

准平行光干涉的滤波型多抖动相控方法研究

柴金华 陈飞

Methodology of filter-type multi-dithering phase control for quasi parallel light interference

Chai Jin-Hua Chen Fei

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 67, 014202 (2018) DOI: 10.7498/aps.20171562

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.67.20171562>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2018/V67/I1>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

高功率光纤中传输光模式与其波长相关性研究

Analysis of wavelength dependence of mode in high power fiber laser

物理学报.2017, 66(19): 194202 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.194202>

四元裂解位相调制实现相干光通过散射介质聚焦

Four-element division algorithm for focusing light through scattering medium

物理学报.2017, 66(11): 114202 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.114202>

一种基于双光束干涉和非线性相关的身份认证方法

Identity authentication based on two-beam interference and nonlinear correlation

物理学报.2017, 66(4): 044202 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.044202>

基于空间域和频率域傅里叶变换 F^2 的光纤模式成分分析

Fiber modal content analysis based on spatial and spectral Fourier transform

物理学报.2016, 65(15): 154202 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.154202>

空域移相偏振点衍射波前检测技术

Spatial phase-shifting polarization point-piffraction interferometer for wavefront measurement

物理学报.2016, 65(11): 114203 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.114203>

准平行光干涉的滤波型多抖动相控方法研究

柴金华[†] 陈飞

(陆军炮兵防空兵学院军用光电工程教研室, 合肥 230031)

(2017年7月6日收到; 2017年10月10日收到修改稿)

提出了一种准平行光干涉的滤波型多抖动相控方案, 对该方案的相干光强进行了理论分析, 在此基础上提出了滤波型多抖动法的相控原理, 进行了滤波型多抖动法的相控数值分析和模拟实验. 结果表明: 该方法可识别出各路光波的相位差, 反馈与相位差信号成比例的直流电压去控制相位调制器, 可实现相位差的校正, 相位控制电压输出范围为0.03—4.45 V, 控制带宽为2.5 kHz.

关键词: 准平行光干涉, 滤波, 多抖动, 相位控制

PACS: 42.25.Hz, 42.55.Wd, 42.87.Bg

DOI: 10.7498/aps.67.20171562

1 引言

准平行光干涉是多个激光束之间的干涉, 光束之间有一定夹角, 但夹角很小, 即光束与光束之间是准平行的, 从而在远处仍然可以有较大重叠区域. 准平行光干涉有很多应用, 其需求是使干涉区域中干涉极强光斑始终作用于目标, 而做到这一点的关键是要实时进行相位控制, 这种相控方法可以借鉴光纤激光器的相干合成方法^[1-6].

目前相干合成有多种方法, 例如外差锁相法^[7,8]、随机并行梯度下降算法^[9-12]、自参考自同步锁相法^[13-15]以及多抖动法^[16-21]等. 外差法需要一束参考光, 同时对光纤激光器准直阵列和光纤激光器探测器阵列排布要求比较高. 而随机并行梯度下降算法不需要参考光束, 只需要一个光电探测器, 对光纤激光器准直器阵列排布要求不高. 但是要执行梯度下降算法, 对算法的执行效率和计算机的处理能力有较高的要求^[10].

相比以上两种方法, 多抖动法不需要参考光, 只需要一个光电探测器, 实验光路较为简单. 设定多个频率的正弦信号加载在相位调制器, 通过乘法器和积分器的相关检测方法实现相位差的识别与反馈信号的输出^[16,17]. 考虑到抖动法不需要参考

光的优势, 本文提出一种滤波型多抖动相控方案. 首先进行该方案的理论分析, 并在此基础上阐明滤波型多抖动相控原理, 然后进行数值分析与模拟实验, 以说明滤波型多抖动相控方法的可行性.

2 准平行光干涉的滤波型多抖动相位控制方案

准平行光干涉的滤波型多抖动相位控制系统主要由激光器、分束器、相位调制器、单模光纤、光纤准直器、光电探测器、光电信号放大电路、相位差检测器以及信号发生器组成.

以二路准平行光干涉相位控制为例. 如图1所示, 激光器发出的激光经过分束器分为两束, 两光束在光纤中传播, 并受到相位调制器调制, 每束光最后经光纤准直器准直, 在远场目标区实现准平行光干涉, 光电探测器测得远场某点干涉信号后, 经光电信号放大电路再经相位差检测器得到相位控制信号 V_1 和 V_2 , 并加载在相位调制器上调节光束相位, 校正光束间的相位差. 当光束间的相位差为0或者 2π 的整数倍时得到光强的极大值. 信号发生器的作用是为相位调制器提供调制信号 $V_0\sin\omega_1t$ 和 $V_0\sin\omega_2t$.

[†] 通信作者. E-mail: ch170626@sina.com

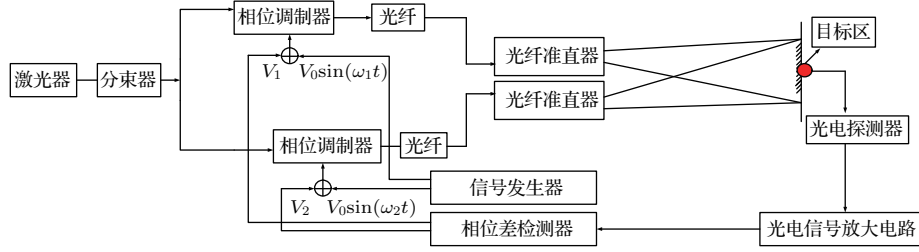


图1 二路准平行光干涉相位控制示意图

Fig. 1. Schematic diagram of phase control of two beams of quasi parallel light interference.

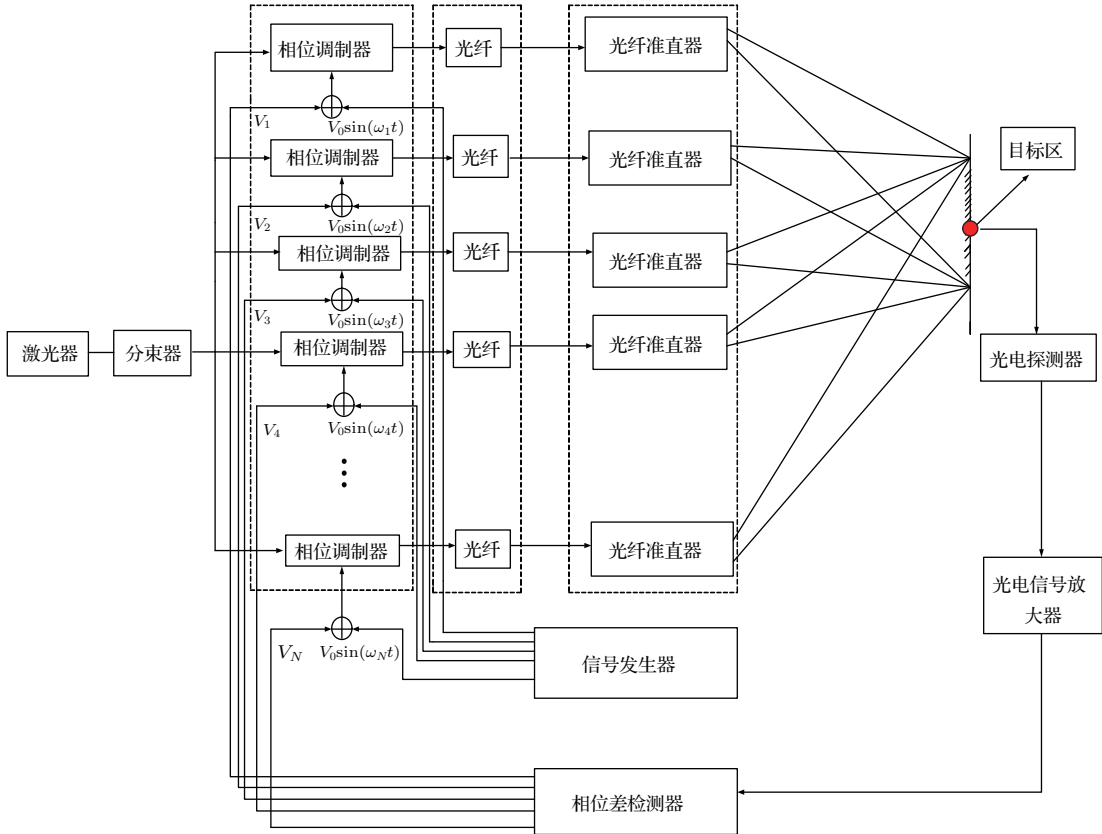


图2 N路准平行光干涉相位控制示意图

Fig. 2. Schematic diagram of phase control of N beams of quasi parallel light interference.

同理, N路准平行光干涉相位控制方案如图2所示。

3 准平行光干涉的滤波型多抖动相位控制的理论依据

以二路准平行光干涉为例, 在直角坐标系中, 假设两束准平行光同时沿z轴传播, 那么波前z = 0处的干涉光强表达式为

$$I(x, y) = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos[\mathbf{k}(\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2)x + \mathbf{k}(\cos \beta_1 - \cos \beta_2)y + \varphi_{10} - \varphi_{20}], \quad (1)$$

其中 I_1 和 I_2 分别为两束光的光强; 第三项为干涉项; 其中 \mathbf{k} 为波矢量大小; α_1, β_1 为光束1与x轴、y轴的夹角; α_2, β_2 为光束2与x轴、y轴的夹角; $\varphi_{10}, \varphi_{20}$ 分别为光束1和光束2的初相位。采用LiNbO₃晶体相位调制器, 那么,

$$\varphi_{10} = \frac{\omega}{c}nl_1 + \frac{\omega}{c} \frac{n_0^3}{2}r_{33} \left(\frac{V_1 + V_0 \sin \omega_1 t}{d} \right)l,$$

$$\varphi_{20} = \frac{\omega}{c}nl_2 + \frac{\omega}{c} \frac{n_0^3}{2}r_{33} \left(\frac{V_2 + V_0 \sin \omega_2 t}{d} \right)l,$$

V_1 和 V_2 是直流控制电压, $V_0 \sin \omega_1 t$ 和 $V_0 \sin \omega_2 t$ 分别是两光路上相位调制器的调制信号, l_1 和 l_2 分别是两光路上的光纤长度, n 是光纤的折射率, n_0 是LiNbO₃晶体的折射率, r_{33} 为LiNbO₃晶体的光电

系数, d 是 LiNbO₃ 晶体波导厚度, l 为 LiNbO₃ 晶体波导长度.

为了简明起见, 做如下定义.

光纤长度及光束夹角引起的相位延迟及相位差

$$\begin{aligned}\varphi_{s1} &\equiv \frac{\omega}{c}nl_1 + \mathbf{k} \cos \alpha_1 x + \mathbf{k} \cos \beta_1 y, \\ \varphi_{s2} &\equiv \frac{\omega}{c}nl_2 + \mathbf{k} \cos \alpha_2 x + \mathbf{k} \cos \beta_2 y, \\ \varphi_{s12} &\equiv \varphi_{s1} - \varphi_{s2};\end{aligned}\quad (2)$$

控制电压引起的相位延迟及相位差

$$\begin{aligned}\varphi_{c1} &\equiv \frac{\omega}{c} \frac{n_0^3}{2} r_{33} \frac{V_1}{d} l, \quad \varphi_{c2} \equiv \frac{\omega}{c} \frac{n_0^3}{2} r_{33} \frac{V_2}{d} l, \\ \varphi_{c12} &\equiv \varphi_{c1} - \varphi_{c2};\end{aligned}$$

总的相位差

$$\beta_{12} \equiv \varphi_{s12} + \varphi_{c12}.$$

由此可得:

$$\begin{aligned}I(x, y) &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \{ \cos[(\varphi_{s1} - \varphi_{s2}) \\ &\quad + (\varphi_{c1} - \varphi_{c2}) + \psi_0 \sin \omega_1 t - \psi_0 \sin \omega_2 t] \},\end{aligned}\quad (3)$$

即

$$\begin{aligned}I(x, y) &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos [\beta_{12} \\ &\quad + \psi_0 \sin \omega_1 t - \psi_0 \sin \omega_2 t].\end{aligned}\quad (4)$$

式中, $\psi_0 = \frac{\omega}{c} \frac{n_0^3}{2} r_{33} \frac{V_0}{d} l$, 为调制系数, 通常 ψ_0 的取值较小. 例如, 对于典型参数: 激光波长 $\lambda = 1550$ nm, LiNbO₃ 晶体折射率 $n_0 = 2.25$, LiNbO₃ 晶体电光系数 $r_{33} = 30 \times 10^{-12}$ m/V, 晶体波导厚度 $d = 25$ μ m, 晶体波导长度 $l = 35$ mm, 调制信号幅度 $V_0 = 0.3$ V, ψ_0 的取值为 0.3.

再将 (4) 式展开可得:

$$\begin{aligned}I(x, y) &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \{ \cos \beta_{12} \cos(\psi_0 \sin \omega_1 t - \psi_0 \sin \omega_2 t) - \sin \beta_{12} \sin(\psi_0 \sin \omega_1 t - \psi_0 \sin \omega_2 t) \} \\ &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \{ \cos \beta_{12} [\cos(\psi_0 \sin \omega_1 t) \cos(\psi_0 \sin \omega_2 t) + \sin(\psi_0 \sin \omega_1 t) \sin(\psi_0 \sin \omega_2 t)] \\ &\quad - \sin \beta_{12} [\sin(\psi_0 \sin \omega_1 t) \cos(\psi_0 \sin \omega_2 t) - \cos(\psi_0 \sin \omega_1 t) \sin(\psi_0 \sin \omega_2 t)] \}.\end{aligned}\quad (5)$$

利用数学关系式

$$\begin{aligned}\cos(m \sin \omega t) &= J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos 2n\omega t, \\ \sin(m \sin \omega t) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) \sin[(2n-1)\omega t],\end{aligned}\quad (6)$$

将 (6) 式代入 (5) 式, 考虑到贝塞尔函数随着阶数的增大, 当 ψ_0 较小时, J 值将趋于 0, 所以只考虑 0, 1, 2 阶项, 得到光强公式:

$$\begin{aligned}I &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \{ \cos \beta_{12} [(J_0(\psi_0) + 2J_2(\psi_0) \cos 2\omega_1 t)(J_0(\psi_0) + 2J_2(\psi_0) \cos 2\omega_2 t) \\ &\quad + 2J_1(\psi_0) \sin \omega_1 t * 2J_1(\psi_0) \sin \omega_2 t] - \sin \beta_{12} [2J_1(\psi_0) \sin \omega_1 t (J_0(\psi_0) + 2J_2(\psi_0) \cos 2\omega_2 t) \\ &\quad - (J_0(\psi_0) + 2J_2(\psi_0) \cos 2\omega_1 t) 2J_1(\psi_0) \sin \omega_2 t] \}.\end{aligned}\quad (7)$$

根据贝塞尔函数的多项式展开式^[22], 当 ψ_0 较小时忽略公式中 ψ_0 的 3 次项以及 3 次以上的项, 即忽略 (7) 式中 $J_1 J_2$ 项和 $J_2 J_2$ 项, 可得二路准平行光干涉光强公式:

$$\begin{aligned}I &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \{ \cos \beta_{12} [(J_0^2(\psi_0) + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_1 t + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_2 t \\ &\quad + 4J_1^2(\psi_0) \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t] - \sin \beta_{12} [2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_1 t - 2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_2 t] \}.\end{aligned}\quad (8)$$

将上式中 $4J_1^2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t$ 利用积化和差公式展开可得:

$$\begin{aligned}I &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \{ \cos \beta_{12} [(J_0^2(\psi_0) + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_1 t + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_2 t \\ &\quad + 2J_1^2(\psi_0)(\cos(\omega_1 t - \omega_2 t) - \cos(\omega_1 t + \omega_2 t))] \\ &\quad - \sin \beta_{12} [2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_1 t - 2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_2 t] \}.\end{aligned}\quad (9)$$

对于二路准平行光干涉光路, 可以考虑一路有相位调制器, 一路无相位调制器的简单情况, 重复上述步骤得到:

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \{ \cos \beta_{12} [J_0(\psi_0) + 2J_2(\psi_0) \cos 2\omega_1 t] - \sin \beta_{12} [2J_1(\psi_0) \sin \omega_1 t] \}. \quad (10)$$

在 ψ_0 值很小的情况下, $J_0(\psi_0)$ 的值比 $J_1(\psi_0)$ 和 $J_2(\psi_0)$ 的值大得多, 此时 $\cos \beta_{12}$ 包含项的值也要大于 $\sin \beta_{12}$ 包含项的值. 要使光强尽可能大, 就要使 $\cos \beta_{12}$ 尽量大, 而 $\sin \beta_{12}$ 尽量小. 光强取得极值的条件为 β_{12} 为 0 或者 2π 的整数倍.

采用上述推导方法, 同样得到三路准平行光干涉强度公式:

$$I = \sum_{n=1}^3 I_n + 2 \sum_{n=1}^2 \sum_{r=2}^3 \sqrt{I_n I_r} \{ \cos \beta_{nr} [J_0^2(\psi_0) + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_n t + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_r t + 4J_1^2(\psi_0) \sin \omega_n t \sin \omega_r t] - \sin \beta_{nr} [2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_n t - 2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_r t] \}, \quad (11)$$

其中, β_{12} 是光束 1 和 2 之间的相位差, β_{13} 是光束 1 和 3 之间的相位差, β_{23} 是光束 2 和 3 之间的相位差.

同样得到四路准平行光干涉强度公式

$$I = \sum_{n=1}^4 I_n + 2 \sum_{n=1}^3 \sum_{r=2, r>n}^4 \sqrt{I_n I_r} \{ \cos \beta_{nr} [J_0^2(\psi_0) + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_n t + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_r t + 4J_1^2(\psi_0) \sin \omega_n t \sin \omega_r t] - \sin \beta_{nr} [2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_n t - 2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_r t] \}. \quad (12)$$

同理得 N 路准平行光干涉的光强公式

$$I = \sum_{n=1}^N I_n + 2 \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{r=2, r>n}^N \sqrt{I_n I_r} \{ \cos \beta_{nr} [J_0^2(\psi_0) + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_n t + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_r t + 4J_1^2(\psi_0) \sin \omega_n t \sin \omega_r t] - \sin \beta_{nr} [2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_n t - 2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_r t] \}, \quad (13)$$

其中, β_{nr} 是各光束之间的相位差, 式中 $\sin \omega_n t \sin \omega_r t$ 也可用差频项 $\cos(\omega_n t - \omega_r t)$ 与和频项 $\cos(\omega_n t + \omega_r t)$ 来表示.

4 准平行光干涉的滤波型多抖动相位控制原理

以二路准平行光干涉为例. 由 (9) 式可知, 要想得到二路干涉相干光强的极大值, 就要使得 β_{12} 是 0 或者 2π 的整数倍, 满足此条件时, 光强信号中含有 $\sin \omega_1 t$ 项和 $\sin \omega_2 t$ 项的值应为 0. 因此只需检测光电信号中含有 $\sin \omega_1 t$ 项和 $\sin \omega_2 t$ 项的值是否为 0, 以此作为相位控制的依据. 具体做法是: 分别设置中心频率为 f_1 和 f_2 的带通滤波器, 经过测幅电路得到直流电压信号, 将直流电压信号放大加载至相位调制器进行相位的校正.

扩展到 N 路的情形, 根据 (13) 式可知 $\cos \beta_{nr}$ 后含的项当中含有调制频率的二倍频项以及和频项和差频项, 为使信号处理方便, 不能任意选取调制频率. 为此, 设定各路信号的调制频率为: $f_1, 3f_1, 5f_1, \dots, (2N-1)f_1$. 这样做的目的是使 $\cos \beta_{nr}$ 后的频率项均为 f_1 的偶数倍频项, 而 $\sin \beta_{nr}$ 后的项均为 f_1 的奇数倍频项, 便于滤波器进行信号的分离, 实现相位差信号的提取.

相位差检测器是实现相位校正的关键器件, 相位差检测器原理如图 3 所示. 图中滤波器 $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$ 用来识别 $\sin \omega_1 t$ 项, $\sin \omega_2 t$ 项, $\dots, \sin \omega_N t$ 项的值是否为 0, 如果不为 0, 后续测幅电路 1, 测幅电路 2, \dots , 测幅电路 N 分别测出直流电压, 经直流放大器放大, 形成相位控制电压 V_1, V_2, \dots, V_N 分别加载到各光路的相位调制器上.

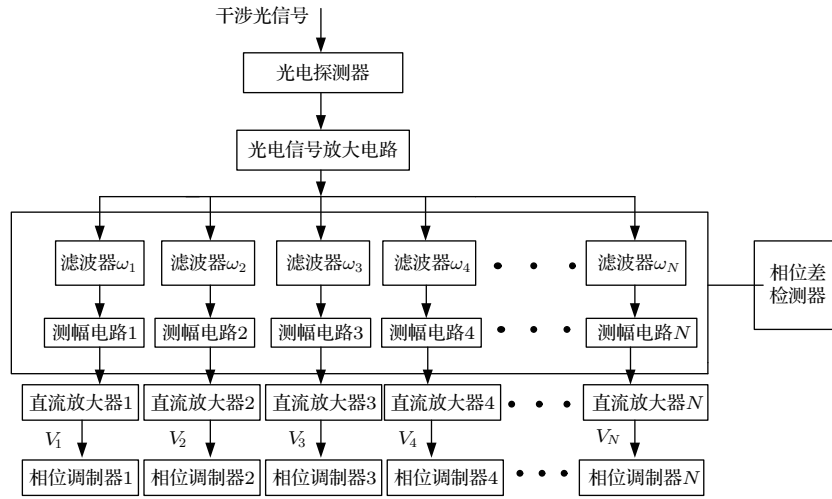


图3 相位差检测器原理图

Fig. 3. Principle diagram of phase difference detector.

假定光电探测器的响应灵敏度为 M , 光电探测器的光敏面积是 S , 那么输出的光电流可表示为

$$\begin{aligned}
 i(t) &= M \times S \times I \\
 &= MS \left\{ \sum_{n=1}^N I_n + 2 \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{r=2, r>n}^N \sqrt{I_n I_r} \right. \\
 &\quad \times \left[\cos \beta_{nr} (J_0^2(\psi_0) + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_n t \right. \\
 &\quad + 2J_0(\psi_0)J_2(\psi_0) \cos 2\omega_r t \\
 &\quad + 4J_1^2(\psi_0) \sin \omega_n t \sin \omega_r t) \\
 &\quad - \sin \beta_{nr} (2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_n t \\
 &\quad \left. \left. - 2J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \omega_r t) \right] \right\}. \quad (14)
 \end{aligned}$$

经过光电信号放大电路转换为电压信号, 光电信号放大电路的增益为 A , 电流流经的电阻阻值为 R , 那么输出信号可以表示为

$$V(t) = A \times i(t) \times R. \quad (15)$$

输出信号分别进入 N 路中心频率不同的带通滤波器, 带通滤波器的增益是 B , 第1路到第 N 路的信号分别是:

$$\begin{aligned}
 1) \quad V_1(t) &= 4M \times R \times S \times A \times B \\
 &\quad \times \left(\sum_{r=2}^N J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \beta_{1r} \sin \omega_1 t \right); \\
 2) \quad V_2(t) &= 4M \times R \times S \times A \times B \\
 &\quad \times \left(\sum_{r=1, r \neq 2}^N J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \beta_{2r} \sin \omega_2 t \right); \\
 &\quad \dots \\
 N) \quad V_N(t) &= 4M \times R \times S \times A \times B
 \end{aligned}$$

$$\times \left(\sum_{r=1}^{N-1} J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \beta_{Nr} \sin \omega_N t \right). \quad (16)$$

幅度测量电路对光电信号幅度进行测量, 后经直流放大电路得到相位控制电压. 采用单向正电压控制, 假定直流放大电路的增益分别是 F_1, F_2, \dots, F_N , 各路施加的相位控制电压可以表示为:

$$\begin{aligned}
 1) \quad V_1 &= 4F_1 \times M \times R \times S \times A \times B \\
 &\quad \times \left(\sum_{r=2}^N J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \beta_{1r} \right); \\
 2) \quad V_2 &= 4F_2 \times M \times R \times S \times A \times B \\
 &\quad \times \left(\sum_{r=1, r \neq 2}^N J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \beta_{2r} \right); \\
 &\quad \dots \\
 N) \quad V_N &= 4F_N \times M \times R \times S \times A \times B \\
 &\quad \times \left(\sum_{r=1}^{N-1} J_0(\psi_0)J_1(\psi_0) \sin \beta_{Nr} \right). \quad (17)
 \end{aligned}$$

将各路的相位控制电压分别加载到各路的相位调制器上, 使相位调制器调整光束的相位, 最终实现各光束之间相位的校正.

5 滤波型多抖动相位控制的数值分析与模拟实验

5.1 数值分析

以(10)式为基础, 对干涉光强分布进行数值分析. 取调制正弦波信号幅度为0.3 V, 频率为5 kHz,

两光束相位差 β_{12} 范围为 $0-2\pi$, 相位差取典型值时光强的数值曲线如图 4 所示, 其中上方的曲线是

干涉光强曲线, 下方的曲线是经过滤波器之后的滤波曲线.

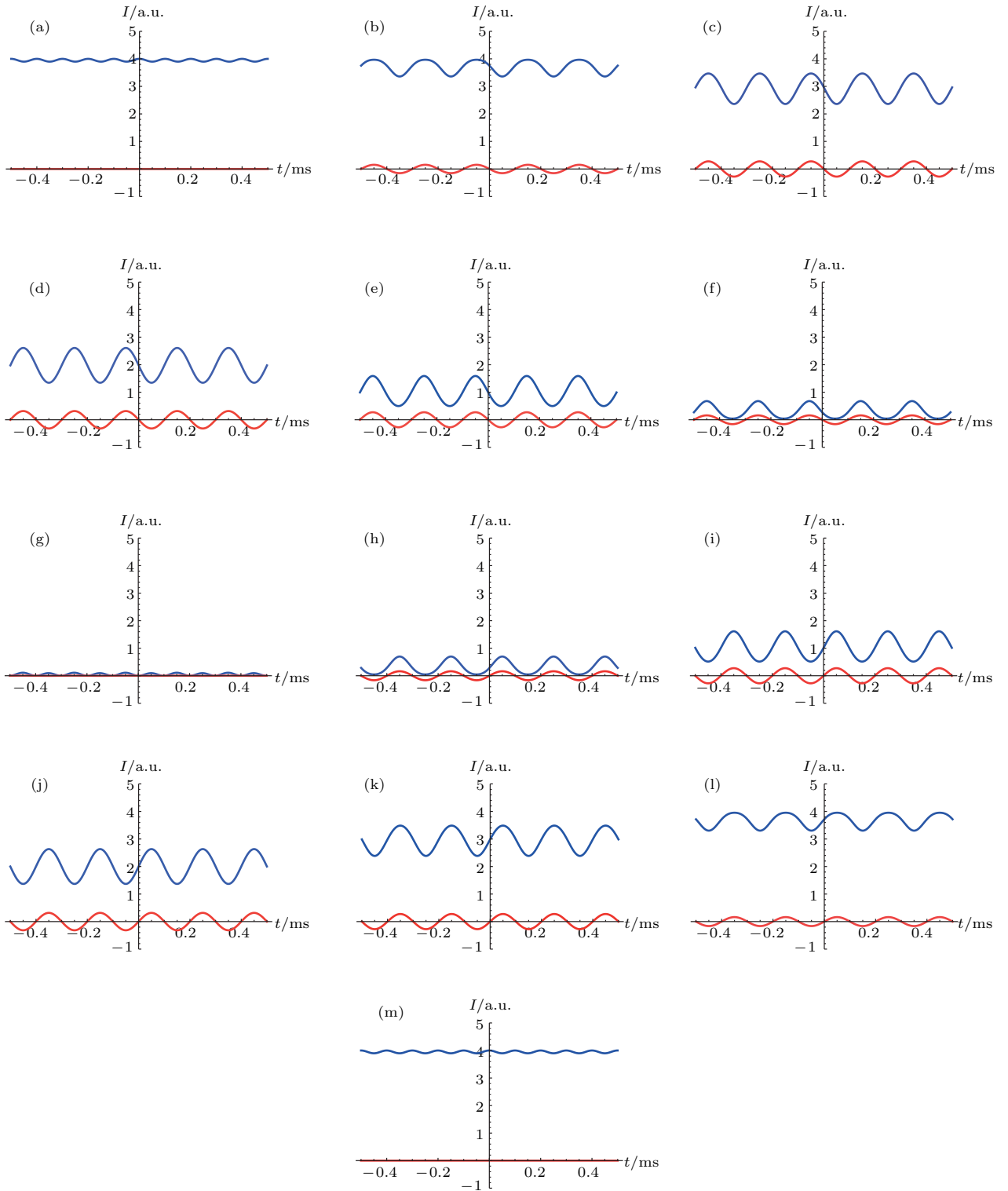


图 4 光强随时间的变化 (a) $\beta_{12} = 0$; (b) $\beta_{12} = \pi/6$; (c) $\beta_{12} = \pi/3$; (d) $\beta_{12} = \pi/2$; (e) $\beta_{12} = 2\pi/3$; (f) $\beta_{12} = 5\pi/6$; (g) $\beta_{12} = \pi$; (h) $\beta_{12} = 7\pi/6$; (i) $\beta_{12} = 4\pi/3$; (j) $\beta_{12} = 3\pi/2$; (k) $\beta_{12} = 5\pi/3$; (l) $\beta_{12} = 11\pi/6$; (m) $\beta_{12} = 2\pi$

Fig. 4. Curve of light intensity via time (a) $\beta_{12} = 0$; (b) $\beta_{12} = \pi/6$; (c) $\beta_{12} = \pi/3$; (d) $\beta_{12} = \pi/2$; (e) $\beta_{12} = 2\pi/3$; (f) $\beta_{12} = 5\pi/6$; (g) $\beta_{12} = \pi$; (h) $\beta_{12} = 7\pi/6$; (i) $\beta_{12} = 4\pi/3$; (j) $\beta_{12} = 3\pi/2$; (k) $\beta_{12} = 5\pi/3$; (l) $\beta_{12} = 11\pi/6$; (m) $\beta_{12} = 2\pi$.

图 4(a) 的情形, 相位差 $\beta_{12} = 0$, 光强的最大值约为 4, 光强曲线幅度最小, 由 (10) 式可知, 此时光强表达式中只含有调制频率 f_1 的 2 倍频项, 即光强曲线的频率为 10 kHz, 滤波信号此时输出为 0, 滤波曲线与坐标横轴重合; 相位差从 0 到 $\pi/2$ 变化的过程中, 如图 4(b)—(d), 光强表达式中调制频率的 2 倍频项不断减小, 而调制频率项不断增大, 光强曲线的波动增大, 滤波信号的频率为 5 kHz, 滤波信号振幅不断增大, 相位差等于 $\pi/2$ 时, 光强表达式中只含调制频率项, 即光强曲线的频率为 5 kHz, 滤波信号幅度达到最大; 相位差从 $\pi/2$ 到 π 的变化过程如图 4(d)—(g), 与相位差从 0 到 $\pi/2$ 变化的过程相反, 相位差等于 π 时, 光强值降至最低, 此时光强变化的幅度也最小, 光强曲线的频率也是 10 kHz, 滤波信号输出为 0, 滤波曲线同样与坐标横轴重合. 同理, 相位差从 π 到 2π 的变化过程与 0— π 的过程类似.

5.2 模拟实验

按照准平行光干涉的相控方案, 当激光器参数确定, 光纤光路确定, 光纤准直器布局确定, 亦即准平行光在空间的角度确定, 目标区某点的光强完全取决于总相位差 β_{12} (以二路为例); 而 β_{12} 完全由反馈回路及相位调制器进行校正, 最终实现光强最大. 这样可以用模拟实验来模拟相位控制的过程, 因而可以考虑将光纤准直器所发射的空间光束的相干用光纤耦合器中两束光相干来模拟, 为此, 采用光纤 M-Z 干涉型光路模拟远场某一点光强变化情况, 光电信号变化即为干涉光强变化, 由示波器记录变化波形.

实验装置如图 5 所示, 主要有 1550 nm 窄线宽

激光器、单模光纤、光纤耦合器、相位调制器、直流稳压电源、PIN 型光电探测器, 光电信号放大电路、UAF42 带通滤波器模块、AD637 有效值检测模块、OP07 加法器模块、TLC2652 直流电压放大电路模块, 信号发生器以及示波器.

按照激光器、信号发生器、示波器、直流稳压电源的顺序依次打开电源. 调制正弦波信号的幅度是 0.3 V, 频率是 5 kHz. 首先断开反馈控制回路, 示波器记录波形, 此时图 5 中①端口输出的是相控前的滤波波形, ②端口输出的是相控前的干涉波形. 随后在系统中接入 AD637 有效值检测模块以及 TLC2652 直流电压放大电路模块, 反馈控制电压信号通过 OP07 加法器模块加载到相位调制器上, 利用示波器记录波形, 此时①端口输出的是相控后的滤波波形, ②端口输出的是相控后的干涉波形. 模拟实验的实物图如图 6 所示.

示波器记录相位控制前后典型情形下的波形如图 7 所示. 图中, 上方波形 (CH1 通道) 为滤波波形, 下方波形 (CH2 通道) 为干涉波形.

利用电压表测量各情形的相位控制电压, 得到相位控制电压数据如表 1 所列.

表 1 不同情形的相位控制电压输出 (V)
Table 1. Output voltage of phase control in different cases (V).

| 不同情形 | 情形 1 | 情形 2 | 情形 3 | 情形 4 | 情形 5 |
|------|------|------|------|------|------|
| 电压输出 | 0.03 | 3.15 | 4.45 | 3.07 | 0.04 |

从示波器上读取相控前后干涉波形的电压值的最大值, 它反映了相控前后光强的最大值, 数据如表 2 所列.

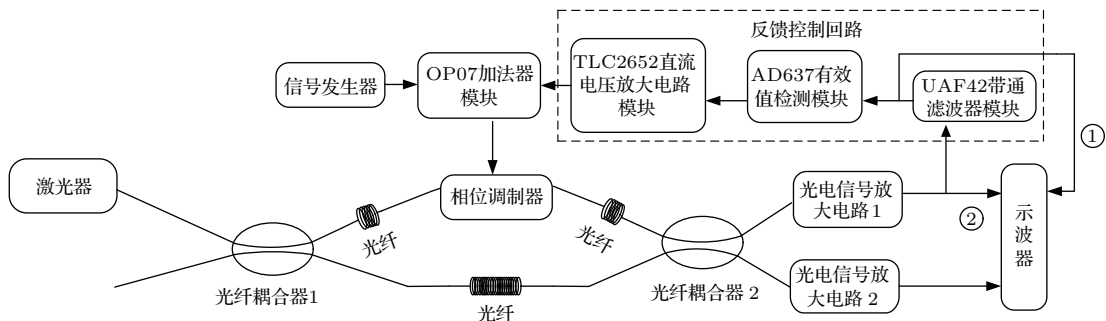


图 5 滤波型多抖动相位控制的模拟实验框图

Fig. 5. Frame diagram of simulation experiment of filter type multi-dithering phase control.

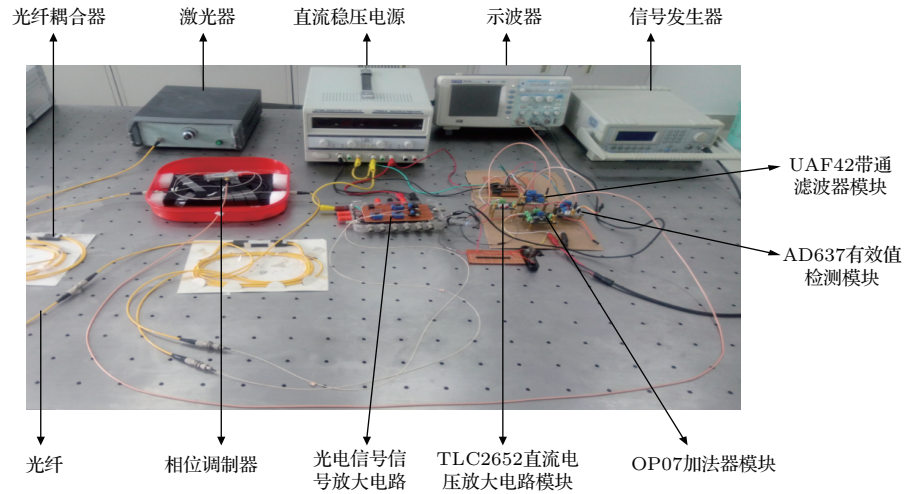


图6 滤波型多抖动相位控制的模拟实验实物图

Fig. 6. Device diagram of simulation experiment of filter type multi-dithering phase control.

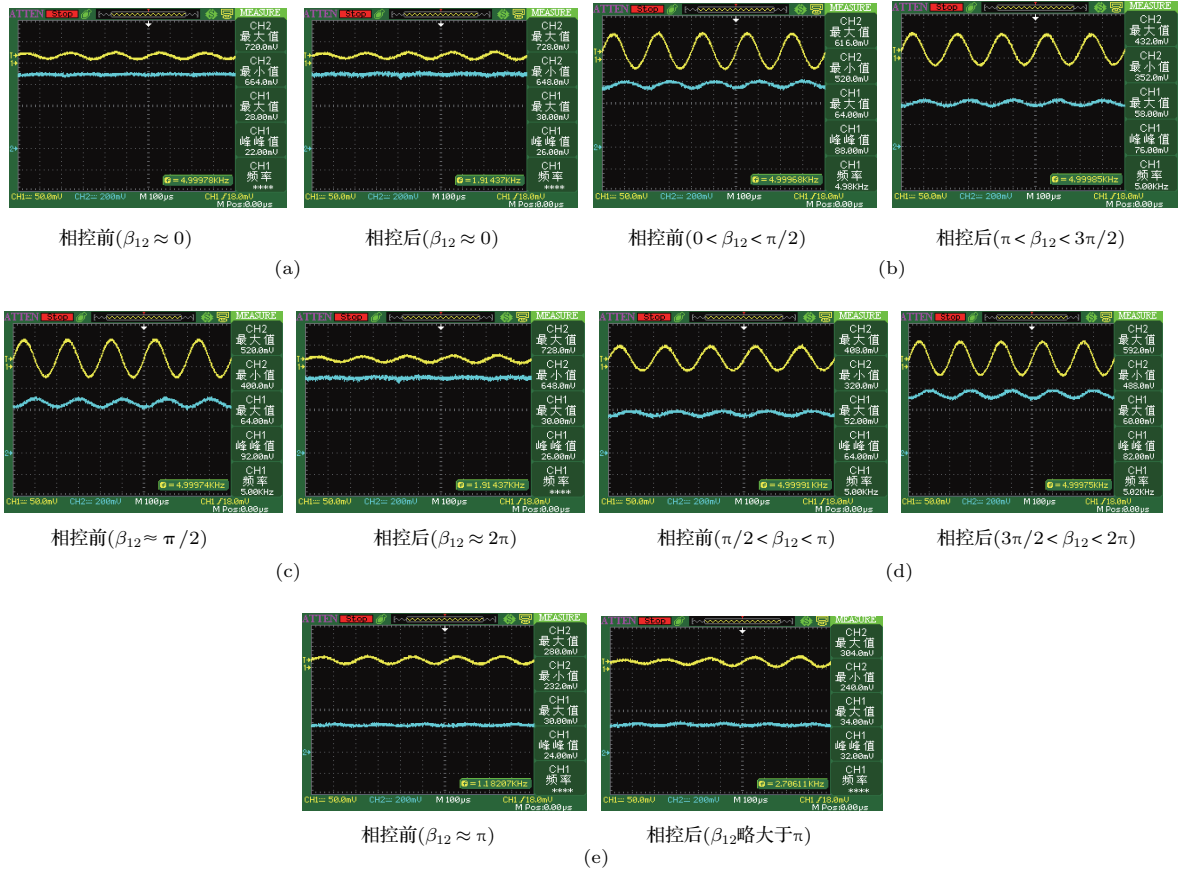


图7 实验中典型情形的波形图 (a)情形1; (b)情形2; (c)情形3; (d)情形4; (e)情形5

Fig. 7. Diagram of wave pattern for typical cases in the experiment: (a) Case one; (b) case two; (c) case three; (d) case four; (e) case five.

表2 不同情形下相控前后光强最大值 (以电压值表示)

Table 2. Maximum of light intensity before and after phase control in different cases(represented by voltage value).

| 不同情形 | 情形1 | | 情形2 | | 情形3 | | 情形4 | | 情形5 | |
|----------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| | 相控前 | 相控后 | 相控前 | 相控后 | 相控前 | 相控后 | 相控前 | 相控后 | 相控前 | 相控后 |
| 波形电压值/mV | 720 | 728 | 616 | 432 | 520 | 720 | 408 | 592 | 280 | 304 |

图 7(a) 相控前后的波形变化很小, 干涉波形的最大值分别为 720 mV 和 728 mV. 728 mV 是实验中获得的最大值, 滤波波形幅度很小, 主要来自电路噪声. 对比图 4(a) 情形, 图 4(a) 的中干涉波形的最大值为 4, 达到了整个数值分析的最大值, 滤波波形的幅度为 0. 可见, 图 7(a) 对应图 4(a), 即相位差为 0 的情形. 此时实验测得的相位控制电压为 0.03 V, 相控作用可忽略.

图 7(b) 中相控前干涉波形的最大值为 616 mV, 滤波波形有一定幅度. 对比图 4(a)—(d) 的波形变化, 按照光强最大值的数值比例考虑, 可知图 7(b) 相控前对应图 4(a)—(d) 之间的某情形, 即相位差在 $0-\pi/2$ 的某种情形. 图 7(b) 相控后干涉波形的最大值为 432 mV, 滤波波形有一定幅度. 对比图 4(g)—(j) 之间的波形变化, 按照光强最大值的数值比例考虑, 可知图 7(b) 相控后对应图 4(g)—(j) 之间的某情形, 即相位差在 $\pi-3\pi/2$ 的某种情形. 实验测得的相位控制电压为 3.15 V, 通过相位控制, 相位差向 2π 方向校正.

图 7(c) 相控前干涉波形的最大值为 520 mV, 相控前的滤波波形的幅度最大, 频率为 5 kHz. 对比图 4(d) 的情形, 图 4(d) 中干涉波形的最大值为 2.5, 滤波波形幅度最大, 频率为 5 kHz. 可见, 图 7(c) 相控前对应图 4(d), 即相位差为 $\pi/2$ 的情形. 实验测得的相位控制电压为 4.45 V. 图 7(c) 相控后的干涉波形的最大值为 720 mV, 接近于整个实验最大值的情形, 采用的是正向电压控制, 可见图 7(c) 相控后对应图 4(m), 即相位差为 2π 情形, 而不是图 4(a) 相位差为 0 的情形.

图 7(d) 相控前后干涉波形的最大值分别为 408 mV 和 592 mV, 滤波波形有一定幅度. 按照上述同样的思路分析可知, 图 7(d) 相控前对应图 4(d)—(g) 之间的某情形, 即对应于相位差在 $\pi/2$ 和 π 之间的某个值, 且更接近于 $\pi/2$ 的某种情形. 图 7(d) 相控后对应图 4(g)—(m), 即 $3\pi/2$ 和 2π 之间的某个值. 实验测得的相位控制电压为 3.07 V, 通过相位控制, 相位差向接近于 2π 方向校正.

图 7(e) 相控前后的波形变化也很小, 干涉波形的最大值分别是 280 mV 和 304 mV. 280 mV 是实验中获得的最小值, 滤波波形的幅度也很小, 主要来自电路噪声. 对比图 4(g) 的情形, 图 4(g) 中干涉

波形的值接近于 0, 达到了整个数值分析的最小值, 滤波波形幅度为 0. 可见, 图 7(e) 对应图 4(g), 即相位差为 π 的情形. 此时实验测得的相位控制电压为 0.04 V, 相控作用很小.

综合所述可知, 相位差在 $0-\pi/2$, $\pi/2$, $\pi/2-\pi$ 所代表的各种情形, 均有相位控制电压的输出, 并且校正相位差, 使相位差向 2π 方向校正.

需要说明的是相位差为 0 时, 产生很小的相位控制电压, 使得相位差在 0 附近; 而相位差为 π 时, 也产生很小的相位控制电压, 但相位校正的过程不断进行, 使得相位差向 2π 方向校正.

实验中相位变化主要源于单模光纤的双折射, 导致波形的周期性变化. 由于波形变化是缓慢的, 能够反映出相控前后波形的明显变化.

5.3 相位控制的性能分析

首先对相位控制实验的控制带宽进行分析. 控制带宽反映了系统的响应速度, 控制带宽越大, 系统的响应速度就越快^[23]. 实验的控制带宽主要与相位控制器件的响应速度有关, 包括:

- 1) 光电探测器的响应时间为 t_1 ;
- 2) 光电信号放大电路的响应时间为 t_2 ;
- 3) 带通滤波器电路的响应时间为 t_3 ;
- 4) 幅度检测电路的响应时间为 t_4 ;
- 5) 直流电压放大电路的响应时间为 t_5 ;
- 6) 相位控制信号加载到相位调制器的传输时间为 t_6 .

假设一次相位控制的时间为 T , 那么时间 T 可以表示为

$$T = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + t_6. \quad (18)$$

光电探测器的响应时间为纳秒量级时, t_1 可以忽略; 实验中所用光电信号放大电路的主控芯片 OP37 的带宽增益积为 63 MHz (即信号放大倍数与带宽的乘积), 电路放大倍数为 10 倍, 那么此时带宽为 6.3 MHz, 远高于调制频率, 因而 t_2 可以忽略; AD637 有效值测量电路在小幅度情况下的带宽在 1 MHz 以上, 远高于调制频率, 因而 t_4 可以忽略; TLC2652 带宽增益积为 1.9 MHz, 放大倍数为 100 倍, 那么带宽为 190 kHz, 因而响应时间为 5.3 μ s; 调制信号和相位控制信号加载到相位调制器的传输时间 t_6 忽略不计. 所以, 实际的相位控制时间主

要考虑滤波电路响应时间 t_3 和直流电压放大电路的响应时间 t_5 , 带通滤波器的中心频率为 5 kHz, 带宽为 2.5 kHz, 响应时间为 0.4 ms, 此时电路的响应总时间近似为 T_1 , 则 $T_1 = t_3 + t_5$, 因而实验的控制带宽可以表示为

$$BW = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{t_3 + t_5} \approx 2.5 \text{ kHz}. \quad (19)$$

当采用带宽更宽、性能更加优良的带通滤波器后, 实验的控制带宽还能进一步提高.

实验中测得的相位控制信号输出电压范围是 0.03—4.45 V, 根据 (17) 式, 相位控制电压的大小与滤波信号的幅度成正比, 相位差为 $\pi/2$ 时产生的相位控制电压最大, 要使相控后相位差达到 2π , 那么此时相位控制所要达到的量应为 $3\pi/2$, 实验所用相位调制器的半波电压约为 3.1 V, 对应的相位控制电压理论值应为 4.65 V, 实验中测得最大输出电压为 4.45 V, 实测的最大控制电压与理论值接近.

6 结 论

提出了一种准平行光干涉的滤波型多抖动相控方案, 给出了滤波型多抖动相控理论分析, 并进行了数值分析和模拟实验研究, 分析了相控前后干涉波形的变化, 说明了相控方法的有效性.

滤波型多抖动法与经典的多抖动法都是利用调制频率来识别相位差, 所不同的是滤波型多抖动法是通过滤波来识别相位差, 通过测幅电路实现反馈电压输出. 而经典的多抖动法是通过乘法和积分电路实现相位差的识别与反馈电压输出^[16,17,19]. 因为乘法器要求参考信号的幅度很小, 因此造成了参考信号的取值范围很小. 同时还要考虑积分时间与调制周期的关系, 通常要求积分时间是调制周期的 10 倍以上, 降低了系统的控制带宽^[17], 而滤波型多抖动法的反馈回路不需要参考信号. 另外, 处理多路信号时, 滤波型多抖动法采用信号并行处理的方法, 各路之间的信号不影响, 因而随着光束数目的增多对于控制带宽无明显影响. 而经典的多抖动法随着光束数目的增多, 容易造成光束间相位变化混乱, 控制算法的复杂度提高, 导致处理速度变慢, 从而降低了系统的控制带宽^[19].

模拟实验得到的滤波型多抖动法的控制带宽约为 2.5 kHz, 采用并行处理的方法, 光束数目增多时不会降低控制带宽, 相位控制信号的输出范围是

0.03—4.45 V. 以上表明, 该方法也是一种可用的相控方法.

滤波型多抖动相控方法, 用滤波器来识别各频率对应项的值是否为 0, 此时相位差为 2π 的整数倍, 通过反馈控制使得两束光的相位锁定到同相. 在实际应用中, 也有可能需要将相位锁定在任意相位, 此时通过滤波器的各频率对应项的值不再是零值, 将此非零值作为参考值, 偏离此参考值则反馈相位调制器, 同样可以将相位锁定在任意相位上.

在实验中, 用光纤 M-Z 干涉的光强模拟准平行光空间干涉的某一空间点的光强, 这主要是考虑到 M-Z 干涉容易实现, 且不影响相位控制反馈回路的研究. 如果要分析准平行光干涉在相控情况下光强的空间分布, 则需要采用光纤准直器构成准平行光的干涉, 对该问题将做进一步研究. 另外, 以二束光实验来证实相控反馈的可行, 以此相控回路为基本单元将为三束光以及三束以上的多光束实验研究奠定基础.

参考文献

- [1] Liu Z J, Hou J, Xu X J, Feng Y, Zhou P, Ma Y X, Wang X L, Lei B, Cao J Q 2009 *Chin. J. Lasers* **36** 2773 (in Chinese) [刘泽金, 侯静, 许晓军, 冯莹, 周朴, 马阎星, 王小林, 雷兵, 曹润秋 2009 中国激光 **36** 2773]
- [2] Wang X L, Zhou P, Xu X J, Liu Z J, Chen Z L, Ma Y X, Ma H T, Li X, Zhao Y J 2009 *Laser & Optoelectronics Progress* **05** 13 (in Chinese) [王小林, 周朴, 许晓军, 刘泽金, 陈子伦, 马阎星, 马浩统, 李霄, 赵伊君 2009 激光与光电子学进展 **05** 13]
- [3] Goodno G D, Komine H, McNaught S J, Weiss S B, Remond S, Long W 2006 *Opt. Lett.* **31** 1247
- [4] Fan T Y 2005 *IEEE J. Sel. Top. Quantum. Electron.* **11** 567
- [5] Underwood K J, Jones A M, Gopinath 2015 *Appl. Opt.* **54** 5624
- [6] Uberna R, Bratcher A, Tiemann B 2010 *Appl. Opt.* **47** 6762
- [7] Wang D T, Zhou W J, Wen W F, Peng Q X, Li Z R, Hu W H, Li Z J 2013 *High Power Laser Part. Beams* **25** 1125 (in Chinese) [王德田, 周维军, 温伟峰, 彭其先, 李泽仁, 胡文华, 李忠建 2013 强激光与粒子束 **25** 1125]
- [8] Xiao R, Hou J, Jiang Z F 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 184 (in Chinese) [肖瑞, 侯静, 姜宗福 2006 物理学报 **55** 184]
- [9] Zhou P, Ma Y X, Wang X L, Ma H T, Xu X J, Liu Z J 2009 *Chin. J. Lasers* **36** 2972 (in Chinese) [周朴, 马阎星, 王小林, 马浩统, 许晓军, 刘泽金 2009 中国激光 **36** 2972]

- [10] Huang Z M, Tang X, Liu C L, Li J F, Zhang D Y, Wang X J, Han M 2015 *Chin. J. Lasers* **42** 41 (in Chinese) [黄智蒙, 唐选, 刘仓理, 李剑锋, 张大勇, 王小军, 韩梅 2015 中国激光 **42** 41]
- [11] Zheng Y, Shen F 2010 *Chin. J. Lasers* **37** 631 (in Chinese) [郑轶, 沈锋 2010 中国激光 **37** 631]
- [12] Mourou G, Brocklesby B, Tajima T, Limpert J 2013 *Nature Photon.* **07** 258
- [13] Shay T M, Benham V, Baker J T 2006 *Opt. Express* **25** 12022
- [14] Shay T M, Benham V, Baker J T 2007 *IEEE J. Sel. Top. Quantum. Electron.* **13** 480
- [15] Vorontsov M A, Weyrauch T, Beresnev L A, Liu L 2009 *IEEE J. Sel. Top. Quantum. Electron.* **15** 269
- [16] Ma Y X, Wang X L, Zhou P, Ma H T, Zhao H C, Xu X J, Si L, Liu Z J, Zhao Y J 2010 *High Power Laser Part. Beams* **22** 2803 (in Chinese) [马阎星, 王小林, 周朴, 马浩统, 赵海川, 许晓军, 司磊, 刘泽金, 赵伊君 2010 强激光与粒子束 **22** 2803]
- [17] Ma Y X, Si L, Dong X L, Zhou P, Xu X J 2012 *Chin. J. Lasers* **39** 0031 (in Chinese) [马阎星, 司磊, 董小林, 周朴, 许晓军 2012 中国激光 **39** 0031]
- [18] Shay T M, Benham V 2004 *Proc. SPIE* **5550** 313
- [19] Ma Y X 2012 *Ph. D. Dissertation* (Changsha: National University of Defence Technology) (in Chinese) [马阎星 2012 博士学位论文 (长沙: 国防科技大学)]
- [20] Lin L, Loizos D N, Vorontsov M A, Cauwenberghs G 2007 *SPIE* 6708
- [21] Jolivet V, Bourdon P, Bernal B, Lombard L, Goulard D 2009 *IEEE J. Sel. Top. Quantum. Electron.* **15** 257
- [22] Liang K M 2006 *Methods of Mathematical Physics* (Beijing: Higher Education Press) p247 (in Chinese) [梁昆淼 2006 数学物理方法 (北京: 高等教育出版社) 第 247 页]
- [23] Wen W F, Wang D T, Zhou W J, Peng Q X 2014 *J. Detect. Control* **36** 11 (in Chinese) [温伟峰, 王德田, 周维军, 彭其先 2014 探测与控制学报 **36** 11]

Methodology of filter-type multi-dithering phase control for quasi parallel light interference

Chai Jin-Hua[†] Chen Fei

(Section of Military Optoelectronic Engineering, Army Artillery and Air Defense Forces College, Hefei 230031, China)

(Received 6 July 2017; revised manuscript received 10 October 2017)

Abstract

The quasi parallel light interference is one kind of basic ways to use the energy of interference light to interact with matter. Because the phase of each parallel light beam needs to meet the coherent condition, it is required that the phase of each light beam be controlled timely. There are some kinds of phase control methods, such as the heterodyne phase-locking method, the stochastic parallel gradient descent algorithm, the self-referred and self-synchronous phase-locking method the multi-dithering phase-locking method, etc. Among them, the multi-dithering method needs not the referenc light, it is to load multi-frequency sinusoid signals to the phase modulator, and realize the recognition of phase difference and the output of feedback voltage by multiplying circuit and integrating circuit. In view of the shortcomings of the existing methods, a scheme of filter-type multi-dithering phase control for quasi parallel light interference is proposed, in which the phase differences are identified and corrected by the modulation signals and filtering signals of different frequencies. Theoretical analysis of coherent light intensity for the scheme is made. The principle of filter-type multi-dithering phase control method is put forward, and the numerical analysis and simulation experiment for filter-type multi-dithering phase control method are carried out. In the simulation experiment, the fiber interference light path is used to simulate the light intensity of quasi parallel light interference at one point in space, and the change of photoelectric signal indicates the change of interference light intensity. The phase control feedback loop is composed of photoelectric signal amplifying circuit, bandpass filtering circuit, amplitude measuring circuit, direct current amplifying circuit and adder circuit. The results have shown that the phase difference among light beams can be recognized by the method, and the direct current voltage signal that is proportional to the phase difference of signal can be fed to control the phase modulator. The phase difference can be corrected. The control bandwidth is 2.5 kHz, and the output voltage range of phase control is 0.03—4.45 V. Compared with the classical multi-dithering method, the method of filter-type multi-dithering phase control has some advantages. Each multiplying circuit in the classical method needs a very small amplitude reference signal, which causes the reference signal to have a very small range of values, and the relationship between integral time and modulation period needs considering. The integral time is usually ten times longer than the modulation period, which causes the control bandwidth of the system to decrease. However, the feedback loop of the filter-type multi-dithering phase control method does not require any reference signal, so each signal does not affect each other, and the increase in the number of beams does not have a significant influence on the control bandwidth either. Therefore the filter-type multi-dithering phase control method is a useful phase-control method.

Keywords: quasi parallel light interference, filter, multi-dithering, phase control

PACS: 42.25.Hz, 42.55.Wd, 42.87.Bg

DOI: 10.7498/aps.67.20171562

[†] Corresponding author. E-mail: ch170626@sina.com