

基于调制激光相位检测的皮秒级精度时延测量

赵国辉^{1,2}, 李国扬^{1**}, 唐顺兴¹, 姜有恩¹, 汪小超¹, 范薇¹, 李学春^{1*}

¹中国科学院上海光学精密机械研究所高功率激光物理联合实验室, 上海 201800;

²中国科学院大学材料与光电研究中心, 北京 100049

摘要 采用光强度调制鉴相方案,使用直接数字频率合成器(DDS)和激光驱动器产生频率稳定的调制激光,注入待测光路,在待测光路后进行光电转换和放大,引入参考本振信号作为混频器相位参考信号,利用混频器测量待测光路信号与参考本振信号的相位差,获得光路延时信息。主要特点如下:提出了在本振信号链路三段移相的差分式检测方法,优化了鉴相点,提高了测量精度;采用单段短时两相位点测量模式,有效降低了光源功率波动、光路中光强波动、光电探测及放大电路增益波动、温度变化导致相位差漂移等带来的测量误差;在每个相位点多次测量采样,根据测量的平均值计算相位差,推导时间差。详细分析了测量电压和被测时延之间的函数关系,分析了影响测量精度的因素,构建验证系统,完成了实验验证。实验结果表明:本方案在 4 ns 的时延内的测量精度可达 1 ps,大幅提升了现有高功率激光装置的同步测量精度。

关键词 测量;混频器;光电检测;时延

中图分类号 TN247

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202047.1004002

Picosecond Precision Time Delay Measurement Based on Modulated Laser Phase Detection

Zhao Guohui^{1,2}, Li Guoyang^{1**}, Tang Shunxing¹, Jiang Youen¹, Wang Xiaochao¹,
Fan Wei¹, Li Xuechun^{1*}

¹Key Laboratory of High Power Laser and Physics, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics,
Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China;

²Center of Materials Science and Optoelectronics Engineering, University of Chinese Academy of Sciences,
Beijing 100049, China

Abstract In this study, an amplitude-modulation phase discrimination scheme was used. A direct digital frequency synthesizer and laser driver were used to generate a frequency-modulated laser with stable frequency. The laser was injected into the optical path to be measured, and then performed photoelectric conversion and amplification after the optical path. With regard to the phase reference signal of the frequency converter, a mixer was used to measure the phase difference between the optical path signal to be measured and the reference local oscillator signal, thereby obtaining the optical path delay information. The main contributions of this study are as follows. First, a differential detection method was proposed for the three-stage phase shift in the local oscillator signal link to optimize the phase detection point and improve the measurement accuracy. Second, a short-term two-phase point measurement mode is used in a single section to effectively reduce the measurement errors caused by the fluctuations in the light source power, light intensity in the optical path, photoelectric detection and amplification circuit gain, and phase difference drift caused by changes in temperature. Third, measurement and sampling were performed multiple times at each phase point; the phase difference was calculate based on the measured average, and the time difference was derived. The functional relationship between the measured voltage and the measured delay and the factors that affect measurement accuracy were analyzed in detail. A verification system was built, and the experimental verification was completed. The experimental results show that the scheme can obtain accuracy of 1 ps within 4-ns time delays, which can greatly improve the synchronous measurement accuracy of the existing high-

收稿日期: 2020-04-15; 修回日期: 2020-05-11; 录用日期: 2020-05-18

基金项目: 上海市优秀学术/技术带头人计划(19XD1404000)

* E-mail: 33774287@qq.com; ** E-mail: lixuechun@siom.ac.cn

power laser devices.

Key words measurement; mixer; photoelectric detection; time delay

OCIS codes 140.3460; 120.3930; 120.5050

1 引 言

在惯性约束聚变(ICF)中,为了提高到靶能量,通常会采用多束激光同时聚焦打靶的方式。多束激光到达靶点的束间时间延迟是衡量装置总体性能的一项重要指标,直接关系到 ICF 实验的效果。实现多束皮秒短脉冲激光同时打靶对束间时延的测量提出了更高的要求^[1-6]。

为了控制高功率激光装置光束间的到达时间差,通常使用的仪器有条纹相机、X 光条纹相机、光束耦合条纹相机以及高速高精度的示波器等^[7-12]。美国的国家点火装置(NIF)上,采用准直静态 X 光成像器和 X 光条纹相机来测量,束间时延测量精度达到 6 ps(均方根值,RMS,下同)^[13]。法国的兆焦耳装置(LMJ)采用了单色光单脉冲作为时标信号,时标信号与主激光信号之间的时间测量精度为 8 ps。国内的神光-II 升级装置的束间同步测量方法是利用光电管结合示波器的方法进行初步测量后,再利用条纹相机进行精确测量,束间同步精度为 10 ps^[14]。当前这些测量方法均是采用脉冲光进行同步测量,测量精度不仅受到测量设备的限制,而且由于脉冲边沿以及脉冲形状的改变会引入较大的测量误差,故测量精度难以进一步提升。

光电检测、半导体技术、探测器等技术的迅猛发展,为新测量方案的产生提供了可能。光电检测技术有自动化程度高、精度高、速度快等优点^[15]。各光束经过不同的光路后,光程会有差异,会产生特定的相位差。基于此,本文采用光强度调制鉴相法,测量调制激光通过被测光路时的相位变化,引入参考本振信号作为混频器的相位参考信号,利用混频器测量待测光路信号与参考本振信号的相位差,获得光路延时信息。利用本振信号链路三段移相的差分式检测方法,优化鉴相点,提高了测量精度。采用单段短时两相位点测量模式,有效地降低了光源功率波动、光路中光强波动、光电探测及放大电路增益波动、温度变化导致相位差漂移等带来的测量误差。通过重复测量取平均的方式降低了元器件的热噪声以及光电探测器暗电流噪声等的影响,最终将测量精度提高到 1 ps。

2 激光调制鉴相法测时延的方案设计与基本原理

2.1 方案设计

高功率激光装置通常采用主控振荡器(MOPA)构型,即由振荡器加多级能量放大器组成。图 1 虚线框中为高功率激光系统示意图,主激光系统使用中心波长为 1053 nm 波长的皮秒级短脉冲光,因此对 1053 nm 的激光是全通的。前端种子源产生的脉冲光经再生放大后,分成多束激光注入到放大系统中,最终多束激光经放大后通过靶球上的窗口会聚于靶点 p 处。为了提高到靶能量,多路激光需同时聚焦打靶。由于同源激光经不同光路到达靶点,因此各路激光的光程可能不同,故而导致各路激光产生不同的时延。

同步测量的本质是对空间光时延进行测量,因此本文提出一种激光调制鉴相测时延的方案,如图 1 所示。该方案由专用电路驱动激光器产生中心波长为 1053 nm 的余弦调制激光,余弦调制激光经过放大器放大到 200 mW。通过准直镜、扩束镜和软边光阑对调制激光进行扩束和近场整形。在主激光光路的 I 点处设置移入移出反射镜,将调制激光导入到主激光光路中。将光电探测器放置在入射窗口处,使出射光转成电信号导出。最终各束激光通过靶室的入射窗口在 p 点会聚。

注入的测量光在测量端测得其光斑直径被扩束为 310 mm,在放大器不加增益的情况下,注入光衰减 90%。当测量光分成 4 路时,各路测量光到达测量端时的功率为 5 mW。探测器的取样口径为 10 mm,可采集到测量端光功率的 0.1%,达到 5 μ W,可以满足探测器的探测要求。分别测量各路光束与 S0 路参考信号的时延后,计算各光束间的时延。

2.2 基本原理

两束测量光传输路径的光程差异导致调制光出射的时延发生变化。如图 2 所示,光程差的计算公式为

$$x = v \cdot t, \quad (1)$$

式中: x 表示两束光通过待测光路后的光程差; v 为光路中的光速; t 为两光束的时延。时延 t 与两束余弦调制激光相位差 ϕ 一一对应。由于相位差具有

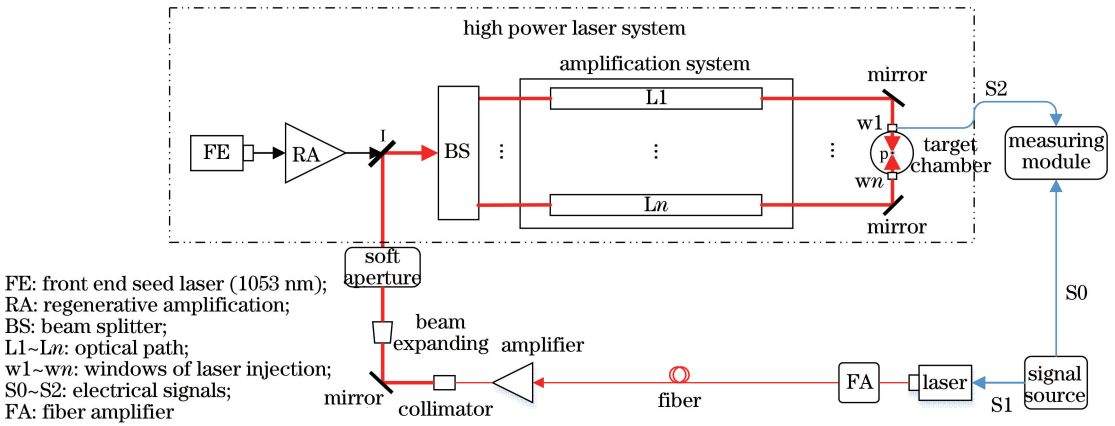


图 1 高功率激光系统和调制激光鉴相法测量示意图

Fig. 1 Schematic diagram of high power laser system and modulated laser phase discrimination method

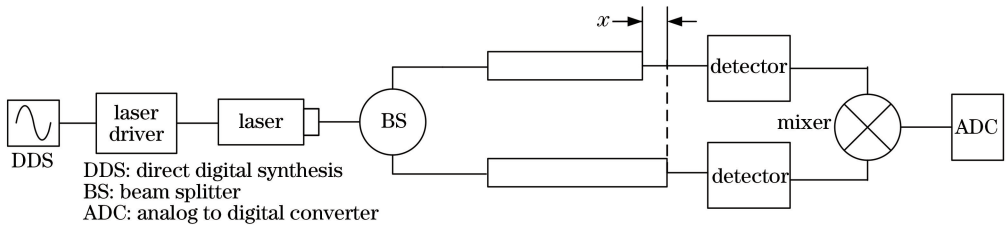


图 2 相位法测时延差的原理图

Fig. 2 Schematic diagram of phase method to measure the delay time difference

周期性,当相位差大于 2π 时,就会产生整周期数 N 。此时,时间差与相位差满足

$$t = \frac{\phi}{2\pi f} = \frac{2\pi N + \varphi}{2\pi f} = \frac{1}{f} \left(N + \frac{\varphi}{2\pi} \right), \quad (2)$$

式中: f 为余弦调制激光的频率; N 为相位差中的整周期数; φ 为相位差中不足 2π 的部分。对某一特定频率 f 的调制信号,存在一个最大的单周期时延测量值,即

$$T = \frac{1}{f}. \quad (3)$$

根据(3)式,第一步采用低频调制信号($N=0$),对两待测光路的光程差进行低精度粗测;第二步当测得光程差小于 1.2 m 时,将调制信号频率设置为 250 MHz,在单周期内进行高精度测量即 $N=0$ 。根据(2)式,当 $N=0$ 时,通过测量 φ 间接测量出 t ,表达式为

$$t = \frac{1}{f} \frac{\varphi}{2\pi}. \quad (4)$$

两路频率为 ω 的余弦信号注入混频器的输入端后,输出信号可表示为

$$U = \alpha \cdot A_s \cos(\omega t + \varphi_s) \cdot A_L \cos(\omega t + \varphi_L) = \frac{A_s A_L \alpha}{2} \{ \cos[2\omega t + (\varphi_s + \varphi_L)] + \cos(\varphi_s - \varphi_L) \}, \quad (5)$$

式中: U 表示混频器输出信号的电压; A_s, φ_s 和 A_L, φ_L 分别是两束高频信号的振幅和初相位; α 表示混频器的比例因子。从(5)式中可以得出,输出信号由差频与和频由两部分组成;差频项 $\cos(\varphi_s - \varphi_L)$ 是随相位差变化的直流信号,和频项 $\cos[2\omega t + (\varphi_s + \varphi_L)]$ 是二倍频的高频信号。输出信号经低通滤波器后将和频项的二倍频信号滤除,则输出信号电压中就仅包含差频项,即

$$U = \frac{A_s A_L \alpha}{2} \cos \varphi, \quad (6)$$

式中: $\varphi = \varphi_s - \varphi_L$ 为两信号的相位差。令 $A = \frac{A_s A_L \alpha}{2}$,联立(4)式和(6)式,可推导出时延 t 与输出信号电压 U 的关系为

$$U = A \cos(2\pi f t). \quad (7)$$

3 光电相位检测系统方案优化设计

3.1 典型混频鉴相型的双路时延测量误差分析

对(7)式求全微分,可得此时的时延测量误差传递公式为

$$\Delta t = \frac{1}{2\pi f} \left(\cot \varphi \cdot \frac{\Delta A}{A} - \frac{\Delta U}{A \sin \varphi} - \varphi \cdot \frac{\Delta f}{f} \right), \quad (8)$$

式中: ΔA 、 ΔU 、 Δf 分别表示幅值 A 、混频器输出电压 U 、调制频率 f 的波动范围; $\Delta A/A$ 表示幅值的相对变化; $\Delta f/f$ 表示调制频率的相对变化。在测量系统中, A 、 U 、 f 是围绕其真值变化的独立随机变量,根据统计学原理^[16],采用标准差来衡量时延的测量误差,有

$$\Delta t = \frac{1}{2\pi f} \cdot \sqrt{\left(\cot \varphi \cdot \frac{\Delta A}{A}\right)^2 + \left(\frac{\Delta U}{U_M \sin \varphi}\right)^2 + \left(\varphi \cdot \frac{\Delta f}{f}\right)^2}, \quad (9)$$

式中: $U_M = A$, 表示输出电压的最大值,则 $\Delta U/U_M$ 表示输出电压的相对误差。根据(8)式,提高调制频率,减小振幅的抖动 ΔA 、输出电压的测量误差 ΔU 和调制频率的相对误差 $\Delta f/f$, 均可提高时延的测量精度。同时,时延测量精度随两测量信号的相位差发生变化。

在典型的工况下,在 250 MHz 的电路设计中,通常输出电压的测量相对误差 $\Delta U/U_M$ 可达 10^{-4} 量级、调制频率的相对误差 $\Delta f/f$ 为 1.6×10^{-5} 。在实验光路中,由于光源功率波动、光路中光强波动、光电探测及放大电路增益波动等导致测量信号的振幅出现缓慢漂移,幅值的长期相对误差 $\Delta A/A$ 达 10^{-1} 量级。根据(9)式,在 $\Delta A/A = 10^{-1}$ 、 $\Delta U/U_M = 10^{-4}$ 、 $\Delta f/f = 1.6 \times 10^{-5}$ 的情况下,单周期内时延测量误差随两测量信号的相位差变化如图 3(e)所示。由于当 $\varphi = 0, \pi$ 时,(9)式中的 $\cot \varphi$ 和 $\frac{1}{\sin \varphi}$ 为无穷大,故测量误差 Δt 急速增加。为了能够更清晰地展现误差最大和最小处的详细误差变化,同时给出了(a),(b),(c),(d)4 幅分图,来展示相位差为 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ 和 270° 附近区间内时延测量误差随相位差的变化趋势。

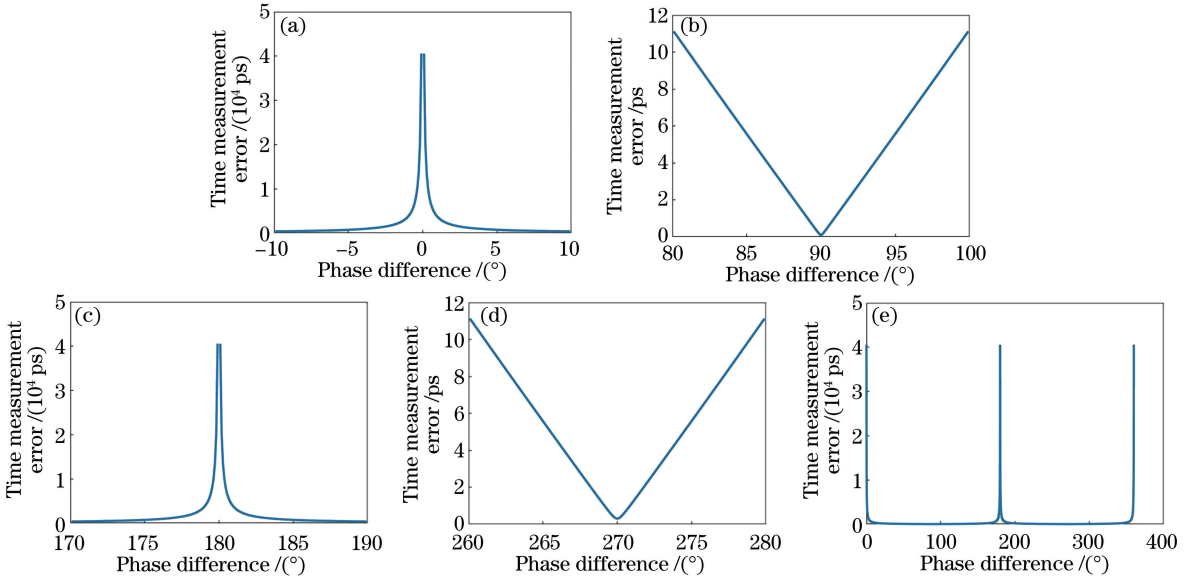


图 3 时延测量误差随相位差的变化。(a)区间 $[-10^\circ, 10^\circ]$; (b)区间 $[80^\circ, 100^\circ]$; (c)区间 $[170^\circ, 190^\circ]$; (d)区间 $[260^\circ, 280^\circ]$; (e)单周期

Fig. 3 Variation of time delay measurement error with phase difference in one period. (a) Interval $[-10^\circ, 10^\circ]$; (b) interval $[80^\circ, 100^\circ]$; (c) interval $[170^\circ, 190^\circ]$; (d) interval $[260^\circ, 280^\circ]$; (e) one period

对比图 3 中各分图,可得: $\varphi = 0, \pi$ 时,时延的测量误差最大; $\varphi = \pi/2, 3\pi/2$ 时,时延的测量误差最小。

由(9)式中第三项计算可得,频率的相对误差 $\Delta f/f$ 造成的时延测量误差最大为 0.064 ps,远小于 1 ps,故可暂时忽略这一影响,则(9)式可简化为

$$\Delta t = \frac{1}{2\pi f} \cdot \sqrt{\left(\cot \varphi \cdot \frac{\Delta A}{A}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sin \varphi} \frac{\Delta U}{U_M}\right)^2}. \quad (10)$$

令时延测量误差 $\Delta t < 1$ ps,综合考虑初步工况参数,根据(10)式求解相位差 φ 的所属区间。在表 1 中描述了幅值相对误差与高精度测量区间的对照关系,该区间即为时延测量精度优于 1 ps 的测量范围。当 $\Delta A/A = 10^{-1}$ 时,测量区间非常有限,不能达到单周期内对任意时延的测量精度均优于 1 ps 的目标。因此,需要探索新的方案设计。

表 1 幅值相对误差与高精度测量区间对照表

Table 1 Amplitude relative error and high-precision measurement interval

$\Delta A/A$	High-precision measurement interval
10^{-1}	$(89.2^\circ, 90.8^\circ) \cup (269.2^\circ, 270.8^\circ)$
10^{-2}	$(81.1^\circ, 98.9^\circ) \cup (261.1^\circ, 278.9^\circ)$
10^{-3}	$(32.7^\circ, 147.3^\circ) \cup (212.7^\circ, 327.3^\circ)$
10^{-4}	$(5.2^\circ, 174.8^\circ) \cup (185.2^\circ, 354.8^\circ)$

3.2 高精度时延测量系统的优化设计

综上所述,本研究引入参考光路,采用单段短时两相位点测量方法进行优化设计。

1) 通过三段式移相将相位差 φ 转换到高精度测量区间,使单周期内任意时延测量精度优于 1 ps。为此,提出一种移相差分式测量模式:引入参考光路 S_0 ,将 DDS 的输出信号经可调延迟线后注入混频器的本振端,作为本振信号,通过控制光开关快速切换 a, b 两测量光路,分别测量与本振信号的时延后作差,可得两测量信号间的时延。如图 4 所示,控制可调延迟线的长度,使本振信号移相,输出信号产生附加相位差 θ ,则混频器输出为

$$U = A \cos \psi, \quad (11)$$

式中: $\psi = \varphi + \theta$ 表示总相位差; φ 表示测量信号与本振信号的初始相位差。对任意相位差 φ 的测量,可通过多次移相,使总相位差 ψ 可在时延测量误差小于 1 ps 的测量区间内进行测量,即

$$\varphi = \psi - \theta. \quad (12)$$

由(12)式可知, φ 的测量精度主要由 ψ 的测量精度来决定。根据(12)式分别计算得到 a, b 两路测量信号与本振信号的相位差 φ_a, φ_b ,将其作差后可得

$$\varphi_{ab} = \varphi_a - \varphi_b = \varphi_0 + \varphi_{OS}, \quad (13)$$

式中: φ_{ab} 为两路测量信号间的相位差; φ_0 表示由两个待测光路的光程差产生的相位差; φ_{OS} 表示由于光开关两臂的光程差而产生的固有相位差,可在测量前通过对测量系统标定来确定。

因此,可通过两次移相,每次移相 $\pi/3$,比较三次的测量电压,即可在半个周期内找到测量精度高于 1 ps 的测量区间。将测量区间外的相位差转换到区间内进行测量,即可实现全周期内高于 1 ps 的时延测量精度。

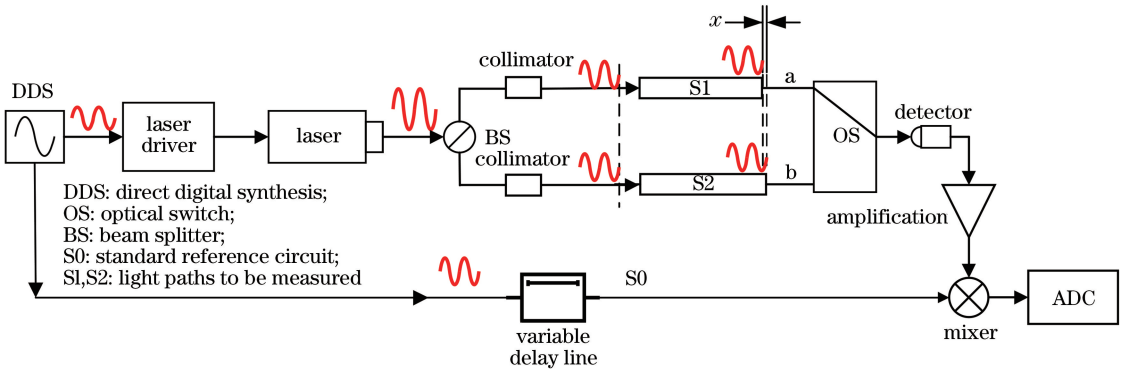


图 4 移相差分式测量原理图

Fig. 4 Schematic diagram of phase shift differential measurement

2) 减小幅值的相对误差 $\Delta A/A$, 增大测量区间,减少移相的次数与移相的步进。根据表 1,可知仅需使幅值的相对误差满足 $\Delta A/A < 10^{-3}$ 即可。根据测量结果可知,3 min 的时间内测量信号的幅值单调变化漂移了 10%,在 50 ms 的短时间内相对幅值漂移小于 10^{-4} ,故可以认为幅值漂移近似为零。根据表 1,可知此时的测量区间为 $(5.2^\circ, 174.8^\circ) \cup (185.2^\circ, 354.8^\circ)$ 。与前述控制可调延迟线产生 $\pi/3$ 的大附加相差的移相不同,此部分是控制可调延迟线的长度微调相差为 $\pi/9$,并多次使本振信号产生不同的微小附加时间差 τ_i 。由于模数转换器(ADC)的采样频率高达 kHz,故可在 50 ms 内完成多次测量,其中

$$U_i = A_i \cos[2\pi f \cdot (t + \tau_i)], \quad (14)$$

式中: U_i, A_i 分别表示第 i 次移相时的输出电压和信号幅值; t 表示测量信号与本振信号的初始时延; τ_i 由人为控制,且精度小于 1 ps。两次改变附加时间差 τ_i 后有

$$\begin{cases} U_1 = A_1 \cos[2\pi f \cdot (t + \tau_1)] \\ U_2 = A_2 \cos[2\pi f \cdot (t + \tau_2)] \end{cases}. \quad (15)$$

由于两次移相时间间隔小于 50 ms,因此 $A_1 \approx A_2 \approx A$ 。由于 U_1, U_2 可通过测量得到, f 已知,根据方程组(15)式,约去 A_1, A_2 ,可消除振幅漂移造成的测量误差,即消除了(9)式第一项产生的时延测量误差,则有

$$\Delta t = \frac{1}{2\pi f} \cdot \sqrt{\left(\frac{\Delta U}{U_M \sin \varphi}\right)^2 + \left(\varphi \cdot \frac{\Delta f}{f}\right)^2} \quad (16)$$

为了给测量实验系统留有一定的设计裕量, 本文的测量区间采用 $[\pi/3, 2\pi/3] \cup [4\pi/3, 5\pi/3]$, 最大的时延测量误差有 $\Delta t < 1$ ps, 满足方案的设计目标。由于通过移相可将单周期内任意时延转换到区间内进行测量, 故可将验证实验简化, 只需验证在测量区间 $[\pi/3, 2\pi/3] \cup [4\pi/3, 5\pi/3]$ 内的时延误差小于 1 ps 即可。

3.3 光电测相模块设计

光电探测模块的电路主要由光电转换器、放大器、混频器、滤波器以及 ADC 构成。采用光电二极管(PIN)作光电转换, 具有响应频率高、响应

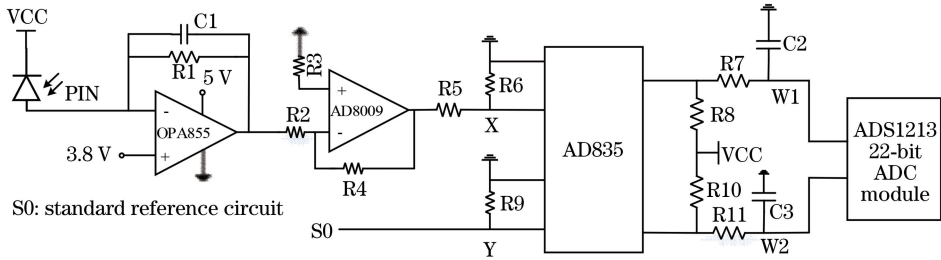


图 5 光电测相模块设计方案图

Fig. 5 Design scheme of the photoelectric phase measurement module

4 测量结果及分析

调制激光发射源模块, 使其产生 250 MHz 的调制激光, 用于实验验证。实验中取两条待测光路, 对各模块进行测量验证, 其 DDS 输出频率相对误差为 $\Delta f/f = 1.3 \times 10^{-5}$, 电压相对误差为 $\Delta U/U_M = 1.67 \times 10^{-4}$, 在 50 ms 时间内幅值变化为 $\Delta A/A = 2.8 \times 10^{-4}$, 均符合设计指标。为了充分验证系统的整体测量精度, 在两条待测光路中加入可调光学延迟器, 其单位可调延迟时间为 0.133 ps。改变可调光学延迟器的延时量, 控制两个测量信号间的时延 t_s 。根据输出信号的平均电压采样值, 计算平均时延 \bar{t} , 若满足

$$|\bar{t} - t_s| \leq 1 \text{ ps}, \quad (17)$$

则可验证测量精度达到 1 ps。

首先调节 S0 路可调延迟线的长度, 对整套装置标定调零, 分别在区间 $[\pi/3, 2\pi/3]$ 和区间 $[4\pi/3, 5\pi/3]$ 内测量, 改变可调光学延迟器使两个测量信号延时按照 1 ps 步进, 采集输出信号的电压值。虽然电路采用了滤波等措施来抑制噪声等杂散成分, 但是仍然存在一些无法彻底消除的噪声, 如: 元器件

速度快、稳定性高的优点。跨阻放大器作为 PIN 管的前端放大器, 通过将 PIN 输出的微小电流转换成电压输出, 提高了信号的可靠性。跨阻放大后信号幅值较小, 采用低噪声的放大电路, 提高了信噪比, 且放大后的噪声符合混频器的输入电压标准。低通滤波器滤除高频信号后, 获得随相位差变化的直流信号。为了实现相位差的高精度测量, 采用 AD834 四象限模拟乘法器来测量, 乘法器的带宽超过 500 MHz。采用基于带隙基准发生器的稳定偏置和其他设计特性, 使得电路性能不易受温度和电源变化的影响。

采用 22-bit ADC 模块 ADS1213 对输出信号进行采样, 电压分辨率为 0.005 mV, 符合方案设计 10^{-3} mV 量级的要求。模块设计如图 5 所示。

的热噪声、ADC 转换的量化噪声等, 但是这些噪声一般都是加法高斯白噪声。通过快速采样混频器的输出信号, 增大信号的采样长度 M , 作平均处理后可将噪声减小到原来的 $1/\sqrt{M}$ 。

根据(6)式, 在图 6(a)(c)中, 分别作出区间 $[\pi/3, 2\pi/3]$, $[4\pi/3, 5\pi/3]$ 中延时 t_s 与输出信号电压值 U_s 的仿真曲线。在多次重复采样取平均的基础上, 调节可调光学延迟器的时延 t_s 以 1 ps 步进, 测量输出信号的电压的平均值 \bar{U} 。在图 6(b)(d)中, 分别作出区间 $[\pi/3, 2\pi/3]$, $[4\pi/3, 5\pi/3]$ 中平均电压 \bar{U} 随时延 t_s 变化的散点图。在同一区间内对比理论仿真图和实验结果图, 可以看出实验测量结果与理论仿真十分吻合。

计算平均电压误差 $\bar{U}_{err} = \bar{U} - U_s$, 在图 7(a)(c)中, 分别作出 \bar{U}_{err} 随时延 t_s 变化的折线图。根据 \bar{U}_{err} , 计算时延测量误差 $\bar{t}_{err} = \bar{t} - t_s$, 在图 7(b)(d)中, 作出时延测量误差 \bar{t}_{err} 随时延 t_s 的变化折线。其中图 7(a)(b)是在区间 $[\pi/3, 2\pi/3]$ 内的测量结果, 图 7(c)(d)是在区间 $[4\pi/3, 5\pi/3]$ 内的测量结果。

如图 7(a)(c)所示,实验测量的电压值均匀分布在理论曲线的两侧。在测量区间内随着时延 t_s 的增加,总体电压测量误差 \bar{U}_{err} 呈现出增大的趋势,与理论分析一致;根据图 7(b)(d),在区间内,时延测量误

差 \bar{t}_{err} 随时延 t_s 的增加同样呈现出增大的趋势,并且最大测量误差小于 1 ps,满足(17)式的判据。

经过多次实验验证,在测量范围内,均方差最大为 0.74,达到了 1 ps 测量精度的目标。

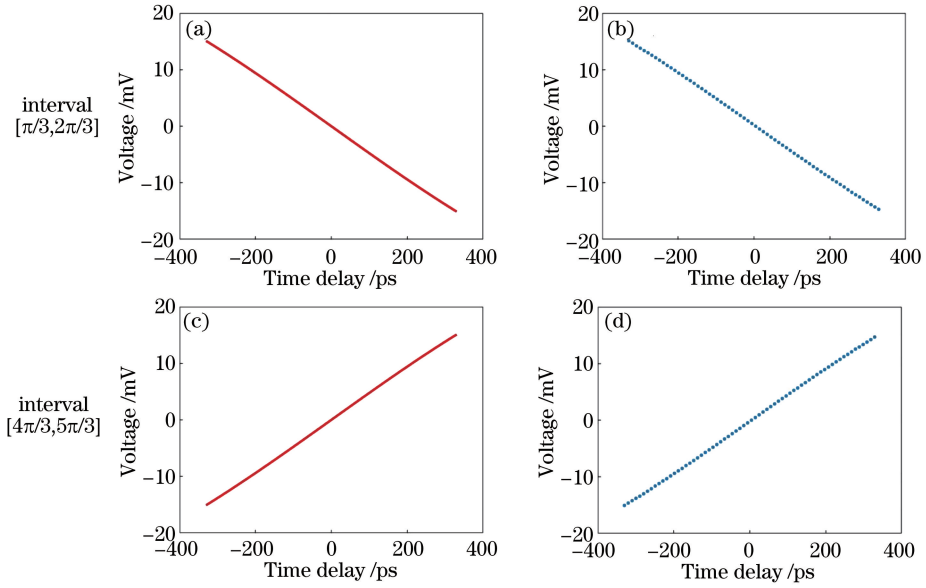


图 6 电压-时延理论仿真与实验测量结果。(a)(c)理论仿真;(b)(d)实验结果散点图
Fig. 6 Voltage-delay theoretical simulation and experimental measurement results.

(a)(c) Theoretical simulation; (b)(d) scatter plot of experimental results

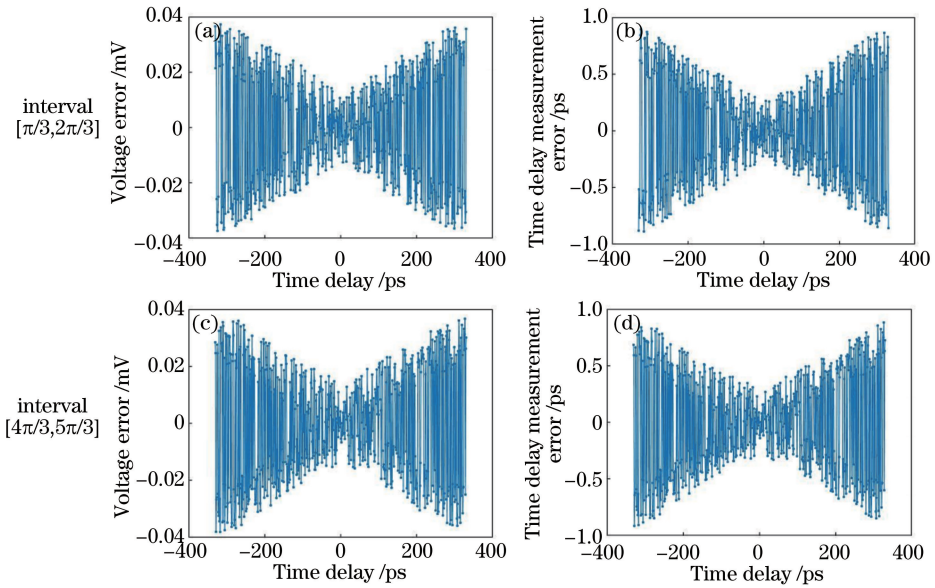


图 7 实验测量误差折线图。(a)(c)电压测量误差;(b)(d)时延测量误差

Fig. 7 Experimental measurement error. (a)(c) Voltage measurement error; (b)(d) time delay measurement error

5 结 论

针对高功率激光装置的高精度光路时延测量,提出了一种基于光强度激光调制鉴相测量时延的方案,替代了传统的基于脉冲激光测量时延的方案。

利用混频器测量待测光路信号与参考本振信号的相位差,获得了光路延时信息。详细分析了各主要误差项对时延测量精度的影响,并针对测量区间和幅值漂移两个方面分别提出了三段移相差分测量方法和单段短时两相位点测量方法的优化方案。通过实

验验证,该方案在 4 ns 范围内的时延测量精度可达 1 ps。相比于 NIF 装置的 6 ps,LMJ 装置的 8 ps 和神光-II 升级装置的 10 ps 时延测量精度,本文采用的方案实现了高功率激光装置的高精度时延测量,对高功率激光装置的同步测量具有重要意义。

参 考 文 献

- [1] Lu Z G, Xia Y W, Tang J, et al. Pulse-shape measurement technology for multi-beams infrared laser[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2011, 40(6): 1129-1132.
卢宗贵, 夏彦文, 唐军, 等. 多路红外激光脉冲波形测量技术[J]. *红外与激光工程*, 2011, 40(6): 1129-1132.
- [2] Zhu J Q, Chen S H, Zheng Y X, et al. Review on development of Shenguang-II laser facility [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2019, 46(1): 0100002.
朱健强, 陈绍和, 郑玉霞, 等. 神光II 激光装置研制[J]. *中国激光*, 2019, 46(1): 0100002.
- [3] Zhu M Z, Wang M C, Chen X J, et al. General layout and structure design of ICF facility[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2013, 21(3): 701-708.
朱明智, 王美聪, 陈晓娟, 等. 惯性约束聚变装置总体布局和结构设计[J]. *光学精密工程*, 2013, 21(3): 701-708.
- [4] Sun Z H, Dong J, Xia Y W, et al. Temporal profile measurement of frequency modulation beams for high power laser facility[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2013, 40(11): 1102009.
孙志红, 董军, 夏彦文, 等. 高功率激光装置调频脉冲时间波形测试技术研究[J]. *中国激光*, 2013, 40(11): 1102009.
- [5] Sun Z H, Dong J, Peng Z T, et al. Synchronization measurement of multi-beams for high power laser facility[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2014, 41(9): 0908004.
孙志红, 董军, 彭志涛, 等. 高功率激光装置多路光束时间同步测试技术[J]. *中国激光*, 2014, 41(9): 0908004.
- [6] Lin W H, Zhu J Q, Ren L. Advances in target alignment and beam-target coupling technologies of laser fusion facility[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(4): 0400001.
林炜恒, 朱健强, 任磊. 高功率激光装置中的靶定位及束靶耦合技术研究进展[J]. *中国激光*, 2020, 47(4): 0400001.
- [7] Shiraga H, Miyanaga N, Heya M, et al. Ultrafast two-dimensional X-ray imaging with X-ray streak cameras for laser fusion research (invited) [J]. *Review of Scientific Instruments*, 1997, 68(1): 745-749.
- [8] Kilkenny J D, Cable M D, Clower C, et al. Diagnostic systems for the National Ignition Facility (NIF) (invited) [J]. *Review of Scientific Instruments*, 1995, 66(1): 288-295.
- [9] Khan S F, Bell P M, Bradley D K, et al. Measuring X-ray burn history with the streaked polar instrumentation for diagnosing energetic radiation (SPIDER) at the National Ignition Facility (NIF) [J]. *Proceedings of SPIE*, 2012, 8505: 850505.
- [10] Oertel J A, Aragonéz R, Archuleta T, et al. Gated X-ray detector for the national ignition facility [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2006, 77(10): 10E308.
- [11] Kimbrough J R, Bell P M, Bradley D K, et al. Standard design for National Ignition Facility X-ray streak and framing cameras [J]. *The Review of Scientific Instruments*, 2010, 81(10): 10E530.
- [12] Cao Z R, Yuan Z, Chen T, et al. Progress and plans of X-ray temporal and spatial diagnosis technology of Shenguang facilities [J]. *SCIENTIA SINICA Physica, Mechanica & Astronomica*, 2018, 48(6): 065206.
曹柱荣, 袁铮, 陈韬, 等. 神光装置上 X 射线时空诊断技术概况与展望[J]. *中国科学(物理学 力学 天文学)*, 2018, 48(6): 065206.
- [13] Moses E I, Bibeau C, Bonanno R E, et al. The national ignition facility: the world's largest laser [C]// 21st IEEE/NPS Symposium on Fusion Engineering SOFE 05, September 26-29, 2005, Knoxville, TN, USA. New York: IEEE Press, 2005: 1-4.
- [14] Liu H, Peng Z T, Xu L B, et al. The study on synchronization measurement for multibeams laser [J]. *ACTA metrologic sinica*, 2009, 30(6A): 181-185.
刘华, 彭志涛, 徐隆波, 等. 多束激光时间同步测试技术研究[J]. *计量学报*, 2009, 30(6A): 181-185.
- [15] Li W. Research of laser phase method ranging based on CPLD [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2012.
李文. 基于 CPLD 的激光相位法测距的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2012.
- [16] Chen X R. Probability & Statistics [M]. 1th ed. Hefei: University of Science and Technology of China Press, 2012: 117-122.
陈希孺. 概率论与数理统计[M]. 1 版. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2012: 117-122.