同角度出射并聚焦到阵列探测器的不同位置，由像素位置与波长的标定关系重建光谱。其结构如图 4 所示。

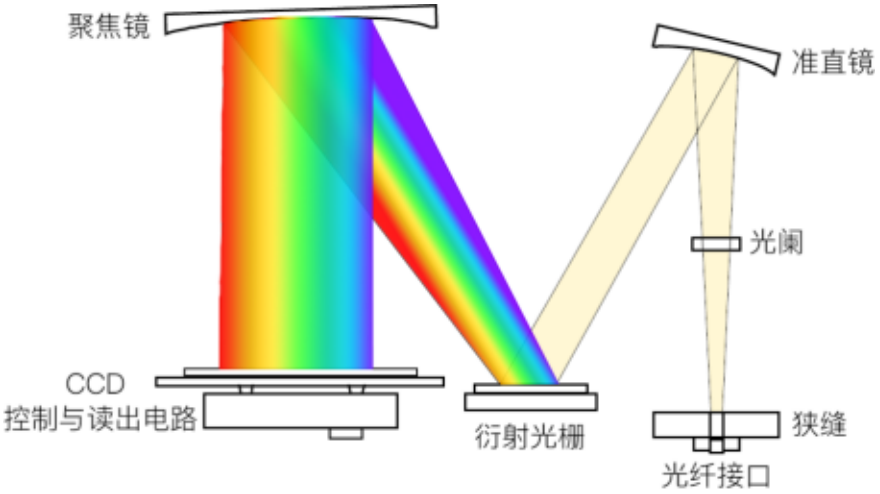


图 4 光栅光谱仪核心结构

光谱仪将峰值波长等结果送入控制单元，控制单元据此调用 S5973 的响应度曲线或整机标定数据进行功率补偿。瞬态测量时，光谱仪不参与高速采样，只提供光谱范围和响应度校正依据。

2.3 系统工作原理

2.3.1 光路分配与信号采集

激光进入测量装置后由分束镜分光：约 50% 光功率进入 S5973 探测支路以保证信噪比，约 50% 进入光谱仪以避免其饱和。实际换算使用分束比标定系数，不仅依赖名义透反比。

S5973 产生的光电流经 TIA 转换为电压。连续功率支路由 STM32 的 ADC 完成功率计算、显示和 PID 控制；快速瞬态支路由高速 ADC 与 FPGA 完成触发采样、缓存和时间重构。光谱仪模块通过通信接口提供峰值波长，系统结合该波长处的响应度或标定系数修正功率结果。

2.3.2 波长补偿算法

光电二极管的光谱响应度 $R(\ )$ 随波长变化显著（如图 4所示），若忽略该特性，将导致不同波长激光测量结果的系统误差。本系统采用分段线性插值法实现波长补偿：

响应度数据表：在控制程序中保存覆盖实际测量波段的 S5973 响应度或整机标定数据；

实时插值计算：光谱仪返回当前激光波长 $meas$ 后，系统自动查询响应度表中相邻的两个标定点 i 和 i+1 ，通过线性插值计算实际响应度：

$$R(\lambda_{meas}) = R(\lambda_i) + [R(\lambda_{i+1}) - R(\lambda_i)] \frac{\lambda_{meas} - \lambda_i}{\lambda_{i+1} - \lambda_i} \tag{4}$$

功率反演：根据 TIA 输出电压 $VOUT$ 、反馈电阻 RF 和补偿后的响应度 $R(\ meas)$，计算激光功率：

$$P_{in} = \frac{V_{OUT}/R_F}{R(\lambda_{meas}) \times 0.9} \tag{5}$$

式中分光修正项采用装置实测透射比例，避免把分束镜名义参数直接作为绝对功率换算系数。

该算法实时性高（单次计算耗时 <1 ms），可在 500 ms 显示刷新周期内完成多次采样与平均，有效提升测量准确度。

2.3.3 激光源功率闭环控制

除功率测量外，本系统配置激光驱动功率反馈调节功能，构成完整的闭环控制系统。控制流程如下：

（1）功率设定与偏差计算

用户通过串口指令或上位机软件设定目标功率 $Ptarget$（如 40 mW），系统实时读取当前功率 $Pcurrent$ ，计算功率偏差：

$$e(t) = P_{target} - P_{current} \tag{6}$$

（2）PID 控制算法

采用经典的增量式 PID 控制器动态调节 PWM 占空比：

$$\Delta u(t) = K_p \Delta e(t) + K_i e(t) + K_d [e(t) - e(t-1)] \tag{7}$$

其中 Kp、Ki、Kd 为比例、积分、微分系数，通过实验标定获得（典型值：$Kp = 0.5$，$Ki = 0.1$ ，$Kd = 0.05$）。控制器输出 $u(t)$ 叠加到当前 PWM 占空比上，驱动激光器电源电路。

（3）PWM 驱动输出

STM32 通过 TIM3 定时器生成频率为 10 kHz 的 PWM 信号，占空比范围 0-100% 对应激光器输出功率 0-最大额定功率。PWM 信号经光耦隔离后驱动激光驱动板的电流调制端，实现功率的连续可调。

(4) 演示模式验证

为验证闭环控制性能，系统内置演示模式：通过串口发送"START" 指令后，系统模拟初始功率 20 mW、目标功率 40 mW 的阶跃响应过程。实际测试表明，系统响应时间约 12-15 秒，稳态误差 <2%，超调量 <5%，符合二阶欠阻尼系统特性。TFT 屏幕实时显示功率爬升曲线，可清晰观察到 PID 调节过程。

2.3.4 数据显示与通信接口

测量与控制数据通过双通道实时显示：

左侧栏 (LIVE 0.5 s)：显示即时采样值，包括当前波长（W:658.2 nm）、实时电压（V:0.665 V）、实时功率（P:20.15 mW），刷新周期 500 ms，用于观察快速波动；

右侧栏 (AVG 1.5 s)：显示 1.5 秒滑动平均值，包括平均波长、平均电压、平均功率，用于稳定读数。

2.4 四通道光纤延时与时间细分原理

不等距光纤模块把石英光纤作为时间平移元件。四个物理通道包括一路零延时直通参考通道和三路非零延时通道；各路接收同一瞬态光信号的副本，并以已知时间差到达探测器。

2.4.1 光纤延时的物理基础

忽略各通道共有的光路传播时间后，长度为 L 的石英光纤对应的传播延时为：

$$\delta = \frac{L n_g}{c}, \qquad L = \frac{c\delta}{n_g}$$

式中，n_g 为光纤群折射率，c 为真空光速。取石英光纤 n_g = 1.468，可得 c / n_g = 20.42 cm/ns，即 1 m 光纤产生约 4.90 ns 的传播时间。该换算关系用于确定各延时通道的名义光纤长度。

2.4.2 光学游标时间细分设计

高速采集支路的单通道采样间隔设为 $\Delta t = 10$ ns。参考光纤尺的游标思想，将一个采样间隔划分为 $N = 4$ 个相位位置，因此相邻相位的设计错位为：

$$\frac{\Delta t}{N} = \frac{10\,ns}{4} = 2.5\,ns$$

为使四个信号片段在记录时间轴上便于识别，定位间隔取约 50 ns；同时引入 2.5 ns 的相位错位。三路非零通道采用逐级减少 2.5 ns 的设计关系：

$$\delta_k = k\left(S - \frac{\Delta t}{N}\right) = 47.5k\,ns, \qquad k = 1, 2, 3$$

连同 $0 = 0$ 的直通通道，四路名义延时为 0、47.5、95.0 和 142.5 ns，相对于 10 ns 采样周期的余数相位分别为 0、7.5、5.0 和 2.5 ns。按时间先后排序后对应 0、2.5、5.0、7.5 ns 四个等效相位；名义光纤长度为 0、9.70、19.40 和 29.10 m。

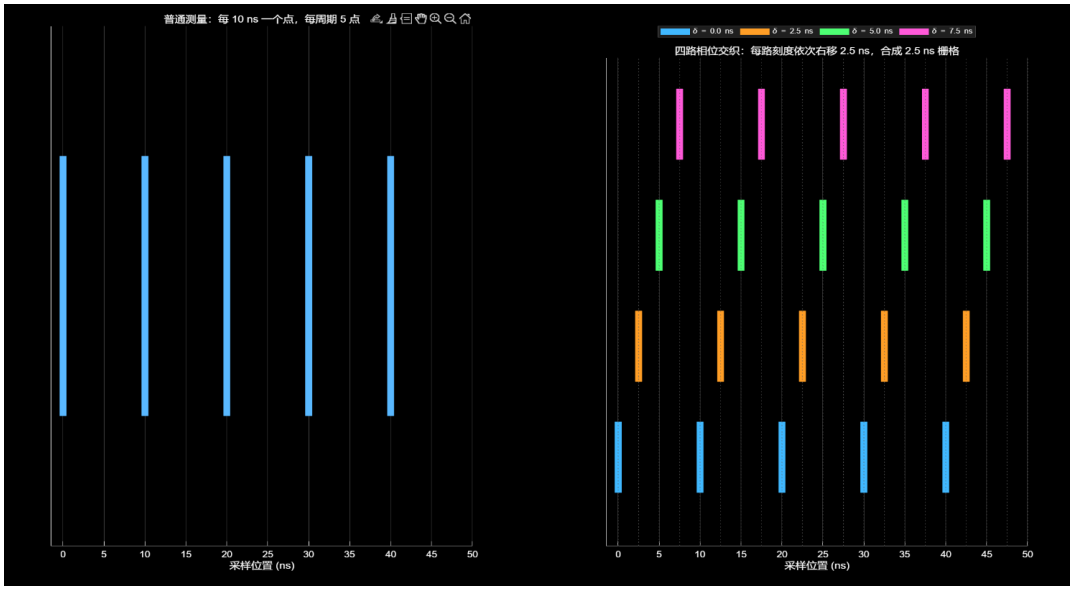


图 5 四通道光纤延时与等效时间细分示意图

记录窗口需覆盖四个延时片段及其主要衰减区间。结合本次仪器实测数据，记录范围覆盖约 0-200 ns，具体窗口由待测瞬态持续时间和通道间可分辨程度确定。

2.4.3 延时标定与时间轴重构

四路合束后，探测链路记录到错位展开的信号片段。延时的整数部分用于在记录时间轴上区分各段，2.5 ns 的小数相位错位用于补充主采样点之间的时间信息。数据处理包括延时标定、通道分段、幅度归一化、时间归位和交错重排。

标定时以直通通道为零点测得另外三路的实测延时。重构时，第 k 路记录时间 t 按 u = t - k 折算为相对时间，再应用通道归一化系数并按四个相位位置合并，形成 2.5 ns 等效时间网格。

该方法提高的是离散时间点的密度，不能替代 S5973、TIA 和 ADC 的实际模拟带宽。其有效性依赖稳定触发、准确的延时标定、通道增益校正以及各延时片段能够被可靠识别。

3　实验仪器与实验装置

3.1　激光功率检测与闭环控制系统总体结构

针对传统激光功率检测设备功能单一、测量过程封闭以及难以实现实时调控的问题，本实验设计并搭建了一套集**激光功率检测、光谱分析、数据采集以及反馈控制**于一体的开放式实验装置。

实验系统主要由半导体激光器、S5973 光电探测与 TIA 模块、光谱测量模块、STM32 控制模块、激光驱动模块、四通道光纤延时模块、高速 ADC 和 FPGA 数据处理模块组成。

系统整体结构如图 6 所示。

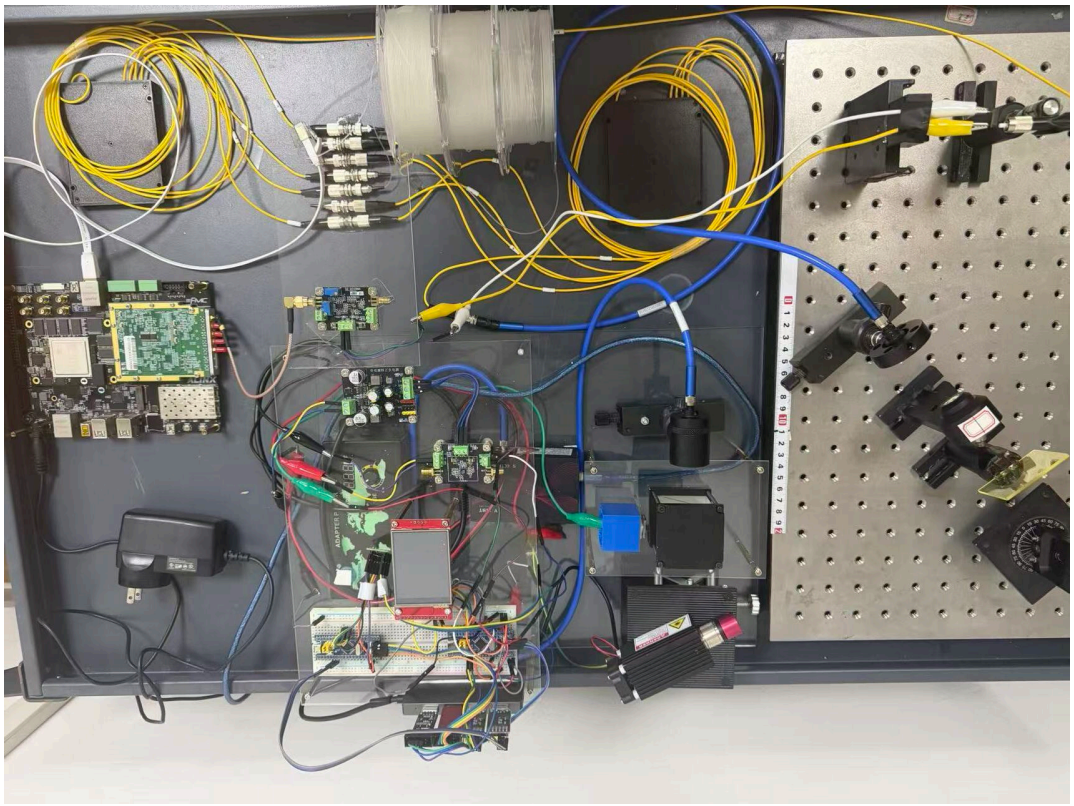


图 6 系统整体架构实物图

整个系统的工作过程可分为两个部分：

在功率检测环节中，S5973 将激光功率转换为光电流，TIA 将其转换为电压，STM32 完成慢速采样、功率计算和显示。

在控制环节中，STM32 根据实测功率与设定值之间的偏差调节激光驱动模块，承担 PID 恒功率控制任务。

调节。

在瞬态测量环节中，同一光信号经四通道光纤延时后由高速 ADC 采样，FPGA 完成触发同步、数据缓存、通道切分、增益归一化和时间轴重构。

系统最终形成：

激光输出 → 光电检测 → 数据处理 → 反馈控制 → 激光调节

的闭环结构。

该设计将激光功率测量与主动控制结合，形成兼具检测和反馈调节能力的智能化光电实验平台。

3.2 激光发射模块

实验采用半导体激光器作为被测光源。

半导体激光器具有体积小、响应速度快、效率高以及便于电流调制等特点，被广泛应用于激光通信、精密测量以及工业加工领域。

实际应用过程中，激光器输出功率受到多个因素影响，包括：

（1）驱动电流变化；

（2）工作温度变化；

（3）器件长期使用造成的性能衰减；

（4）光学传输过程中的损耗。

因此，实际激光输出功率并不是固定值，而需要通过实时检测获得 $Preal$ ，并根据检测结果进行调整。

本实验利用半导体激光器电流调节特性，将激光驱动作为控制对象，通过改变驱动输入实现输出功率调节，为后续闭环控制提供执行基础。

3.3 光电探测与跨阻放大模块

3.3.1 S5973 光电探测模块

光电探测模块采用 Hamamatsu S5973 高速硅 PIN 光电二极管。该器件覆盖可见光至近红外波段，能够响应连续激光以及 YAG:Ce 在 530-560 nm 范围内的荧光信号。

探测器输出光电流与入射功率的基本关系为：

$$I_{ph} = R(\lambda)P \tag{8}$$

由于 R( ) 随波长变化，连续激光功率测量使用光谱仪读数进行补偿；荧光瞬态实验则以归一化幅值评价时间响应，不将其直接解释为脉冲激光的绝对峰值功率。

3.3.2 TIA 信号调理模块

由于光电探测器输出电流通常较小，直接输入单片机 ADC 会导致信号分辨率不足，因此实验设计跨阻放大器（Trans-Impedance Amplifier ，TIA）作为前端信号调理电路。

TIA 的主要功能是完成：

电流信号 → 电压信号

其输出关系为：

$$V_{out} = I_{ph} R_f \tag{9}$$

其中：

- Rf 为反馈电阻；
- $Vout$ 为 TIA 输出电压。

通过合理选择反馈电阻，可以调节系统增益，使不同功率范围内的输出电压均处于 STM32 ADC 有效采样范围内。

在实际实验过程中，TIA 模块不仅需要考虑理论增益，同时还受到：

- 运算放大器输入噪声；
- 反馈电阻温漂；
- 暗电流偏置；
- 电源波动；

等因素影响。

因此，在正式测量前，需要对 TIA 模块进行输入输出关系标定，获得实际转换系数。

3.4 光谱测量与波长辅助校正模块

光谱仪作为辅助设备读取激光峰值波长和半高全宽，不参与 FPGA 高速采样。其主要作用是为 S5973 的波长响应补偿提供输入。

入射光经光栅分光和阵列探测后形成波长-强度曲线，控制单元读取峰值波长并调用相应响应度或标定系数。

该模块用于光谱测量，并通过波长辅助校正降低不同激光波长给功率换算带来的系统偏差。

由于探测器响应度满足：

$$R = R(\lambda) \tag{10}$$

因此系统根据光谱仪测得的实际波长，对光电探测结果进行修正，使：

$$P = f(V, \lambda) \tag{11}$$

提高不同波长条件下功率测量的一致性。



图 7 光谱测量模块结构示意图

3.5 嵌入式数据采集与闭环控制模块

实验采用 STM32 微控制器作为系统核心控制单元。

其主要功能包括：

（1）ADC 采集 TIA 输出电压；

（2）根据标定关系计算激光功率；

（3）完成控制算法计算；

（4）输出控制信号调节激光驱动。

系统首先根据检测得到的功率值 $Preal$ 与设定目标 $Pset$ 计算误差：

$$e(t) = P_{set} - P_{real} \tag{12}$$

随后控制模块根据误差信号调整输出，使实际功率逐渐趋近目标值。

闭环控制过程如下：

目标功率 → 误差计算 → 控制输出 → 激光驱动 → 光电检测 → 反馈修正

该结构能够有效降低由于激光器自身漂移以及环境变化造成的输出波动，提高系统稳定性。

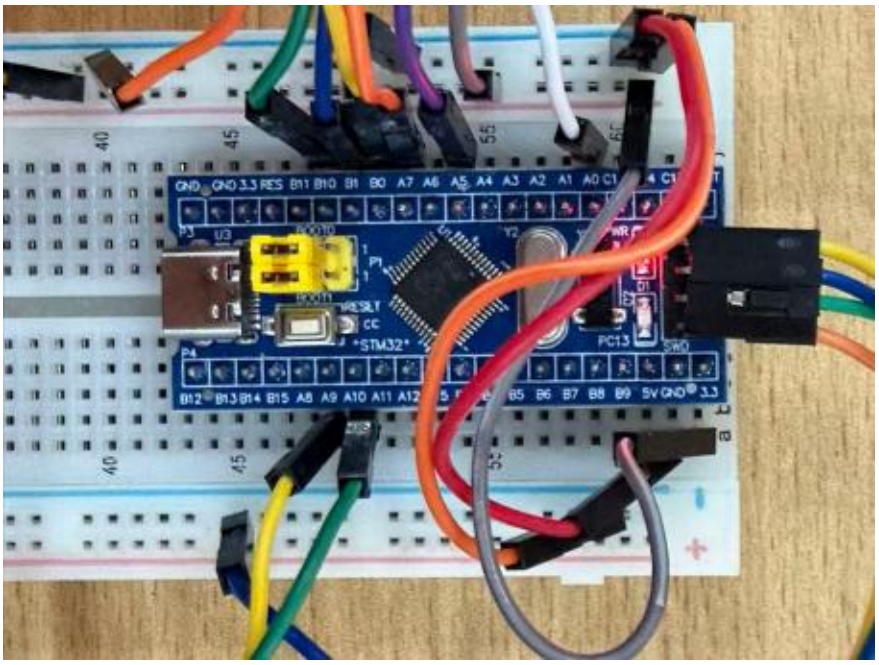


图 8 STM32 嵌入式控制系统框图

3.6　四通道不等距光纤延时与 FPGA 高速采样模块

光纤延时模块由 1×4 分光组件、一路直通参考光路、三路不同长度的石英光纤、合束组件、S5973、TIA、高速 ADC 和 FPGA 组成。同一瞬态光信号被分成四个副本，各副本以不同传播延时到达探测链路。

四通道名义延时为 0、47.5、95.0 和 142.5 ns，对应名义光纤长度约为 0、9.70、19.40 和 29.10 m。通道间的分光比、耦合效率和光纤损耗并不完全一致，因此重构时采用实测峰位和通道归一化系数，而不是仅使用理论长度。

FPGA 高速采样支路完成统一触发、ADC 数据缓存、四段波形识别、延时表查找、幅度归一化和时间归位。STM32 支路承担连续功率计算、显示通信和 PID 闭环控制，两条支路按照不同时间尺度处理同一光电前端输出。

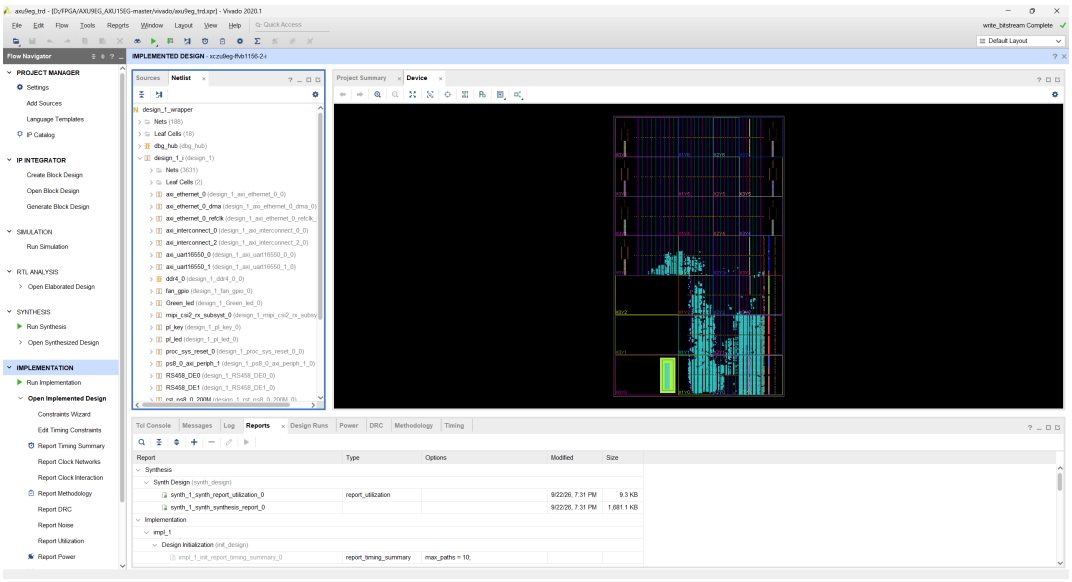


图 9 FPGA 高速采样平台工程实现界面

图 9 表明 FPGA 基础工程已经完成综合、实现和比特流生成。该界面用于说明数字平台具备部署条件，实际瞬态测量性能仍以高速 ADC 数据和四通道归一化实测曲线为依据。

3.6.1 阈值触发与峰值提取逻辑

为实现高速光电信号的实时特征提取，FPGA 内部设计了阈值触发检测模块。模块以 ADC 采样时钟为工作时钟，设计时钟频率为 250 MHz，对应 4 ns 的逻辑处理周期。每个时钟周期将 16 位采样码 sample_in 与设定阈值比较；当采样值由低于阈值转换为高于阈值时，输出持续一个时钟周期的触发标志 hit，并锁存事件时间戳 timestamp。在脉冲持续期间，峰值寄存器 peak_value 随采样码更新，用于记录该次事件的最大幅值。

该逻辑在数据进入后续缓存和时间重构前完成事件筛选、到达时刻记录与峰值提取，可减少无效数据传输并为脉冲计数、时间间隔测量和幅值分析提供数字特征。250 MHz 为本模块的设计与 RTL 行为仿真时钟，不直接等同于整机 ADC 的实测采样率或模拟前端带宽。

3.7 YAG:Ce 等效瞬态光源

实验采用商用白光 LED 用 Y Al O :Ce（YAG:Ce）荧光粉构造等效瞬态光信号。该材料可由 450-470 nm 蓝光激发，主要发射位于 530-560 nm，标称衰减时间约为 52.8 ns。

连续蓝光激发稳定后快速关断光源，记录荧光随时间衰减的过程。YAG:Ce 仅用于验证探测器响应、光纤延时、高速采样和波形重构，不作为本项目的主要研究对象，也不替代真实脉冲激光的绝对功率校准。

3.8 系统集成与研制过程

系统按功能配置为光电探测与模拟前端、连续功率采集与控制、四通道光纤延时、高速 ADC 与 FPGA 处理、YAG:Ce 等效瞬态验证五个部分。S5973 与 TIA 完成光电转换；STM32 完成功率计算、波长响应补偿和 PID 闭环控制；光纤延时与 FPGA 支路完成多通道延时、幅度归一化、时间重构以及阈值触发、时间戳和峰值提取。

研制工作按功能验证顺序分为三个阶段：第一阶段完成 S5973、TIA、连续功率采集和 PID 闭环控制，建立稳定可监测的激发条件；第二阶段完成四通道光纤时间编码、通道延时与幅度标定，并利用 YAG:Ce 荧光关断衰减信号验证瞬态采集和时间归位；第三阶段完成高速 ADC 与 FPGA 基础工程、阈值触发、时间戳和峰值提取逻辑，并通过合成 ADC 激励进行 RTL 行为仿真。

研制过程覆盖光路与机械搭建、探测器和前端电路、嵌入式控制、FPGA 逻辑、数据处理、误差分析及文档展示等工作，各阶段均形成可检查的装置、程序、数据或图表成果。

4 实验过程

4.1 实验系统搭建与调试

首先根据系统设计方案完成实验装置搭建。

硬件连接包括：

- 激光器与驱动模块连接；
- S5973 光电探测器与 TIA 模块连接；
- TIA 输出分别接入 STM32 采集支路和高速 ADC/FPGA 支路；
- **四通道光纤延时组件接入瞬态测量光路；**
- 光谱仪连接计算机完成数据读取。

完成硬件连接后，对各模块进行独立调试。

完成各模块独立调试后，分别检查连续功率采集、PID 控制、高速 ADC 触发和 FPGA 数据缓存是否正常。

4.2 TIA 转换关系标定实验

为了建立光电信号与采集电压之间的关系，需要首先对 TIA 模块进行标定。

实验过程中改变输入光电流大小，并记录对应输出电压。

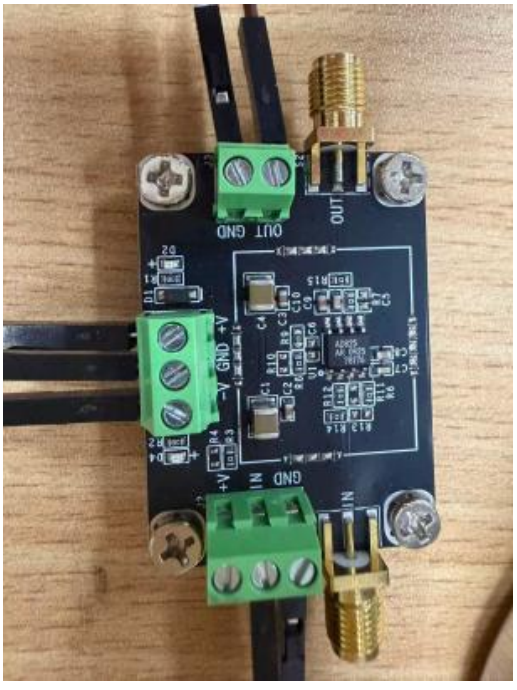


图 10 TIA 标定实验装置图

利用实验数据进行线性拟合：

$$V_{out} = KI_{ph} + b \tag{13}$$

其中：

- K 为系统转换增益；
- b 为零点偏移。

通过拟合结果确定实际放大倍数，为后续功率计算提供依据。

4.3 激光光谱测量实验

利用光谱仪采集不同条件下激光输出光谱。

实验主要记录：

- 峰值波长；
- 光谱强度分布；
- 半峰全宽。

根据测得波长信息，结合探测器响应度曲线，对功率计算结果进行修正。

4.4 激光功率测量实验

完成系统标定后，对激光输出功率进行测量。

实验过程中改变激光器工作状态，记录：

- TIA 输出电压；
- ADC 采样值；
- 计算得到的激光功率。

根据：

$$P = \frac{V_{out}}{KR(\lambda)} \tag{14}$$

获得实际输出功率，并进一步进行误差分析。

4.5 激光功率闭环控制实验

在开环测量基础上，引入反馈控制。

系统实时检测激光功率，并与目标值比较，根据误差调整激光驱动参数。实验分别记录开环和闭环状态下：

- 功率变化曲线；
- 稳态波动范围；
- 调节时间。

通过实验结果分析闭环控制对于提高激光输出稳定性的作用。

4.6 四通道延时标定与 YAG:Ce 瞬态测量实验

（1）延时标定

使用上升沿足够快的参考信号依次标定四个通道，以直通通道为时间零点，测得另外三路的实际延时。名义延时为 47.5、95.0 和 142.5 ns，数据重构使用实测峰位差。

（2）通道幅度标定

在相同输入条件下测量四路幅值差异，获得各通道归一化系数。该处理用于补偿分光、耦合和光纤损耗，防止把通道增益差异误认为光信号的时间变化。

（3）瞬态信号构造与采集

采用 450-470 nm 蓝光激发 YAG:Ce 荧光粉，待发光稳定后快速关断激发光，以约 52.8 ns 的衰减过程作为等效瞬态信号。高速采集单元按 10 ns 间隔记录覆盖四个延时片段的数据，并保持统一触发基准。

（4）分段归位与交错重排

按实测延时将记录数据分为四段，并执行时间归位与幅度归一化。四路延时对应的余数相位为 0、7.5、5.0 和 2.5 ns，按时间先后排序后形成 0、2.5、5.0、7.5 ns 的等效相位序列。

（5）分辨能力比较与不确定度评价

将一路直通测量与四通道延时测量的归一化数据进行比较，重点评价有效采样点数量、衰减趋势、通道间重复性和时间归位结果。归一化曲线用于证明动态采集与重构功能，不用于给出未经脉冲标准源校准的绝对峰值功率精度。

（6）FPGA 脉冲事件检测逻辑仿真

采用 RTL 行为仿真验证阈值触发与峰值提取功能。仿真时钟设为 250 MHz，阈值设为 100，构造两组合成 ADC 激励：第一组采样码由 0 上升至 120，并进一步达到峰值 160；第二组脉冲峰值为 130。检查 hit 脉宽、timestamp 锁存值和 peak_value 跟踪结果。

5　实验结果与误差分析

5.1　TIA 模块电流-电压转换特性分析

在激光功率测量过程中，光电探测器输出的是与入射光强相关的微弱电流信号，而单片机 ADC 只能直接采集电压信号。因此，TIA 模块的转换性能会直接影响后续功率计算结果。

根据跨阻放大电路工作原理，输出电压与输入光电流之间满足：

$$V_{out} = I_{ph} R_f \tag{15}$$

其中，*Iph* 为光电探测器输出电流，*Rf* 为反馈电阻。

理论上，在反馈电阻保持不变时，TIA 输出电压应与输入电流保持线性关系。因此，实验首先对 TIA 模块进行输入电流-输出电压标定，验证其转换关系。

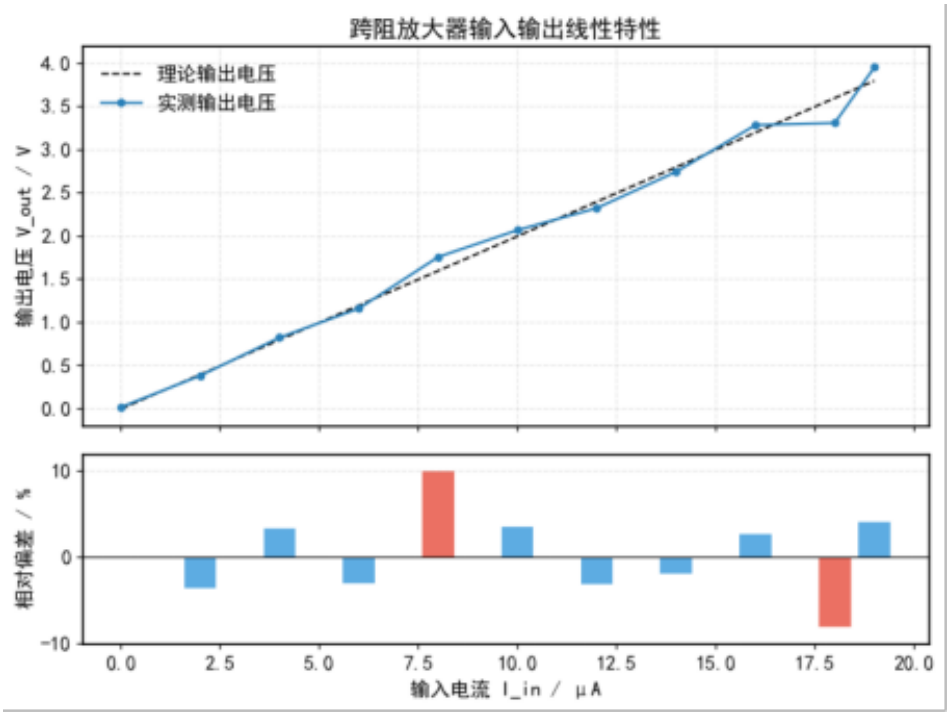


图 11 TIA 输入电流与输出电压标定曲线

表 1 TIA 标定数据

输入电流（A）	理论输出（V）	实际输出（V）	相对偏差（%）
0	0	0.008	—
2	0.4	0.392	-2.0

输入电流（A）	理论输出（V）	实际输出（V）	相对偏差（%）
4	0.8	0.816	2.0
6	1.2	1.224	2.0
8	1.6	1.760	10.0
10	2.0	2.080	4.0
12	2.4	2.352	-2.0
14	2.8	2.716	-3.0
16	3.2	3.040	-5.0
18	3.6	3.312	-8.0
19	3.8	3.420	-10.0

由实验结果可知，随着输入电流增加，TIA 输出电压整体呈增加趋势，符合跨阻放大器基本工作规律。

为了定量分析实际输出与理论值之间的差异，引入相对偏差：

$$\delta = \frac{V_{real} - V_{theory}}{V_{theory}} \times 100\% \tag{16}$$

实验结果显示，在 0 19 A 范围内，大部分测量点偏差较小，说明 TIA 模块能够满足光电信号转换需求。

但在部分较大电流输入区域，输出电压偏离理论值较明显。例如：

当输入电流为 8 A 时：

理论输出：$Vtheory = 1.6$ V

实际测量：$Vreal = 1.76$ V

相对偏差： $= 10\%$

当输入电流为 18 A 时：

理论输出：$Vtheory = 3.6$ V

实际输出：$Vreal = 3.312$ V

相对偏差： $= _8\%$

产生偏差的原因主要包括：

（1）运算放大器存在输入失调电压；

（2）反馈电阻存在实际阻值误差；

（3）高输入电流情况下，输出电压接近运算放大器输出范围，线性受到影响；

（4）实验过程中存在电源噪声和测量误差。

因此，在后续激光功率测量实验中，应保证 TIA 工作在合理输入范围内，以减小非线性误差。

5.2 不同波长激光功率测量分析

完成 TIA 转换关系标定后，利用该检测链路对不同波长激光进行功率测量。

由于光电探测器的响应度与波长有关：

$$R(\lambda) = \frac{I_{ph}}{P} \tag{17}$$

即相同功率的不同波长激光可能产生不同大小的光电流，因此实验中分别选取 430 nm、517 nm 以及 641 nm 三种波长进行测试，并结合响应度曲线进行修正。

5.2.1 430 nm 激光功率测量

430 nm 激光 10 次测量结果如下：

表 2 430 nm 激光功率测量数据

次数	测量值（mW）	次数	测量值（mW）
1	9.82	6	9.86
2	9.87	7	9.84
3	9.85	8	9.82
4	9.84	9	9.88
5	9.86	10	9.85

测量平均值：

$$\bar{P} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} P_i = 9.848\,mW \tag{18}$$

与参考值 9.87 mW 相比：

$$\Delta P = -0.022\,mW \tag{19}$$

测量结果表明，430 nm 激光输出功率测量值主要分布在参考值附近，重复性较好。

5.2.2 517 nm 激光功率测量

517 nm 激光平均测量值:

$$P = 10.329\,mW \tag{20}$$

参考值: $P0 = 10.36$ mW

二者差值:

$$\Delta P = -0.031\,mW \tag{21}$$

相比 430 nm 和 641 nm ，517 nm 测试结果存在一定偏差。

其主要原因可能包括:

(1) 探测器在不同波长下响应度不同;

(2) 激光器本身输出存在一定波动;

(3) 光路调整过程中存在耦合误差。

因此，对于多波长激光测量，仅通过单一电压-功率转换关系会产生一定误差，需要结合响应度曲线进行修正。

5.2.3 641 nm 激光功率测量

641 nm 激光平均测量值:

$$P = 9.631\,mW \tag{22}$$

参考值: $P0 = 9.63$ mW

测量结果与参考值基本一致，说明系统对于红光波段具有较好的检测稳定性。

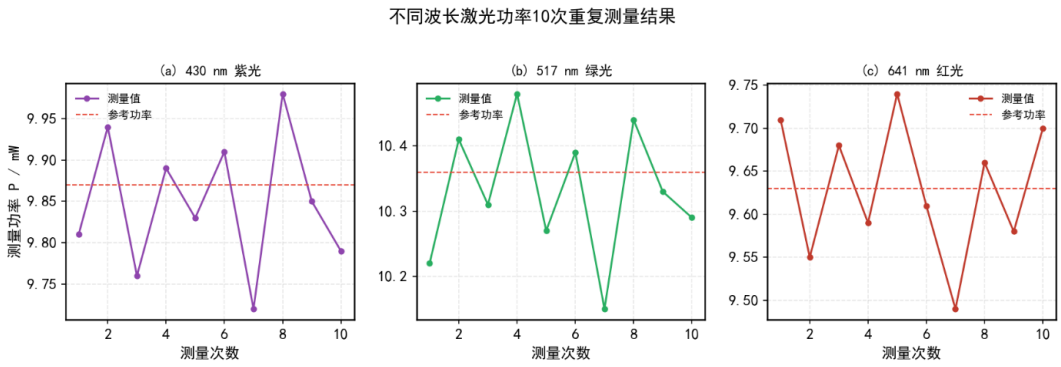


图 12 三种波长激光功率 10 次重复测量结果

综合三种波长实验结果可以看出，该测量系统能够完成不同波长激光功率检测，并且测量结果具有较好的重复性。

图 9 三种波长激光功率 10 次重复测量结果

5.3 功率测量不确定度分析

为了评价实验测量结果的可靠程度，根据物理实验数据处理方法，对测量结果进行不确定度分析。

实验测量误差主要包括：

- 重复测量产生的随机误差；
- 仪器分辨率导致的不确定度。

5.3.1 A 类不确定度

A 类不确定度由多次重复测量数据计算得到。

实验标准差：

$$s = \sqrt{\frac{\sum \left(P_i - \bar{P}\right)^2}{n-1}} \tag{23}$$

平均值标准不确定度：

$$u_A = \frac{s}{\sqrt{n}} \tag{24}$$

根据实验数据计算：

430 nm： $uA = 0.0260$ mW

517 nm： $uA = 0.0324$ mW

641 nm： $uA = 0.0252$ mW

结果表明，各波长测量过程中随机波动较小。

5.3.2 B 类不确定度

B 类不确定度主要来源于仪器分辨率和系统误差。

计算公式：

$$u_B = \frac{\Delta}{\sqrt{3}} \tag{25}$$

其中 为仪器最大允许误差。

根据实验条件取：

$$u_B = 0.0035\,mW \tag{26}$$

5.3.3 合成不确定度

由于 A 类和 B 类不确定度相互独立，因此：

$$u_c = \sqrt{u_A^2 + u_B^2} \tag{27}$$

计算结果：

表 3 各波长合成不确定度

波长	合成不确定度
430 nm	0.0262 mW
517 nm	0.0326 mW
641 nm	0.0255 mW

由结果可知，系统测量不确定度主要由重复测量过程中的随机误差决定，而仪器本身引入的不确定度相对较小。

5.4 激光功率闭环控制效果分析

为了验证闭环控制对于激光功率稳定性的影响，实验分别测试开环和闭环条件下 10 mW 目标功率输出情况。

5.4.1 开环状态分析

开环情况下，由于激光器自身波动以及环境因素影响，输出功率存在一定变化。

实验测量结果：

表 4 开环状态功率测量数据

时间（s）	功率（mW）	时间（s）	功率（mW）	时间（s）	功率（mW）
0	9.85	25	10.16	50	9.98

时间（s）	功率（mW）	时间（s）	功率（mW）	时间（s）	功率（mW）
5	9.88	30	10.42	55	9.86
10	9.94	35	10.58	60	9.72
15	10.06	40	10.62	65	9.68
20	10.14	45	10.28	70	9.62

平均输出功率：

$$\bar{P}_{open} = 10.047\,mW \tag{28}$$

最大变化范围：

$$\Delta P_{open} = P_{\max} - P_{\min} = 10.62 - 9.62 = 1.00\,mW \tag{29}$$

说明在无反馈情况下，激光输出存在较明显波动。

5.4.2 闭环状态分析

加入反馈控制后，系统根据实际检测功率调整驱动信号。

控制误差定义为：

$$e(t) = P_{set} - P_{real} \tag{30}$$

闭环输出数据如下：

表 5 闭环状态功率测量数据

时间（s）	功率（mW）	时间（s）	功率（mW）	时间（s）	功率（mW）
0	10.02	25	9.98	50	10.01
5	10.08	30	10.02	55	10.00
10	9.94	35	9.96	60	9.99
15	9.96	40	10.04	65	10.02
20	10.00	45	9.98	70	10.01

在调节初期，系统存在一定调整过程；随后输出功率逐渐稳定在目标值附近。

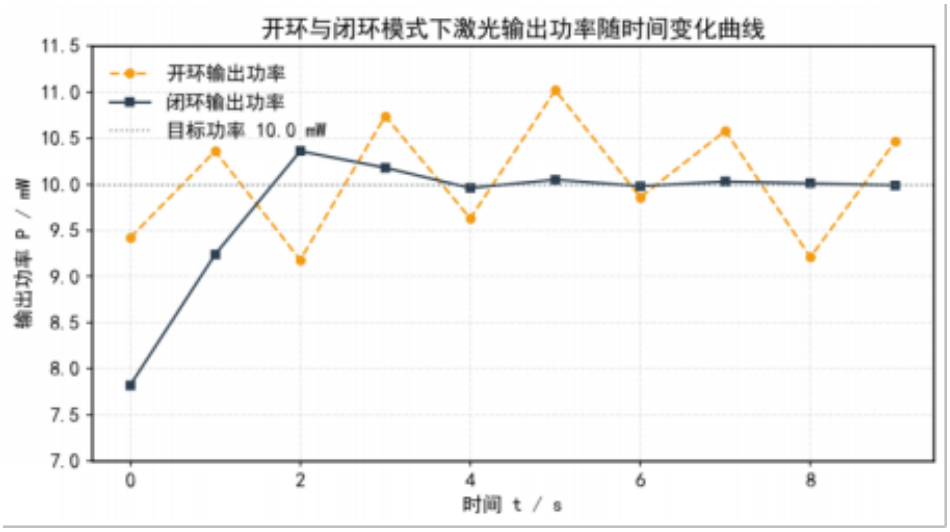


图 13 闭环控制功率时间响应曲线

稳定阶段：

平均功率：

$$\bar{P}_{close} = 10.01\,mW \tag{31}$$

波动范围：

$$\Delta P_{close} = 0.09\,mW \tag{32}$$

相比开环：

$$\frac{\Delta P_{open} - \Delta P_{close}}{\Delta P_{open}} \times 100\% = \frac{1.00 - 0.09}{1.00} \times 100\% = 91\% \tag{33}$$

功率波动降低约 91%。

实验结果说明，反馈控制能够有效降低激光输出功率波动，提高系统稳定性。

5.4.3 四通道光纤延时与瞬态重构结果

按照石英光纤群折射率的标称值和 10 ns 原始采样间隔进行设计，四通道名义参数如下。光纤长度用于前期设计，实际重构采用标定得到的延时和幅度系数。

表 6 四通道光纤延时设计参数

通道	结构与作用	设计延时（ns）	相位余数（ns）	光纤长度（m）
CH1	直通参考	0	0	0
CH2	延时光纤 1	47.5	7.5	9.70
CH3	延时光纤 2	95.0	5.0	19.40
CH4	延时光纤 3	142.5	2.5	29.10

四个相位经时间归位后构成 2.5 ns 等效采样网格，使同一衰减过程获得更密集的离散时间点。该结果属于等效时间细分，不等同于探测器、TIA 或 ADC 的模拟带宽直接提高；整机实际带宽仍由完整前端链路决定。

YAG:Ce 的标称衰减时间约为 52.8 ns，与四通道延时量和现有记录窗口处于同一时间尺度。本报告不再讨论缺少稳定证据支持的亚纳秒寿命分量，而以实测归一化波形的采样密度、重复性和衰减趋势评价重构效果。

瞬态测量支路的主要误差来源包括触发抖动、延时标定偏差、通道增益不一致、光纤损耗与色散、S5973 和 TIA 的有限响应、ADC 量化误差以及荧光源重复性。上述误差通过实测延时、逐通道归一化和多组重复采集进行控制；在缺少标准脉冲源的情况下，不给出过度精确的整机脉冲功率不确定度。

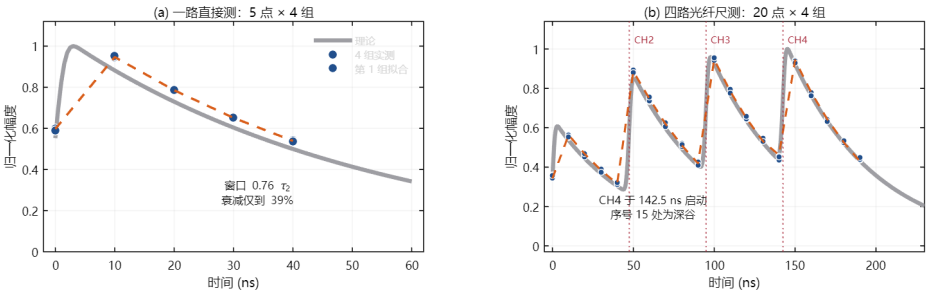


图 14 直通测量与四通道光纤延时测量的归一化实测数据对比

图 14 中蓝色数据点均来自仪器实测，四组重复数据按相同规则进行归一化处理，纵轴表示无量纲相对幅值。一路直通测量在单个衰减窗口内得到

个采样点。各延时段均呈现稳定的下降趋势，说明通道切分、幅度归一化和时间定位能够按设计工作；灰色曲线仅作为理论趋势参考。

5.4.4 蒙特卡洛重复测量分析

为进一步验证四通道光纤时间编码对瞬态时间参数估计稳定性的影响，采用蒙特卡洛方法进行重复测量仿真。分别对原始 10 ns 采样方案和四路光纤形成的 2.5 ns 等效采

样方案进行对比，并对快成分寿命 τ_1 和慢成分寿命 τ_2 的拟合结果进行统计分析。理论真值分别设置为 $\tau_1 = 0.60\,\mathrm{ns}$ 和 $\tau_2 = 52.80\,\mathrm{ns}$。

如图所示，原始 10 ns 采样条件下，τ_1 的重复拟合结果离散程度较大，部分结果明显偏离理论真值；引入四路光纤时间编码后，τ_1 的拟合结果主要集中在 0.60 ns 附近，重复测量的一致性得到改善。对于 τ_2，两种采样方式均能够获得接近理论值 52.80 ns 的拟合结果，但光纤时间编码方案下的结果整体分布更加集中。

因此，蒙特卡洛重复测量结果表明，四路光纤时间编码通过增加有效时间采样位置，提高了瞬态信号时间参数估计的稳定性，为后续的时间轴重构和寿命参数反演提供了更加稳定的数据基础。

对于 N 次重复测量得到的参数 τ_i，其均值和标准差分别为

$$\bar{\tau} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\tau_i, \tag{1}$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}(\tau_i - \bar{\tau})^2}. \tag{2}$$

其中，σ_τ 用于表征重复测量条件下时间参数估计结果的离散程度，其值越小，说明参数估计的重复性和稳定性越好。

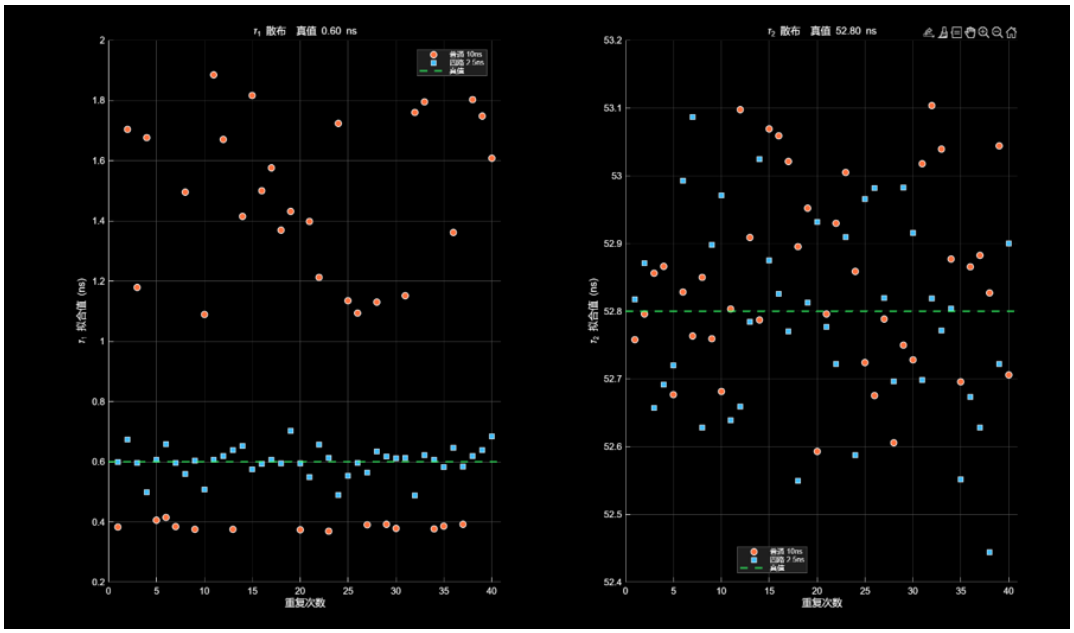


图 15 原始 10 ns 采样与四路光纤 2.5 ns 等效采样下 τ_1、τ_2 参数的蒙特卡洛重复测量结果

5.4.5 Fisher 信息矩阵分析及其对 τ_2 误差预算的修正

为进一步区分寿命参数 的统计方差与模型偏差，本节采用 Fisher 信息矩阵（FIM）对误差预算进行重新判别。原误差预算中若将“基线/交流耦合下垂”直接作为独立的 0.30% 系统误差，容易把参数相关导致的方差放大与模型偏差混为一谈。由于拟合模型已经包含 B +B ·t，基线项本身属于模型参数；因此，本分析重点判断其与 的参数相关是否会放大 的统计方差。

F = (1/ ²) [I(t ;)/][I(t ;)/]，Var(ˆ) [F ¹]

其中，计算条件取采样间隔 Δt=4 ns、记录窗口 400 ns（N=100）、SNR=50 dB、系统响应 =1.373 ns，四峰相邻幅度比约为 0.407，待估参数共 11 个，包括四路幅度、四路位置、 、B 和 B 。FIM 能描述参数相关导致的统计方差，但不能描述模型本身遗漏所造成的系统偏差。

表 7 Fisher 信息矩阵计算条件

参数	取值
采样间隔	$\Delta t = 4$ ns
记录窗口	400 ns，$N = 100$
信噪比	50 dB， /A = 0.3162%
系统响应	= 1.373 ns
四峰相邻幅度比	0.407
待估参数	11 个：4 幅度 + 4 位置 + + B + B

Fisher 计算结果表明：四峰共用 、且不加入基线参数时， 的统计下限约为 0.225%；将 B 与 B 纳入拟合后，结果约为 0.30%，增加量仅约 0.07 个百分点。由此可见，原误差预算中的 0.30% 并不是一个可独立消除的基线系统偏差，而主要体现了基线参数与 之间的统计相关放大。

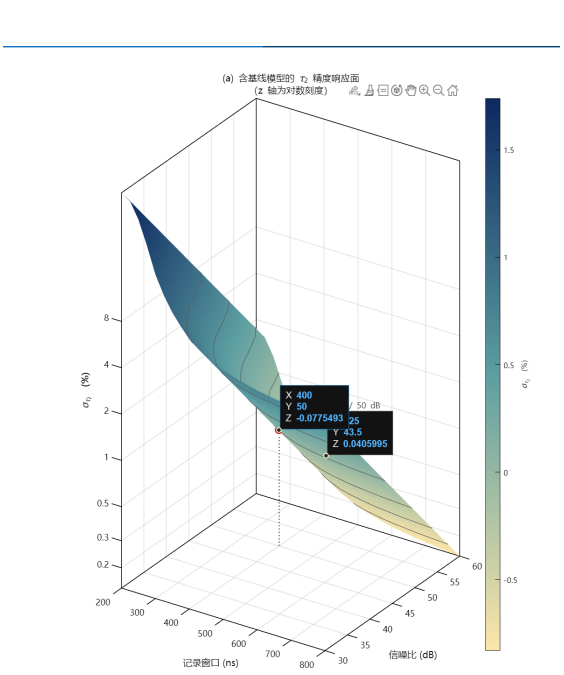


图 16 记录窗口与信噪比对 τ_2 精度下限的影响（Fisher 信息矩阵）

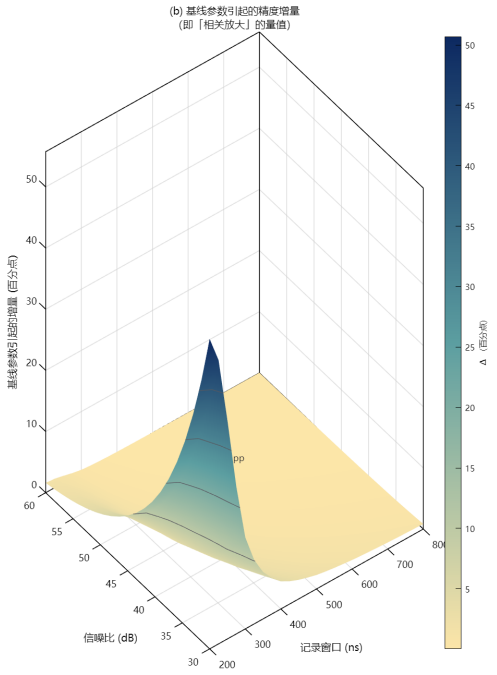


图 17 基线参数引起的 τ_2 精度增量（Fisher 信息矩阵）

图 16 表明，在给定模型和噪声条件下，增加记录窗口、提高信噪比均能够降低的统计方差；图 17 则显示，引入 B 、B 后的基线参数相关效应相对有限。因而，对于该类寿命参数估计，统计项与系统偏差应采用不同的改善路径。

表 8 误差预算修正结果

误差项	原归类	Fisher 分析后的归类
基线 / 交流耦合下垂	0.30%，系统	删除独立系统项；模型已包含 B +B
统计噪声	0.08%，随机	0.30%，随机；由参数相关导致方差放大
非线性（探测器 / 放大器 / ADC）	0.30%，系统	0.30%，系统；仍属于模型偏差
触发抖动与时基标定	0.10%，系统	0.10%，系统
暗电流	0.05%，系统	0.05%，系统
系统脉冲响应	0.034%，系统	0.034%，系统
ADC 量化	0.008%，随机	0.008%，随机
光纤部分（全部）	0.005%	0.005%

按修正后的归类重新合成， 的相对合成不确定度约为 0.44%，与原报告约 0.45% 的总量基本一致。变化主要体现在误差性质而非总量：主导项由“基线系统误差 + 非线性系统误差”调整为“统计噪声 + 非线性系统误差”。因此，统计噪声应通过延长测量时间、提高有效信号水平或适当增加记录窗口等方式降低；而非线性属于模型偏差，不能通过简单累加平均消除。

需要强调的是，上述 Fisher 分析针对的是 等参数的统计估计方差，不改变本报告对真实短脉冲绝对峰值功率尚需标准脉冲源校准与并排比对的结论。该分析与前述四通道延时标定、通道归一化及实测重构结果相互补充，为后续误差优化提供了定量依据。

5.4.6 FPGA 脉冲事件检测逻辑仿真结果

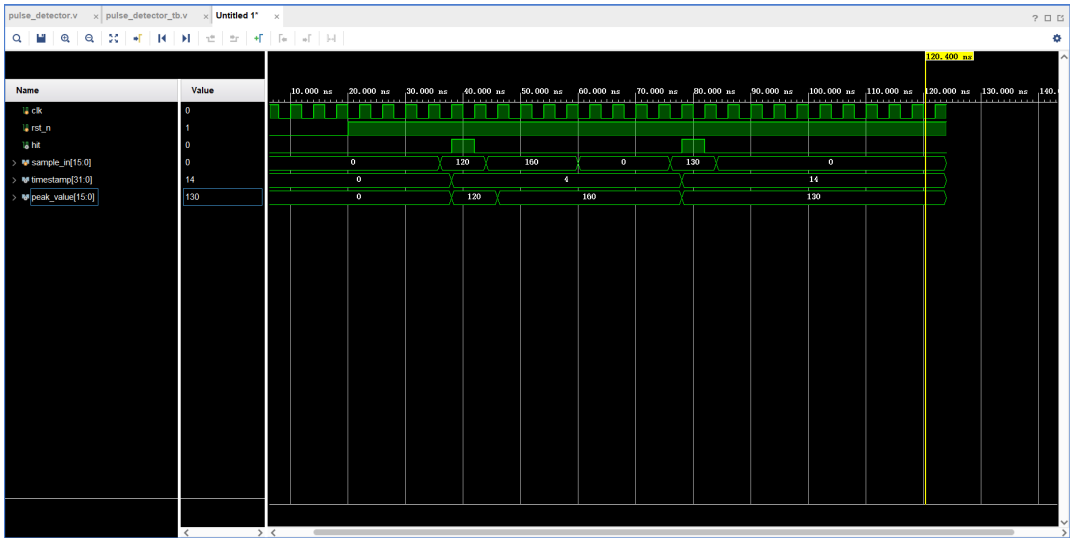


图 18 阈值触发与峰值提取模块 RTL 行为仿真结果（250 MHz 合成 ADC 激励）

图 18 中阈值设置为 100。两组采样码在阈值上穿时均产生一个时钟周期宽度的 hit 信号，timestamp 分别锁存为 4 和 14。两次事件相差 10 个采样周期；按 250 MHz 仿真时钟计算，事件时间间隔为 10×4 ns=40 ns。峰值寄存器先后跟踪到 160 和 130，与设定的两组脉冲峰值一致。

该结果验证了阈值上穿检测、单周期触发、时间戳记录和峰值跟踪逻辑的功能正确性。图中输入为合成 ADC 码值，验证对象是 FPGA 数字逻辑，不将该结果作为整机 250 MHz 实测采样率、模拟带宽或脉冲功率精度的证明；整机性能仍需结合高速 ADC、S5973、TIA 和标准脉冲光源进行硬件联调与标定。

5.5 本章小结与结论

本项目构建了集激光功率测量、光谱辅助校正、瞬态光信号测量与闭环控制于一体的测量系统。STM32 支路完成连续功率计算、数据显示、通信和 PID 恒功率控制，光

谱仪用于读取波长并修正 S5973 的波长响应。

连续测量部分完成了 TIA 输入输出标定、多波长激光功率测量、不确定度评定以及开环和闭环状态对比，验证了功率检测和反馈控制链路。

脉冲激光功率时间特性测量部分由一路直通和三路延时光纤组成的四通道光纤延时系统、高速 ADC 和 FPGA 数据处理平台构成。系统完成了延时标定、通道幅度归一化、分段采集和时间轴重构，并以 YAG:Ce 荧光关断衰减信号进行了等效瞬态验证。实测归一化数据表明，四通道方案能够在 10 ns 原始采样间隔下形成 2.5 ns 等效时间网格。FPGA 阈值触发与峰值提取模块完成了 250 MHz 时钟条件下的 RTL 行为仿真，验证了单周期触发、事件时间戳记录和峰值跟踪功能。同时，基于 Fisher 信息矩阵的分析进一步区分了统计相关放大与模型偏差，并将 的统计主导误差重新归类为约 0.30%，修正后总合成不确定度约为 0.44%。

参考文献

[1] 施飞宇, 张京会, 蔡亦华, 等. 无线激光功率计数据采集传输模块设计 [J]. 量子电子学报, 2024, 41(5): 752.

[2] 光栅光谱仪与光谱分析 [EB/OL]. 长沙理工大学物理实验中心, 2024.

[3] 光栅光谱仪实验讲义 [EB/OL]. 天津理工大学理学院物理实验中心, 2015.

[4] Samir Cherian. 跨阻放大器须知——第 1 部分 [EB/OL]. 中国电子技术应用网, 2016.

[5] 精密光电二极管传感器电路优化设计 [EB/OL]. Analog Devices, 2017.

[6] Nicolás V. del Valle, Ignacio E. Olivares. Simple Laser Power Meter as a Hands-on Project for Electro-optics Education[J]. The Physics Teacher, 2026, 64(4): 294-296.

[7] 潘孙强. 基于波长调制技术的光电探测电路研究 [D/OL]. 中国光学期刊网.

[8] 光功率检测电路研究进展 [J]. 光学期刊, 2023.

[9] Hamamatsu Photonics. Si PIN photodiodes S5971 S5972 S5973 series [Data sheet]. 2024.

[10] BRUSCHINI C, HOMULLE H, ANTOLOVIC I M, et al. Single-photon avalanche diode imagers in biophotonics: review and outlook[J]. Light: Science & Applications, 2019, 8: 87. DOI: 10.1038/s41377-019-0191-5.

[11] NETAEV A, SCHIERBAUM N, SEIDL K. Advantages and Limitations of Fluorescence Lifetime Measurements Using Single-Photon Avalanche Diode (SPAD) Array Detector: A Comprehensive Theoretical and Experimental Study[J]. Sensors, 2022, 22(10): 3822. DOI: 10.3390/s22103822.

[12] LIN Y, MOS P, ARDELEAN A, et al. Coupling a recurrent neural network to SPAD TCSPC systems for real-time fluorescence lifetime imaging[J]. Scientific Reports, 2024, 14: 3286. DOI: 10.1038/s41598-024-52966-9.

[13] SEMSAR PARAPARI E, SEMSAR PARAPARI E, KOOZEHKANANI Z D, et al. A 12.5 Gb/s 0.13- m CMOS inductorless transimpedance amplifier with 1 pF input capacitance for optical communications[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2023, 51(2): 866-879. DOI: 10.1002/cta.3427.

[14] ZHANG M, BALASHOV E. A 10 Gb/s Broadband Transimpedance Amplifier in 0.18 m CMOS Technology for Optical Communications[C]//2023 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). 2023: 34-37. DOI: 10.1109/EExPolytech58658.2023.10318778.

[15] LIU L, HE S, RUAN Y, et al. Fiber-Delay-Based Fluorescence-Raman Multifunctional Combined Detection System[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and

Measurement, 2025, 74: 1-10. DOI: 10.1109/TIM.2025.3568983.

[16] XU C, ZHENG S, CHEN X, et al. Photonic-assisted time-interleaved ADC based on optical delay line[J]. Journal of Optics, 2016, 18(1): 015704. DOI: 10.1088/2040-8978/18/1/015704.

[17] YANG R, VERCESI V, SEEDS A, et al. Photonic sampling of microwave signals with adjustable sampling frequencies using an optical frequency comb[J]. Optics Express, 2024, 32(17): 30898-30908. DOI: 10.1364/OE.532840.

[18] LAGARTO J L, CREDI C, VILLA F, et al. Multispectral Depth-Resolved Fluorescence Lifetime Spectroscopy Using SPAD Array Detectors and Fiber Probes[J]. Sensors, 2019, 19(12): 2678. DOI: 10.3390/s19122678.

[19] NGUYEN T D, CHEN Y I, NGUYEN A T, et al. Multiplexed imaging in live cells using pulsed interleaved excitation spectral FLIM[J]. Optics Express, 2024, 32(3): 3290-3307. DOI: 10.1364/OE.505667.

A 附录

A.1 附录一：主要器件清单

表 9 主要器件清单

器件名称	型号/规格	功能说明
硅 PIN 光电探测器	Hamamatsu S5973，光谱响应约 320-1000 nm	连续与快速瞬态光电转换
运算放大器	AD825	跨阻放大
反馈电阻	高精度可调金属膜电阻	决定 TIA 增益
STM32 单片机	STM32F103 系列	数据采集与处理
TFT 显示屏	SPI 接口	数据显示
光谱仪模块	成品微型光谱仪（博源 BIM-6002A 型）	波长读取
分束镜	1:1 透反比	光路功率分配
激光驱动板	支持 PWM 调制	激光功率输出调节
高速采样平台	高速 ADC 与 FPGA 开发平台	触发、缓存、通道分段与时间重构
光纤延时组件	1×4 分光；0、9.70、19.40、29.10 m	形成四路时间错位副本
等效瞬态光源	YAG:Ce，标称衰减时间约 52.8 ns	替代脉冲激光进行动态链路验证

A.2 附录二：关键参数说明

跨阻放大器增益：输出电压与光电流近似满足 Vout = -IinRF。反馈电阻根据目标功率范围、S5973 在相应波长处的响应度和 ADC 输入范围确定，最终换算采用整机标定结果。

TIA 补偿电容：输入端总电容 $CIN = CPD + CDIFF + CCM$ ，与 RF 共同引入极点。补偿电容 CF 取值需满足稳定性要求，典型值为 pF 级。

采样参数：STM32 内置 ADC 用于连续功率和闭环控制；高速 ADC 与 FPGA 支路采用 10 ns 原始采样间隔，四通道归位后形成 2.5 ns 等效时间网格。

A.3 附录三：系统校准方法

零点校准：遮挡光电探头光敏面，记录此时系统输出值作为暗电流偏置，后续测量值减去该偏置。

多点标定：使用已知功率的标准激光源（如经计量校准的商用功率计比对），在测量范围内选取多个功率点进行标定，通过线性拟合建立输出电压与实际功率的对应关系。

波长补偿：不同波长下光电二极管的响应度不同，需根据光谱仪读取的波长值查询该探测器在该波长下的响应度曲线，对功率计算结果进行修正。

闭环控制标定：

（1）**传递函数标定：**将系统输出 PWM 信号接入激光驱动板，设定目标功率为 20 mW、30 mW、40 mW 三个典型工作点；记录系统稳定后的实际功率值与 PWM 占空比，通过多组数据拟合建立占空比-功率传递函数；

（2）**PID 参数整定：**调整 PID 参数 Kp、Ki、Kd ，使阶跃响应满足以下指标：

- 超调量 $< 5\%$
- 调节时间 < 15 秒
- 稳态误差 $< 2\%$

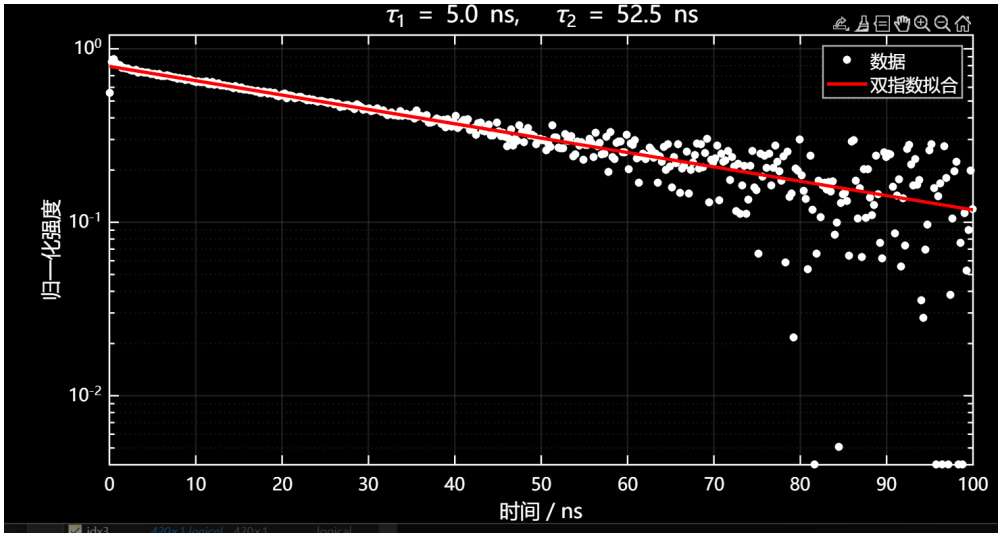
（3）**长期稳定性验证：**连续运行 30 分钟，记录功率漂移量应 $< \pm 1\%$；

（4）**演示模式验证：**通过串口发送 START 指令，观察 TFT 屏幕显示的功率从 20 mW 增长至 40 mW 的完整过程，验证 PID 控制算法的实时性与稳定性。

A.4 附录四: 四通道光纤延时关键参数

通道结构：一路直通参考和三路非零延时通道。名义延时为 0、47.5、95.0 和 142.5 ns，对应名义光纤长度为 0、9.70、19.40 和 29.10 m。

采样与重构：原始采样间隔为 10 ns，四路相位归位后形成 2.5 ns 等效时间网格。实际处理使用各通道实测延时和归一化系数，不将理论光纤长度直接作为最终校准值。



附图 A1 随附资料中的归一化衰减数据及拟合截图

图中双指数拟合参数为原截图标注值。由于该截图未附完整采集条件和拟合不确定度，仅作为衰减形态的补充记录，不用于确定本仪器的时间分辨率或脉冲功率精度。

A.5 参赛成员贡献说明

参赛成员的具体工作与可核验成果如下。姓名和分工应根据实际研制情况填写，同一成员负责多个模块时可合并说明。

表 10 参赛成员贡献填写表

成员	主要负责模块	具体工作与贡献	可核验成果
成员 1	光路设计与标定	完成分光、四通道光纤长度配置、合束与延时标定，整理光路参数和操作步骤。	光路装置、延时标定记录
成员 2	探测器与前端电路	完成 S5973 偏置、TIA 增益与稳定性设计，实施输入输出标定并分析前端误差。	电路原理图、标定数据
成员 3	FPGA 与数据采集	完成高速采样接口、阈值触发、时间戳、峰值提取和数据缓存逻辑的设计与仿真。	工程文件、RTL 仿真结果
成员 4	数据处理与误差分析	完成通道切分、幅度归一化、时间归位、曲线分析及测量不确定度整理。	处理程序、结果图表
成员 5	文档与展示	完成实验流程整理、报告撰写、图表校核、演示方案与答辩材料准备。	研究报告、演示材料