

文章编号: 1001-3806(2022)06-0802-06

激光目标回波模拟器能量标定装置研究

孟庆安,樊红英,薛亮平,蒋泽伟,张浩,王询
(西南技术物理研究所,成都 610041)

摘要: 为了解决激光目标回波模拟器输出脉冲激光能量无法现场标定的问题,采用模拟积分原理,通过光电探测组件参数优化设计和积分组件电路结构设计,建立了激光目标回波模拟器能量标定装置,并设计相应实验对标定装置的测量能力进行验证。结果表明,激光目标回波模拟器能量标定装置可实现对脉冲宽度为10ns~100ns脉冲激光能量值的准确测量,其能量测量范围为10fJ~1pJ,包含因子 $k=2$ 时,测量不确定度为13.8%。该研究可满足激光目标回波模拟器输出脉冲激光能量测量与标定的需求。

关键词: 测量与计量;飞焦激光;截止频率;积分窗口时间

中图分类号: TN247 **文献标志码:** A **doi:** 10.7510/jgjs.issn.1001-3806.2022.06.015

Research on energy calibration device of laser target echo simulator

MENG Qing'an, FAN Hongying, XUE Liangping, JIANG Zewei, ZHANG Hao, WANG Xun
(Southwest Institute of Technical Physics, Chengdu 610041, China)

Abstract: In order to solve the problem that the output pulse laser energy of the laser target echo simulator can not be calibrated in the field, the analog integral principle was adopted, the energy calibration device of laser target echo simulator was established through the parameter optimization design of the photoelectric detection module and the circuit structure design of the integral module, and the corresponding experiments were designed to verify the measurement ability of the calibration device. The results show that, the energy calibration device of the laser target echo simulator can accurately measure the laser energy when the pulse width is 10ns~100ns and the energy measurement range is 10fJ~1pJ. The measurement uncertainty is 13.8% when the inclusion factor k is 2. It can fully meet the requirements of the output pulse laser energy measurement and calibration of the laser target echo simulator.

Key words: measurement and metrology; femto-joule laser; cutoff frequency; integral-window time

引言

激光目标回波模拟器是激光导引头的重要测试设备^[1-2]。自1978年美国陆军导弹司令部研究发展和工程中心利用激光目标回波模拟器开展激光导引头探测灵敏阈值测量起,激光目标回波模拟器输出激光能量的现场标定就成为了制约激光导引头参数计量技术发展的瓶颈^[3-5]。激光目标回波模拟器输出脉冲激光的能量低至10fJ,而目前激光能量计最小可测量能量为皮焦级,无法对激光目标回波模拟器输出脉冲激光的能量进行直接测量,导致激光导引头探测灵敏阈值的

量值溯源路径不完备,量值难以统一^[6-9]。根据激光能量测量原理分析,造成激光能量测量设备无法实现飞焦级脉冲激光能量准确测量的主要原因是激光能量测量设备噪声过大,难以准确探测到峰值功率仅为 $1\mu\text{W}$ 的激光脉冲,同时,噪声信号造成的积分误差过大,难以保证能量值测量的正确性^[10-12]。针对以上问题,通过优化光电探测电路参数,抑制噪声水平,降低测量装置的最小可探测功率,同时,改进积分电路结构、降低噪声造成的积分误差是实现飞焦级脉冲激光能量准确测量行之有效的方法之一。根据上述分析,本文作者采用电路原理分析与数值仿真相结合的方法,通过开展光电探测电路参数优化设计和积分电路结构设计,研制激光目标回波模拟器能量标定装置,实现对能量为10fJ~1pJ脉冲激光能量的准确测量,以满足激光目标回波模拟器输出激光能量现场测试校准的需求,为激光导引头的科研生产提供计量保障。

作者简介:孟庆安(1983-),男,高级工程师,现主要从事激光探测技术的研究。

E-mail:mengqing_an@aliyun.com

收稿日期:2021-10-09;收到修改稿日期:2021-12-15

1 总体结构设计

激光目标回波模拟器能量标定装置基于模拟积分原理进行设计,由光电探测组件、信号调理组件、积分组件和测量组件构成,其总体结构如图 1 所示。

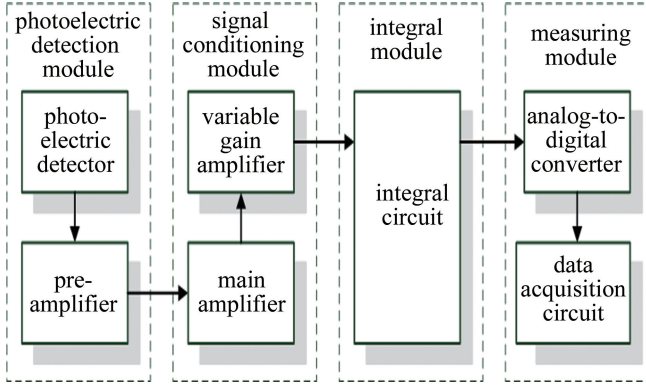


Fig. 1 Structure diagram of energy calibration device for laser target echo simulator

激光目标回波模拟器输出脉冲激光功率的时域分布特性为 $P_{out}(t)$,光电探测组件的响应度为 R_m ,用于接收激光目标回波模拟器输出脉冲激光信号,将其转换为电压信号 $V_{out,p}(t)$ 后输入至信号调理组件;信号调理组件通过增益为 β 的主放大电路将信号 $V_{out,p}(t)$ 幅值调整至合理的幅值区间,输出信号 $V_{out,m}(t)$ 至积分组件进行模拟积分。其中下标 p 表示前置放大器, m 表示主放大器。

模拟积分的工作原理如下式所示:

$$V_i' = \frac{1}{\tau} \int_{t_i} V_{out,m}(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_{t_i} \beta R_m \cdot P_{out}(t) dt = \frac{R_m \beta}{\tau} E_{out} \quad (1)$$

式中, t_i 为积分时间; τ 为模拟积分特性常数,该常数与模拟积分电路类型密切相关,若为电流积分电路,则 $\tau = C_i/g$, C_i 为积分电容, g 为电压-电流转换系数,单位为 A/V; E_{out} 为输出电场分布。

在理想情况下,积分组件输出信号的峰值电压 V_i' 与激光目标回波模拟器输出脉冲激光 E_{out} 能量成正比,且比例系数为常数。因此,通过测量积分组件输出信号的峰值电压 V_i' 可实现激光目标回波模拟器输出脉冲激光能量准确测量。

2 组件设计

2.1 光电探测组件设计

激光目标回波模拟器能量标定装置测量装置采用

级联式信号放大模式,光电探测组件位于级联结构的第 1 级,其噪声通过后级放大器的传递函数被放大,将直接决定激光目标回波模拟器能量标定装置的噪声特性^[13]。因此,光电探测组件的噪声抑制设计是激光目标回波模拟器能量标定装置实现飞焦级脉冲激光能量测量的核心。

本文中光电探测组件采用经典跨阻放大结构^[14],其工作原理如图 2 所示,主要由光电探测器和跨阻放大器(trans-impedance amplifier, TIA)组成。图 2 中,光电探测器可等效为理想光电探测器 D 和结电容 C_d ;光电探测组件噪声信号可等效为光电探测器输入噪声电流 i 和跨阻放大器输入噪声电压 e ^[14-16]。

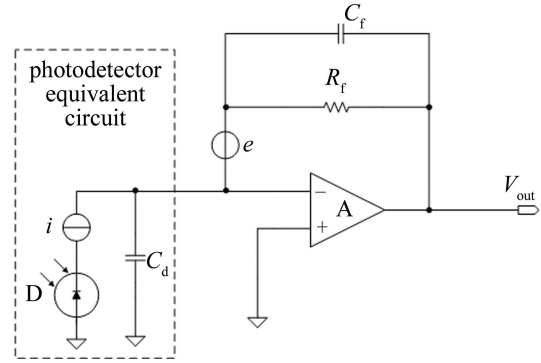


Fig. 2 Principle diagram of photoelectric detection module 输出信号的频域特性如下式所示:

$$V_{out}(s) = V_{s,out}(s) + V_{n,out}(s) =$$

$$P_{in}(s)R_d H_{ex}(s) + i(s)H_{ex}(s) + e(s)H_{in}(s) \quad (2)$$

式中, $P_{in}(s)$ 为入射光脉冲信号, R_d 为光电探测器响应度, $i(s)$ 为光电探测器输入噪声电流, $e(s)$ 为跨阻放大器输入噪声电压, $s = j\omega$, 为复变量, ω 为角速度,单位为 rad/s。

$H_{ex}(s)$ 为外部输入信号传输函数,其表达式为:

$$H_{ex}(s) = \frac{R_f}{\frac{s^2}{\omega_z \omega_c} + s \left(\frac{1}{\omega_p} + \frac{1}{\omega_c} \right) + 1} \quad (3)$$

式中,反馈零点角频率 $\omega_z = 1/[R_f(C_d + C_f)]$,反馈极点角频率 $\omega_p = 1/(R_f C_f)$, ω_c 为运算放大器的单位增益交叉频率, C_d 为光电探测器结电容, R_f 为反馈电阻, C_f 为反馈电容。

$H_{in}(s)$ 为内部噪声信号传输函数,其表达式为:

$$H_{in}(s) = \frac{1 + sR_f(C_d + C_f)}{1 + sR_f C_f} \quad (4)$$

由(2)式可知,光电探测组件输出信号的噪声特性由光电探测器暗噪声和跨阻放大器电压噪声共同决定,其幅值不随着光电探测器响应度 R_d 变化而变化。

故在不改变光电探测器响应速度的情况下,增大光电探测器响应度 R_d ,可有效抑制光电探测组件输出噪声的等效功率,提升光电探测组件的微弱光探测能力。

因此本文中选取滨松公司生产的 APD 光电探测器 S8890-30,该探测器在波长 1064nm 激光的激励下,响应度 $R_d = 30\text{A/W}$,噪声等效功率为 $1\text{pW/Hz}^{1/2}$,典型输出噪声电流为 $0.015\mu\text{A}$,该噪声电流的等效功率仅为 0.5nW 。同时,该光电探测器的结电容为 8pF ,典型截止频率为 220MHz ,可在保证传输带宽的同时获得最大的电流-电压转化系数。

由图 2 可知,跨阻放大器的运算放大器,反馈电阻 R_f 、反馈电容 C_f 与光电探测器结电容 C_d 共同构成 2 阶有源低通滤波器,对理想光电探测器输出信号以及噪声信号进行低通滤波,本文将该低通滤波器的截止频率定义为跨阻放大器截止频率。由于理想光电探测器输出信号和噪声的频率谱分布特性存在明显差异,低通滤波器对理想光电探测器输出信号和噪声信号特性的影响也不同,光电探测组件输出信号的信噪比将随着跨阻放大器截止频率的变化而变化^[17]。

结合(2)式,以脉冲宽度为 20ns 的典型脉冲激光为例,采用数值仿真的方法,对跨阻放大器截止频率对光电探测组件输出信号信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 的影响进行定量分析,其结果如图 3 所示。

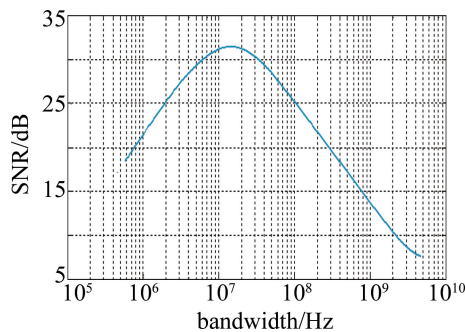


Fig. 3 Relationship between cut-off frequency and SNR of photoelectric detection components

当激励激光信号脉宽和峰值功率保持不变时,随着跨阻放大器截止频率由 1MHz 逐渐上升至 1GHz ,其变化过程中存在且仅存在一个极大值点,当跨阻放大器截止频率值与该极大值点相同时,光电探测组件输出信号具有最大信噪比。将该极大值点对应的频率值定义为最佳截止频率。

由图 3 所示,光电探测组件的最佳截止频率为 12MHz ,结合(3)式对跨阻放大器的运算放大器 A、反馈电阻 R_f 、反馈电容 C_f 进行优化,保证其截止频率为 12MHz ,具体设计为:反馈电容 C_f 选用聚四氟乙烯薄

膜可调电容,容值调节范围为 $7\text{pF} \sim 100\text{pF}$,通过调整容值将光电探测组件的截止频率控制在 $12\text{MHz} \pm 1\text{MHz}$ 的范围内;反馈电阻阻值 $R_f = 1000\Omega$,即跨阻放大电路的电流-电压转换系数为 1000V/A ;运算放大器 A 选用 TI 公司生产的场效应晶体管 (field effect transistor, FET) 高速运算放大器 OPA656,其单位增益带宽为 500MHz ,放大器噪声电压为 $7\text{nV/Hz}^{1/2}$ 。

采用上述设计,光电探测组件在无外界光输入的测试环境下,输出暗噪声信号经过增益值为 20dB 的主放大器放大后,波形如图 4 所示。暗噪声信号峰峰值为 2.08mV ,均方根值为 $542\mu\text{V}$ 。结合(2)式可计算出光电探测组件的最小可探测功率为 6.7nW ,其值远低于被测激光信号功率。

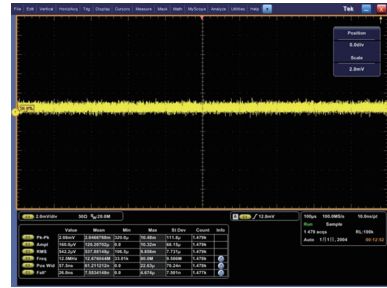


Fig. 4 Dark noise waveform of photoelectric detection module

同时,为了评估光电探测组件对微弱脉冲激光的探测能力,如图 5a 所示,使用脉冲波形峰值功率为 $1\mu\text{W}$ 、脉冲宽度为 20ns 、脉冲能量为 20fJ 的激光作为激励光源,全光斑入射至光电探测组件的探测靶面,光电探测组件输出响应波形如图 5b 所示,其信号峰值为 28mV ,信噪比约为 34dB 。

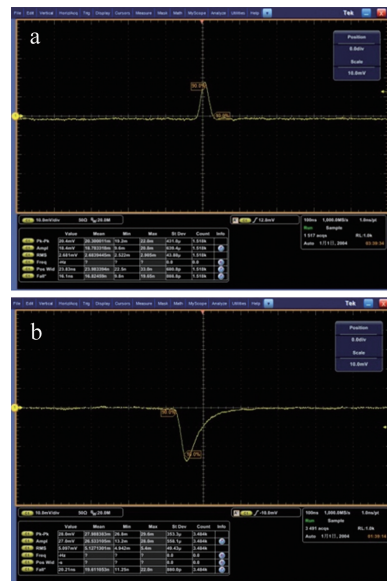


Fig. 5 Output waveform of photoelectric detection module
同时,由于跨阻放大器滤波效应,光电探测组件输

出响应信号波形较入射激光波形出现了较大的波形畸变,但通过波形采样和归一化数值积分分析,由于波形畸变导致的激光能量测量误差小于 2%,在可接受范围内。

2.2 积分组件设计

结合积分电路基本原理,积分组件采用基于跨导放大器的电流积分结构,由电压-电流转化系数为 g 的跨导放大器 A_1 、积分电容 C_i 、缓冲器 A_2 以及高速开关 S_1 组成,其电路结构如图 6 所示。该电路利用跨导放大器将输入电压信号 V_{in} 转换为充电电流信号 i_{re} 对积分电容 C_i 进行充电,从而实现脉冲响应信号的模拟积分计算。

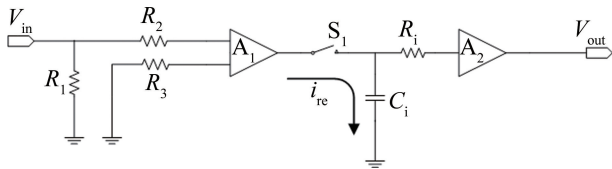


Fig. 6 Integral module circuit diagram

图 6 中,积分电容 C_i 选用介质吸收率仅为 0.0015% 的多层有机电容,容值设置为 700pF;跨导放大器 A_1 选用德州仪器公司生产的高速跨导放大器 OPA615,其电压-电流转换系数 35mA/V,当入射激光能量为 10fJ 时,积分组件输出电压信号 V_{out} 的峰值略大于 100mV;缓冲器 A_2 使用选用德州仪器公司生产的缓冲器 BUF602;高速模拟开关 S_1 通过其通断切换控制积分组件的积分起始时间,即积分窗口时间^[18]。

根据基于跨导放大器的积分电路工作原理,噪声信号的累积放大效应是导致积分误差过大的主要因素,即光电探测器暗电流以及运算放大器的失调电流等微弱的直流干扰信号通过积分电路,其幅值会随积分时间增长而增加,严重影响激光能量测量结果的准确性。因此,精确控制积分窗口时间,抑制噪声累积放大效应是积分组件的设计核心。

根据光电探测组件输出暗噪声信号的实测结果,结合(5)式,采用数值仿真的方式对积分窗口时间与积分误差的结果进行分析,其结果如图 7 所示。

由图 7 可知,通过精确的时间控制,将积分窗口时间控制在 600ns 以内,可有效控制积分组件的积分误差,保证其积分误差小于 4%,提高激光目标回波模拟器能量标定装置测量结果的准确性。

本文作者设计的积分窗口时间控制电路如图 8 所示。通过对模拟开关 S_1 的通断控制,实现积分窗口时间的精确控制。

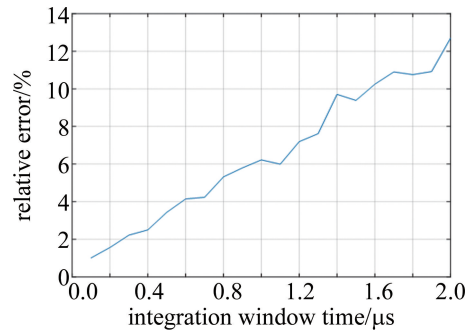


Fig. 7 Relationship between integral-window time and integral error

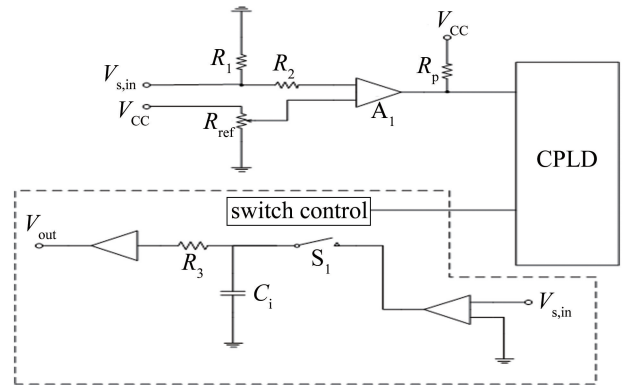


Fig. 8 Integral-window time control circuit

积分窗口时间控制电路中将响应延时小于 7ns 的电压比较器 LMV7219 作为触发信号发生器核心器件,将输入信号的电压幅值与阈值电压 V_{ref} 幅值进行比较,产生一个脉宽等于输入信号脉冲持续时间的触发脉冲信号 V_i 传输至复杂可编程逻辑器件 (complex programmable logic device, CPLD) 芯片通过内部计时器,测量该输入脉冲的脉冲宽度,计算脉冲重复周期 Δt ,并根据本次脉冲触发时刻 t_i ,计算并控制模拟开关 S_1 在时刻 $t_{i+1} = (t_i + \Delta t - 300) \text{ ns}$ 闭合,开始进行积分;同时,将电触发脉冲信号 V_i 的下降沿作为积分窗口关闭触发信号,CPLD 捕捉到下降沿后,控制模拟开关 S_1 断开,停止积分,并对电容电压峰值进行幅值保持^[19-20],其输出信号波形如图 9 所示。

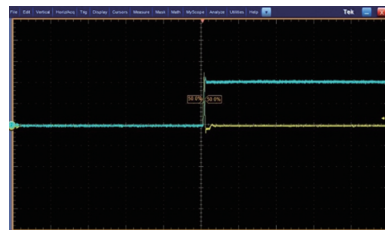


Fig. 9 Output signal waveform of Integral module

由图 9 可知,由于使用高速开关通断切换速度快,导致积分组件输出信号存在小幅度过冲和振铃现象,但是由于峰值保持时间较长,可通过控制模数转换电

路延迟采样的方法,有效地避开或降低过冲和阻尼振荡引起的测量误差。

经过测试验证,若被测激光采用精确频率编码,重复周期时间的误差小于 300ns,积分组件可对该脉冲激光进行准确的波形积分,并保证其积分误差小于 4%。若被测脉冲激光的重复周期不稳定或采用特殊编码方式,则需采用外部触发的方式,由被测激光器产生外部触发信号,控制积分窗口的开启与关闭,以保证积分组件的波形积分准确性。

3 实验验证及不确定度分析

本文中通过实验验证的方式对激光目标回波模拟器能量标定装置的测量准确性进行验证,并对该装置的测量不确定度进行评估。实验验证装置如图 10 所示,由脉冲激光器、可变光纤衰减器、光纤分束器、标准激光能量计、固定光纤衰减器以及被检光纤衰减器组成。脉冲激光器与可调光纤衰减器构成脉冲能量和脉冲宽度均可调节的激励脉冲激光光源,其输出的脉冲激光经过分束器进行分束:一束直接入射至标准激光能量计,进行激光能量监测;另一束激光经过固定光纤衰减器进行衰减后,入射至被测量激光目标回波模拟器能量标定装置。

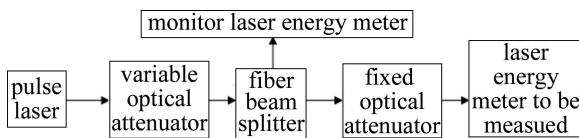


Fig. 10 Experimental verification device

图 10 中,脉冲激光器输出激光的脉冲宽度调节范围为 10ns~200ns,峰值功率调节范围为 10mW~10W;可调光纤衰减器采用电控可调激光衰减器,衰减倍率变化范围为 1dB~30dB;光纤分束器分束比由上级计量机构进行检定和标定,其分束比值为 0.96:99.04;标准激光能量计采用 Ophir 公司生产的 PD10-pJ-C 光电能量探头,其能量测量范围为 10pJ~150nJ;固定光纤衰减器的衰减倍率为 29.99dB。

3.1 测量实验结果

利用实验验证装置对激光目标回波模拟器能量标定装置的测量准确性进行验证实验,实验中,选择激励激光脉冲宽度分别为 10ns,20ns 和 100ns,测量结果如表 1 所示。

根据实验结果可以看出,激光目标回波模拟器能量标定装置可实现脉冲宽度为 10ns~100ns,能量范围为 10fJ~1pJ 的脉冲激光能量测量。当脉冲激光能量

Table 1 Measurement results of verification experiment

excitation signal pulse width/ ns	monitor laser energy meter/ nJ	standard energy value/ fJ	measuring result of laser energy/ fJ
10	1.089	10.58	11.24
10	2.042	19.84	20.76
10	4.091	39.75	40.18
10	8.07	78.40	79.03
10	10.02	97.35	93.81
20	2.092	20.32	19.25
20	8.036	78.07	77.22
100	10.06	97.74	100.85
100	87.07	845.94	866.07

较小时,激光目标回波模拟器能量标定装置受噪声均值影响较大,测量最大误差为 6.27%,随着脉冲激光能量的增大,测量相对误差逐渐减小至 1%左右,而随着激光能量进一步增大时,积分电容电压进一步加大,其积分非线性增大,导致测量误差增大至 4%左右。当脉冲激光能量相同而脉冲宽度不同时,激光目标回波模拟器能量标定装置测得结果存在差异,积分组件输出信号的过冲及振铃特性随脉冲宽度变化而变化是造成该差异的主要原因。

3.2 不确定度分析

激光目标回波模拟器能量标定装置的测量不确定度来源主要有:(1) u_1 为标准激光能量计测量不准确引入的不确定度分量,通过送检至上级机构可知,标准激光能量计的测量不确定度 $u_1 = 2\%$;(2) u_2 为光纤分束器分束比不准确引入的不确定度分量,通过送检至上级机构可知,光纤分束器分束比的不确定度 $u_2 < 1\%$;(3) u_3 为固定光纤衰减器衰减倍率不准确引入的不确定度分量,经过送检至上级机构进行校准可知, $u_3 < 1\%$;(4) u_4 为激光目标回波模拟器能量标定装置测量误差引入的不确定度分量,经过验证实验可知 $u_4 = 6.3\%$;(5) u_5 为激光目标回波模拟器能量标定装置测量重复性误差引入的不确定度分量, $u_5 = 1.4\%$ 。

由于上述各不确定度分量之间独立,且不相关,因此得到激光目标回波模拟器能量标定装置的合成测量不确定度为:

$$u' = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + u_5^2} = 6.9\% \quad (5)$$

激光目标回波模拟器能量标定装置能量测量的相对扩展不确定度为 13.8% ($k=2$),其中 k 为包含因子,是为求得扩展不确定度,对合成标准不确定度所乘的数值因子。

4 结 论

在基于模拟积分原理的激光能量计的基础上,设计了激光目标回波模拟器能量标定装置,通过建立光电探测组件数学模型及数值仿真分析,对光电探测组件截止频率进行优化设计,将光电探测组件的最小可探测功率降低至 6.7nW ;同时提出了基于跨导放大器的积分电路结构,并通过数值仿真方法对积分窗口时间与积分误差的关系进行分析,根据分析结果对积分窗口时间进行精确控制,将积分误差降低至 4% ,最终实现对脉冲宽度为 $10\text{ns}\sim 100\text{ns}$,能量范围为 $10\text{fJ}\sim 1\text{pJ}$ 的激光目标回波模拟器输出脉冲激光的能量精确测量,通过实验验证,包含因子 $k=2$ 时,其测量不确定度小于 13.8% 。

参 考 文 献

- [1] ZHOUR Y, LIU M H. Design technique of laser target echo simulator [J]. Command Control & Simulation, 2017, 39(4): 124-127 (in Chinese).
- [2] YE J S, SHI R, TIAN Y, *et al.* Time domain characteristics study in laser target echo simulator [J]. Infrared and Laser Engineering, 2015, 44(2): 471-476 (in Chinese).
- [3] CHEN Ch, ZHAO L Y, MA X P. State-of-art of key technological issues of laser seekers [J]. Laser & Infrared, 2019, 49(2): 131-134 (in Chinese).
- [4] HE H X, CHEN Y Q, ZHAO G, *et al.* Analysis of the main parameters of the laser guided system [J]. Infrared and Laser Engineering, 2009, 38(3): 428-432 (in Chinese).
- [5] WANG G. Research on performance testing technology for laser seeker [D]. Xi'an: Xidian University, 2015: 33-35 (in Chinese).
- [6] LIU B Q, YAN Y H, ZHOU B, *et al.* Measurement model of the ultimate operating range for semi-active laser guided system [J]. Semiconductor Optoelectronics, 2014, 35(2): 352-357 (in Chinese).
- [7] LU Ch J, PAN Q. Development of a calibration system for the threshold value of a laser homing guidance seeker [J]. Mechanical Science and Technology, 2007, 26(4): 532-536 (in Chinese).
- [8] HE Ch D, QIU Q. Receiving sensitivity of short-pulse laser signals [J]. Electro-Optic Technology Application, 2009, 24(2): 37-39 (in Chinese).
- [9] YING J J, WANG Y Zh, HE Y Q, *et al.* Analysis of detective sensitivity for omni-directional laser warning system [J]. Infrared and Laser Engineering, 2008, 37(6): 1038-1042 (in Chinese).
- [10] CHEN J, YANG H R, YU B, *et al.* Measurement method for femto-Joule level pulse laser energy [J]. Journal of Applied Optics, 2014, 35(3): 525-530 (in Chinese).
- [11] ZHANG G Y. Design of energy meter for small energy pulsed laser [D]. Xi'an: Xidian University, 2011: 16-18 (in Chinese).
- [12] LI G P, LIU G R, LI S W. High precision micro energy laser calibration technology [J]. Journal of Applied Optics, 2013, 34(1): 148-151 (in Chinese).
- [13] ARTHUR B W. Analog filter and circuit design handbook [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2016: 394-405 (in Chinese).
- [14] RODNEY W L. Low-level pulsed 1064nm laser radiometer transfer standard [J]. Digital Library, 2011, 28(58): 154-159.
- [15] GRAEME J. Photodiode amplifiers: OP AMP solutions [M]. Beijing: Science Press, 2012: 22-46 (in Chinese).
- [16] ZHAN J M, WEN D Sh, WANG H, *et al.* Noise analysis of pre-amplifier based on photodiode [J]. Semiconductor Technology, 2011, 36(4): 304-306 (in Chinese).
- [17] MENG Q A, JIANG Z W, WANG X, *et al.* Study on bandwidth design method of quadrant detector amplification module [J]. Laser Technology, 2021, 45(2): 137-142 (in Chinese).
- [18] LI K F, LI T Q. Analysis on the balanced sampling integrator [J]. Journal of Yangtze University (Natural Science Edition), 2006, 3(4): 34-36 (in Chinese).
- [19] YUAN X W, XIE Ch L, ZHOU Zh Q. Auto tracking integral mode measuring method for nanosecond pulse laser [J]. High Power Laser and Particle Beam, 2016, 28(7): 071001 (in Chinese).
- [20] QUAN L X, LI Y Z, XIONG Y K. Design of small signal peak detection circuit with high precision [J]. Instrumentation Technology, 2014, 7: 49-51 (in Chinese).