

基于频率补偿的高稳定抽运激光器驱动电路

吴涛^{1,2}, 庞涛^{1*}, 汤玉泉^{1,3}, 杨爽¹, 史博^{1,2}, 李俊¹, 董凤忠^{1,2}

¹中国科学院合肥物质科学研究院安徽光学精密机械研究所光子器件与材料安徽省重点实验室, 安徽 合肥 230031;

²中国科学技术大学, 安徽 合肥 230026;

³电子元件可靠性物理及其应用技术重点实验室, 广东 广州 510610

摘要 设计了一种基于频率补偿技术的高精度、高稳定度抽运激光器驱动电路,该驱动电路以深度负反馈系统的电流调节为内环,光功率反馈调节为外环,同时采用一阶人工分析与 Tina SPICE 仿真相结合的方法,对环路进行频率补偿,实现了抽运激光器的高稳定性控制。通过模拟比例积分微分技术控制驱动芯片,实现半导体制冷器的电流调节。所设计的驱动电路在自动电流控制模式下输出连续可调的电流,同时具有慢启动、防反向电流和过流保护等功能,输出电流长期稳定度可达 0.04%。在自动功率控制模式下,激光器输出功率长期稳定度优于 0.3%,控制线性度达 0.9999,温控的长期稳定性优于 0.0928%。实验结果表明,该驱动系统具有安全性高、稳定性好、使用方便等优点。

关键词 激光器; 频率补偿技术; 自动电流控制; 自动功率控制

中图分类号 TN248.4

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201946.0801010

Frequency Compensation Based Pump Laser Drive Circuit with High Stability

Wu Tao^{1,2}, Pang Tao^{1*}, Tang Yuquan^{1,3}, Yang Shuang¹, Shi Bo^{1,2},

Li Jun¹, Dong Fengzhong^{1,2}

¹Anhui Provincial Key Laboratory of Photonics Devices and Materials, Anhui Institute of Optics and Fine Mechanics, Hefei Institutes of Physical Science, Chinese Academy of Sciences, Hefei, Anhui 230031, China;

²University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230026, China;

³Reliability Physics and Application Technology of Electronic Component Laboratory, Guangzhou, Guangdong 510610, China

Abstract A pump laser drive circuit with high precision and high stability is designed based on frequency compensation technique. The laser can be operated in two modes: automatic current control (ACC) and automatic power control (APC). The drive circuit considers the current adjustment of the deep negative feedback system as the inner loop and the optical power feedback adjustment as the outer loop. Simultaneously, by combining first-order artificial analysis and Tina SPICE simulation, the frequency compensation of the loop is performed to realize high stability control of the pump laser. The drive chip is controlled via analog proportion-integration-differentiation technology to regulate the current of a thermoelectric cooler. The designed drive circuit supplies continuously adjusted output current in ACC mode; it has the following functions: slow start, reverse current prevention, and over-current protection. In ACC mode, the long-term stability of the output current reaches 0.04%. In APC mode, the long-term stability of the laser output power is better than 0.3%, the control linearity reaches 0.9999, and the long-term stability of the temperature control is better than 0.0928%. The experimental results demonstrate that this driving system has high security, high stability, and is easy to use.

Key words lasers; frequency compensation technique; automatic current control; automatic power control

OCIS codes 140.3480; 060.2370; 250.5960; 250.3140

收稿日期: 2019-03-26; **修回日期:** 2019-04-09; **录用日期:** 2019-04-17

基金项目: 中国科学院科技网络服务计划(KFJ-STC-SCYD-123)、电子元件可靠性物理及其应用技术重点实验室开放基金课题资助(ZHD201706)

* **E-mail:** bumianren1982@aiofm.ac.cn

1 引言

高性能抽运激光器在光纤激光器、光中继放大器、光信息处理等领域的应用中都有着极其重要的地位^[1-2]。稳定的抽运激光器驱动电路对抽运激光器的稳定运行起着至关重要的作用^[3]。温度和驱动电流的微小变化都会对激光器的输出特性有很大影响,并且会缩短激光器的使用寿命,静电、浪涌电流、人工误操作以及电网中引入的瞬态冲击都会对激光器造成损坏,因此抽运激光器对其电流驱动系统、温控系统以及保护系统提出了更高的要求^[4-7]。

多家国外商业公司致力于抽运激光器驱动系统的研制,并且已经逐渐处于垄断地位,所研制的抽运激光器虽然性能比较优异,但价格昂贵。比较具有代表性的商业公司有已经被收购的原美国 IXL Lightwave、美国的 Newport Thorlabs 以及德国的 Alphas 公司等^[6,8]。国内具有代表性的自主研制驱动电路的公司有深圳兴博科技有限公司、西安炬光科技有限公司、深圳南方联合实业有限公司、天津峻峰公司等,其中深圳市南方联合实业有限公司研制的驱动电路,长时间工作稳定度在 10^{-3} 量级^[9];深圳市兴博科技有限公司研制的 XD 系列驱动源的电流稳定度为 0.2%,温控稳定度在 $\pm 0.1\%$;天津峻峰公司研制的 Pump160101 驱动抽运激光器的 3 h 光功率稳定度大约为 1.25%,但其体积较大,结构复杂,且不具备恒定功率驱动功能,在性能上与国际主流抽运激光器仍有较大差距。

本文中理论推导分析与 Tina SPICE 仿真相结合^[10],采用频率补偿技术设计并制造出一款集激光器保护、自动电流控制、自动功率控制以及温度控制为一体的高性能驱动器,并且从理论分析、软件仿真和实验验证 3 个方面给出了激光器驱动电路的优化方法及理论依据。

2 硬件系统设计

2.1 系统概述

所设计的抽运激光器驱动电路主要由自动电流控制模块、自动功率控制模块、温控模块以及保护模块组成,系统的整体结构如图 1 所示,LD 为激光二极管,PD 为光电二极管,TEC 为半导体制冷器(驱动芯片的型号为 MAX8520),NTC 为负温度系数热敏电阻,PID 为比例积分微分。为防止各部分相互干扰,分组提供功率用电和芯片用电,并且在印刷电路板(PCB)上采用分割地平面单点连接的方式布局。

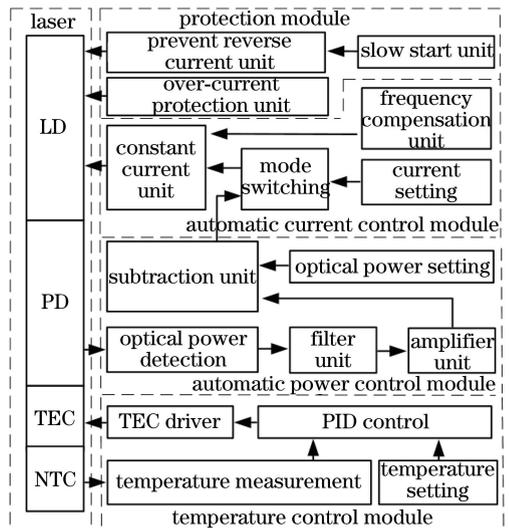


图 1 系统整体结构

Fig. 1 Structure of whole system

2.2 保护模块

为了防止冲击电压、反向电流等因素在激光器的工作过程中对激光器造成破坏,设计了激光器保护模块。该模块由慢启动单元、过流保护单元和防反向电流单元三个部分组成。慢启动单元由 RC 电路和型号为 IRF9540NPBF 的金属-氧化物-半导体 (MOS) 管组成,该型号的 MOS 管具有很低的导通压降,作为开关管使用时自身功耗很低。为了防止 MOS 管的温漂对恒流单元的性能造成影响,将慢启动单元串入恒流源支路,利用自动电流控制模块的负反馈消除 MOS 管的温漂等因素对恒流单元性能的影响。通过对电容进行充电,使 MOS 管缓慢打开,从而实现对恒流单元的缓慢上电。

过流保护单元主要由电压比较器和一个 p 型 MOS 管组成,通过采样电阻将采样的电流值转化为电压值,与设置的限定电压值进行比较,当电路发生故障或者人工误操作导致过流现象时,MOS 管将会被立刻关断,使恒流单元停止工作,并且 LED 灯亮起发出警报。

防反向电流单元由两个并联的电容和一个反向肖特基二极管组成,电容可以起到滤波的作用,同时也可以防止激光器两端的电压产生尖峰,肖特基二极管可以防止支路中产生反向电流,对激光器造成损坏。

2.3 自动电流控制模块

自动电流控制模块是可以设置不同的电压值,在电压输入恒定的情况下,可输出恒定的电流,恒流源模块的设计依据为深度线性负反馈原理^[11],如图 2 所示,通过采样电阻 R_{sample} 进行电流采样,将电

流信号转变为电压信号。将放大后的电压值与设定值进行比较,利用比较器 U_2 的输出电压控制开关管 Q_1 的导通状态,从而调节电流的大小,使电流维持在一个稳定值。图 2 中, VCC 的供电电压为 +5 V, R_f 为反馈电阻, R_i 为运放 U_1 反相端接地电阻, V_f 为反馈端电压, V_{out} 为采样点电压, R_f 为串联电阻。

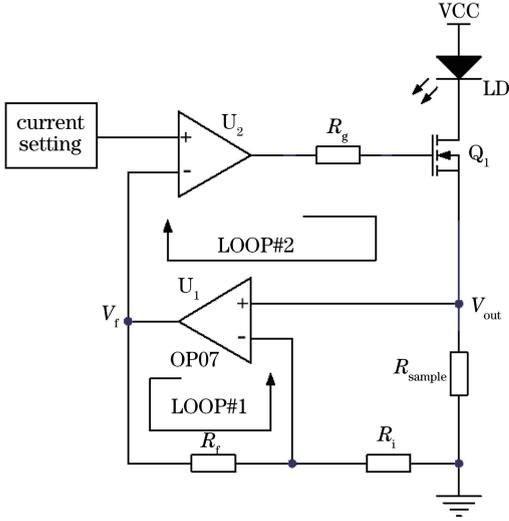


图 2 自动电流控制模块原理图

Fig. 2 Schematic of automatic current control module

采样电阻 R_{sample} 的选型十分重要,当选取的 R_{sample} 阻值过大时,采样电阻将会产生过大的功耗,从而产生较大的温漂,同时也容易引起整个环路的振荡。当 R_{sample} 选取的阻值过小时,运放的输入失调电压相对于采样电压不可忽略,会对电流的控制精度产生影响。在这种情况下,当电路增益过高时,噪声也会被放大,从而导致 LD 上的电流噪声增大。因此本研究的 R_{sample} 选用电阻值为 0.5Ω 、精度为 0.1% 、温漂系数为 $5 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ 的高精度电阻。将采样电压通过一级放大电路进行放大,以提高控制精度。 U_2 采用型号为 OP07 的运放,该款运放具有噪声低、输入失调电压低、增益高的特点。 Q_1 选用型号为 IRF540NPBF 的 n 型 MOS 管^[12],该型号 MOS 管具有很小的导通电阻,并且能承受较高的导通电流,为驱动系统提供了可扩展性。

建立环路的简化等效模型与小信号模型,如图 3 所示,由于 MOS 管 Q_1 中存在寄生电容,因此可能会在环路增益中引入高频极点。

在图 3 所示的模型中,通过 R_1 、 C_1 、 R_2 、 C_2 、 R'_1 、 C'_1 、 R'_2 、 C'_2 构建运放的开环极点, V_{set} 为设置电压, VCVS 为电压控制电压源, V_{in} 、 V'_{in} 分别为运放 U_2 的输入电阻 R_{in} 以及运放 U_1 的输入电阻 R'_{in} 两端的

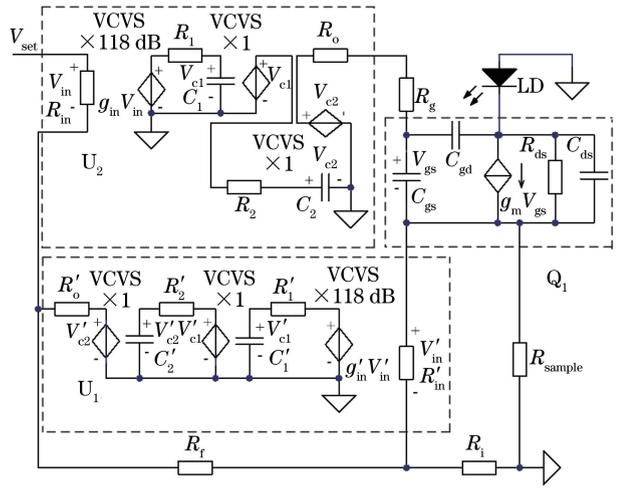


图 3 环路简化等效模型与小信号模型分析
Fig. 3 Loop simplified equivalent model and small signal model analysis

电压, V_{c1} 、 V_{c2} 、 V'_{c1} 、 V'_{c2} 以及 V_{gs} 分别为 C_1 、 C_2 、 C'_1 、 C'_2 以及 MOS 管 Q_1 栅源极间电容 C_{gs} 两端的电压, R_o 、 R'_o 分别为 U_2 和 U_1 的开环输出电阻。在 Q_1 基极串联一个电阻 R_g , 在启动时可防止瞬态冲击对 Q_1 造成破坏。同时将运放输出端和 MOS 管栅极输入端进行隔离,在环路不稳定状态下加入补偿网络对其进行修正。栅漏极间电容 C_{gd} 和漏源极间电容 C_{ds} 值较小,可不考虑产生的高频零点,且 R_{sample} 的值也很小,因此 C_{gs} 在环路上产生的高频极点,即在 $1/\beta_2$ 产生的高频零点的频率 f_{z0} 约为 182 kHz (β_2 为 LOOP # 2 环路的反馈系数),其计算公式为

$$f_{z0} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_o + R_g) \cdot C_{gs}} \quad (1)$$

由图 3 的简化等效模型可知,由运放 U_2 构成的放大单元也会在 LOOP # 2 环路中引入高频极点。对 LOOP # 1 环路进行一阶人工分析,图 4 中的 A_{o11} 为 OP07 运放的开环增益幅频曲线。 f_{po1} 和 f_{po2} 分别为 OP07 运放的低频主极点和高频主极点。LOOP # 1 环路的 $1/\beta_1$ 为

$$\frac{1}{\beta_1} = 20 \lg \left(\frac{R_i + R_f}{R_i} \right), \quad (2)$$

式中: β_1 为 LOOP # 1 环路的反馈系数。

$$\frac{V_f}{V_{out}} = \frac{A_{o11}}{1 + A_{o11} \cdot \beta_1} \quad (3)$$

由(3)式可知,频率大于截止频率 f_{cl} 后,由于没有环路增益 $A_{o11} \beta_1$ 来纠正误差, V_f/V_{out} 会跟随 A_{o11} 曲线变化。从图 4 可以看出, U_1 构成的放大单元会在 LOOP # 2 环路上引入两个高频极点,即 $1/\beta_2$ 上的

两个零点 f_{z1} 和 f_{z2} , 其频率分别为 187 kHz 和 3.31 MHz。获取制造商的 SPICE 运放模型, 并采用 Tina SPICE 软件进行仿真, 仿真结果如图 5 所示, 与一阶人工分析结果基本一致。

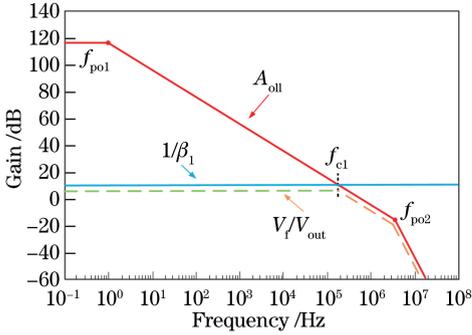


图 4 V_f/V_{out} 对数幅频特性曲线人工分析

Fig. 4 Artificial analysis of logarithmic amplitude-frequency characteristic curve of V_f/V_{out}

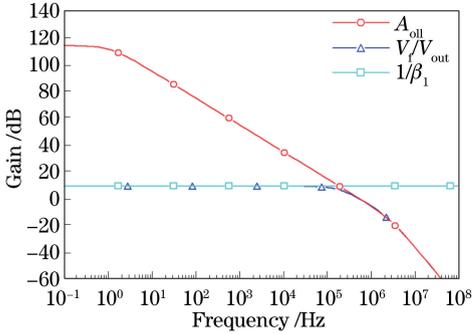


图 5 V_f/V_{out} 对数幅频特性曲线 Tina SPICE 仿真分析

Fig. 5 Tina SPICE simulation analysis of logarithmic amplitude-frequency characteristic curve of V_f/V_{out}

在 LOOP # 2 环路中, Q_1 工作于线性区, 低频互导 g_m 取 3.5 S, 采样电阻上的电流从 0.5 A 变化至 1 A 时, 意味着 Q_1 的栅极, 即运放 U_1 输出端变化量大约为 1.5 V, 运放 U_1 的反馈端变化量为 0.75 V, 此时直流反馈值 $1/\beta_2$ 为 -6.02 dB。结合上面分析可知, 在 f_{z0} 到 f_{z1} 之间, $1/\beta_2$ 以 20 dB/decade 的速度上升, 在 f_{z1} 到 f_{z2} 之间以 40 dB/decade 的速度上升, 在 f_{z2} 到其后一个相邻的高频极点之间以 60 dB/decade 的速度上升。LOOP # 2 环路一阶人工分析结果如图 6 所示, A_{ol2} 与 $1/\beta_2$ 在 f_{cl} 处的闭合速度为 60 dB/decade, 由稳定性的一阶闭合速度准则可知, 该系统不稳定。补偿之前的环路仿真结果如图 7 所示。从图 7 可以看出, 在环路增益 G_{LOOP} 幅频曲线的穿越频率处, 其相位变化已经超过 180° 。采用 1.5 V 的直流偏置, 100 Hz, 200 mV 的方波信号作为输入, 对环路进行测试, 其瞬态响应如图 8 所示, 可以看到, 电路不稳定, 存在严重的振荡。这与

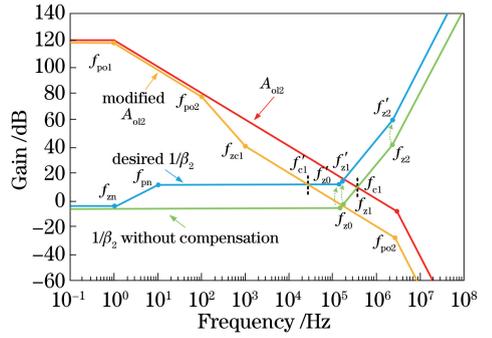


图 6 LOOP # 2 环路稳定性一阶人工分析

Fig. 6 First-order manual analysis of stability of LOOP # 2

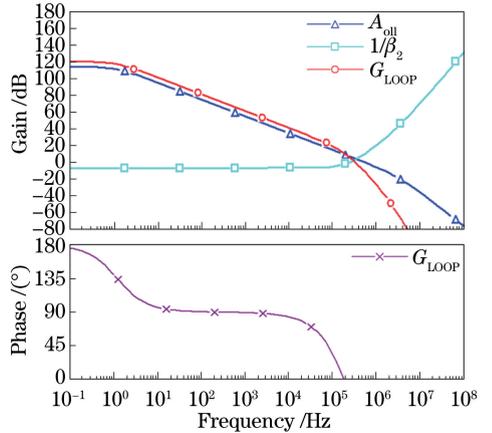


图 7 频率补偿前电路的 Tina SPICE 仿真结果
Fig. 7 Tina SPICE simulation results of circuit before frequency compensation

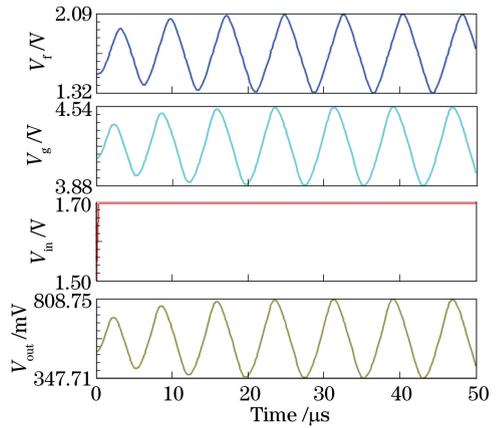


图 8 频率补偿前自动电流控制模块的瞬态响应分析
Fig. 8 Transient response analysis of automatic current control module before frequency compensation

一阶人工分析的结果相一致。因此, 需要对该环路进行频率补偿。

期望在 f_{cl} 处得到 20 dB/decade 的闭合速度, 并且当 A_{ol2} 随温度和时间发生偏移且设置电压变化时, 整个环路仍然能保持稳定, 故必须在截止频率 f_{cl} 附近有一个裕量。本研究采用十倍频程经验

法对环路增益进行调整。在 $1/\beta_2$ 上引入一对零极点 f_{zn} 和 f_{pn} , 引入频率补偿网络后 A_{ol2} 与 $1/\beta_2$ 的相交速度为 40 dB/decade, 由此可知环路仍然不稳定, 还需对 A_{ol2} 进行修正, 故在 A_{ol2} 上引入零极点对 f_{po2} 和 f_{zc1} 。通过频率补偿网络和 A_{ol2} 修正网络引入的零极点均成对出现, 并相隔十倍频程。由图 6 可知, 补偿后 A_{ol2} 与 $1/\beta_2$ 相交速度为 20 dB/decade。

Tina SPICE 电路仿真模型如图 9 所示, 其中, 引入的零极点计算公式为

$$f_{zn} = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_3}, \quad (4)$$

$$f_{pn} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_3 // R_4) \cdot C_3}, \quad (5)$$

$$f_{po2} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_1 + R_o) \cdot C_2}, \quad (6)$$

$$f_{zc1} = \frac{1}{2\pi \cdot [(R_1 + R_o) // R_2] \cdot C_2}, \quad (7)$$

$$f'_{z0} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_3 // R_4) \cdot C_{gs}}, \quad (8)$$

式中: $//$ 表示并联运算; f'_{z0} 为加入补偿网络后 R_3 、 R_4 与 MOS 管的栅源极间电容 C_{gs} 在 $1/\beta_2$ 上引入的零点。频率补偿网络由电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 , 以及电容 C_2 、 C_3 构成。

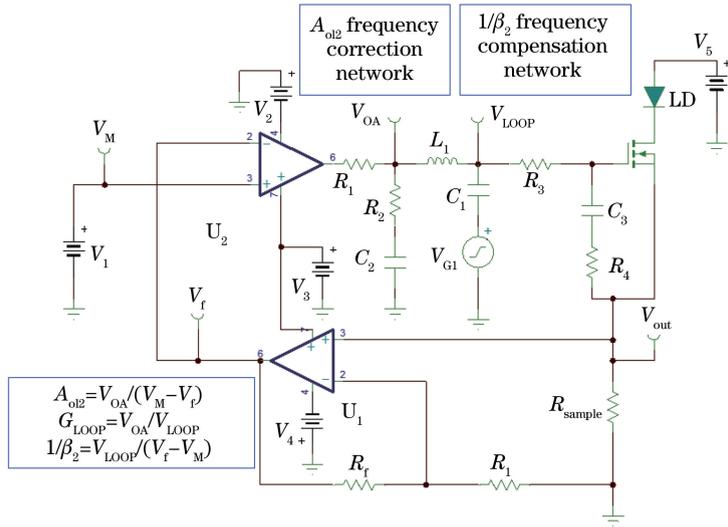


图 9 自动电流控制模块 Tina SPICE 仿真电路

Fig. 9 Circuit of automatic current control module Tina SPICE simulation

根据(4)~(8)式, 结合一阶人工分析, 可以计算出补偿网络中各参数的值, 并采用仿真与实验相结合的方式对参数进行调整。补偿之后的环路仿真结果如图 10 所示。进行频率补偿之后, 环路的相位裕度在截止频率之前的 100 Hz 和 1 kHz 之间略微小于 45° , 其余位置大于 45° 。Tina SPICE 仿真的结果也验证了一阶人工分析的正确性。采用传统环路增益法进行仿真测试, 将一个电压为 200 mV、频率为 1 kHz 的交流小信号源接入已经进行直流偏置的电路, 大电感 L_1 保证环路遇直流信号时闭合, 但遇交流信号时断开, 大电容 C_1 保证交流小信号源和直流隔开。

采用 1.5 V 的直流偏置, 100 Hz, 200 mV 的方波信号作为输入, 对补偿后的电路进行测试, 其瞬态响应如图 11 所示, 补偿后电路不再出现振荡, 并且响应良好, 没有出现尖峰。将 100 kHz 的方波小信号馈入电路, 进行瞬态响应分析, 测试驱动模块的抗

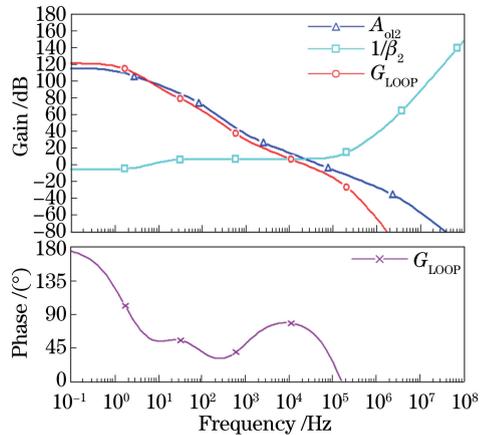


图 10 频率补偿后电路的 Tina SPICE 仿真分析
Fig. 10 Tina SPICE simulation analysis of circuit after frequency compensation

干扰能力, 仿真结果如图 12 所示, 表明该模块有合适的工作带宽, 对高频噪声有较强的抑制能力, 其中 V_g 为 MOS 管基极电压。

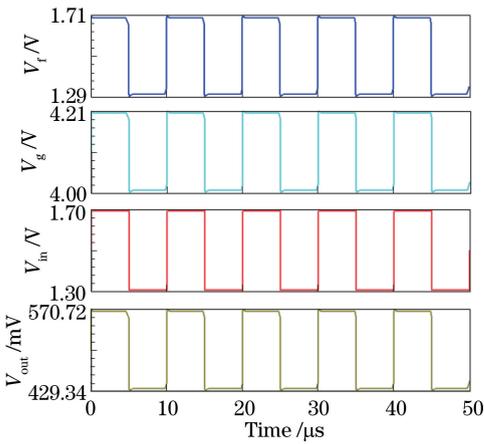


图 11 频率补偿后自动电流控制模块的瞬态响应分析
Fig. 11 Transient response analysis of automatic current control module after frequency compensation

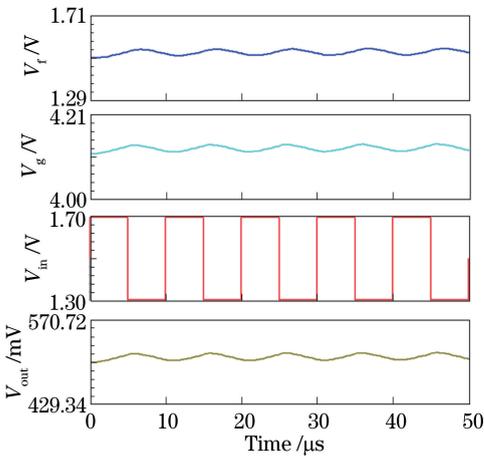


图 12 频率补偿后自动电流控制模块的抗干扰能力分析
Fig. 12 Anti-interference analysis of automatic current control module after frequency compensation

2.4 自动功率控制模块

激光器在长期使用过程中电-光转换效率会有所下降,因此,为了在保证激光器输出光功率的长期稳定度的同时提高控制精度,加入了自动功率控制单元。通过抽运激光器内部的光电二极管进行光电转换,将光功率转换为电流值,再由采样电阻进行电压采样,将光信号转变为电压信号。经过低通滤波电路进行高频滤波后,将该电压信号送入电压放大单元进行放大,然后通过求差电路与功率设定值进行作差运算,并驱动内环的流控单元,通过双环反馈控制使激光器的输出趋于稳定。光电检测部分供电的电压为 REF02 稳压芯片输出的 +5 V 电压。

2.5 温度控制模块

温控电路分为温度检测、温度设置、PID 控制、TEC 驱动四个部分。采用桥型测温电路,由

ISL21080CIH315Z 基准源提供 +1.5 V 基准电压,NTC 采用激光器内部自带的负温度系数的热敏电阻,温度为 25 °C 时,热敏电阻值为 10 kΩ,温度发生变化会导致热敏电阻的阻值发生改变,两端的电压也随之发生变化。设置电压与反馈电压通过模拟 PID 调节电路产生一个控制信号控制 MAX8520,驱动 TEC 进行温度的调节。MAX8520 具有过流保护和过压保护的作用,通过设置引脚电压,限定 TEC 两端的电压以及流过 TEC 的电流最大值,从而保护 TEC 不被烧毁。同时,MAX8520 的 ITEC 引脚还可以对流过 TEC 的电流值大小进行监测。

3 测试结果和分析

3.1 自动电流控制模块性能测试

激光器的电流稳定度对激光器的输出性能有很大影响,因此对驱动电流的稳定度有较高的要求。采用 Agilent DSO9404A 型号的示波器分别对电路频率补偿前和频率补偿后的采样电压 V_{out} 进行测量,示波器的最大工作带宽为 4 GHz。补偿前测试波形如图 13(a) 所示,环路中出现振荡现象,振荡信号波形与人工分析和仿真的结果存在一定偏差,这主要是因为实际的器件参数与人工分析以及仿真所采用的器件参数不完全相同。进行频率补偿后的 V_{out} 测试波形如图 13(b) 所示,无振荡现象,纹波主要由电源和示波器引入。

采用 I-VII 公司生产的型号为 LC962UA74P-20R 的激光器进行电流的长期稳定性测试和短期稳定性测试,并对反馈电压进行测量,然后转换为电流值。系统运行后的 1 h 内,每隔 1 min 进行一次测量,短期稳定度达 0.067%;系统运行 1 h 后进行长期稳定性测试,每隔 1 h 记录一次数据,经测试长期稳定度达 0.04%。稳定度测试结果如图 14 所示。

3.2 自动功率控制模块性能测试

在 25 °C 时,测量恒定功率控制单元的线性度,结果如图 15 所示。对设置电压和输出光功率进行最小二乘线性拟合,可得

$$P = b + a \cdot U. \quad (9)$$

其中 $a = 109.45$, $b = -16.794$, 因此线性度为 0.9999。

在自动功率控制模式下采用 Thorlabs 公司生产的光功率计对激光器的输出功率进行了长期和短期稳定性测试,稳定度测试结果如图 16 所示。短期稳定性为 0.35%,系统运行 1 h 后开始进行长期稳定性测试,其长期稳定度为 0.3%。

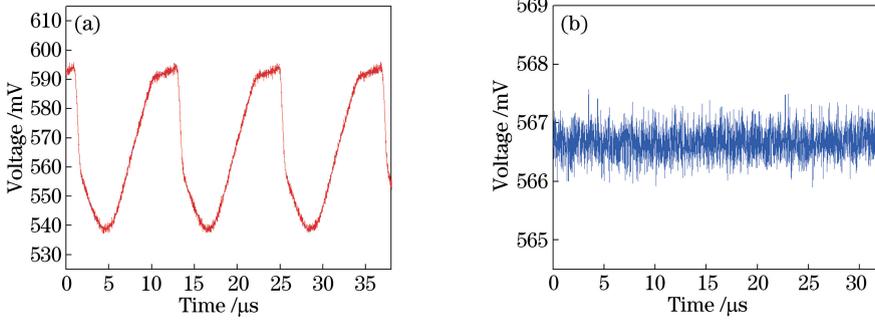


图 13 V_{out} 电压波形。(a) 频率补偿前电压波形；(b) 频率补偿后电压波形

Fig. 13 Voltage waveform of V_{out} . (a) Voltage waveform before frequency compensation; (b) voltage waveform after frequency compensation

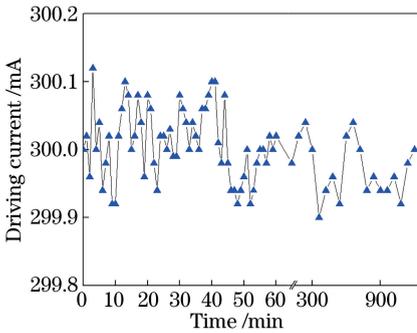


图 14 电流稳定度测试

Fig. 14 Current stability test

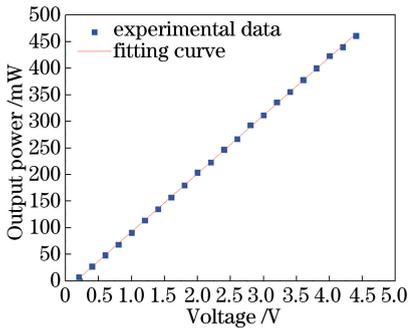


图 15 自动功率控制线性度测试

Fig. 15 Linearity test of automatic power control

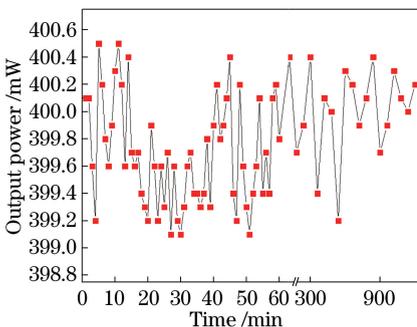


图 16 功率稳定度测试

Fig. 16 Power stability test

3.3 温度控制模块性能测试

温度对激光器的输出性能有很大影响,抽运激光器的功率相对较大,会产生较高的热量。对恒定功率控制模式下光电二极管的功率探测也会有一定影响,同时,还会对激光器的输出特性造成影响。功率较大时,散热不及时可能会导致激光器被损坏,因此温度控制的稳定性至关重要。通过对 NTC 两端的电压进行采样,由 NTC 两端的电压值来反映温度的稳定性。采用天津宏诺公司生产的 101-0S 型号的恒温箱模拟环境温度,将温控模块和激光器均放入恒温箱,将温控模块的温度设置为 25 °C。首先,将恒温箱的温度设为 30 °C,进行 8 h 温控稳定度测试。然后,将温控箱的箱体温度设为 40 °C,模拟环境温度参数的变化,测试当环境温度发生变化时温控模块的响应能力,同时在 40 °C 时进行 8 h 稳定性测试。根据 NTC 温度阻值计算公式将测量的反馈电压转换为温度值,得到

$$R_t = R_0 \cdot \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right], \quad (10)$$

式中: B 为热敏电阻系数; R_0 和 R_t 分别为 25 °C 和 t (°C) 时的热敏电阻阻值; T 为当前测得的激光器腔体温度, T_0 为 25 °C,式中 T 和 T_0 均使用开氏温度。环境温度参数以及所测量的反馈温度如图 17 所示。

当环境温度参数为 30 °C 时,所测温度的均值为 25.00663178 °C,8 h 稳定度为 0.0398%。当环境温度参数为 40 °C 时,所测温度的均值为 25.017002581 °C,8 h 稳定度为 0.0265%。不同环境温度参数对测温电桥的桥臂电阻以及其他电子元件的影响程度不同,因此在不同环境温度下测得的温度均值会发生细微的变化。在模拟环境参数发生变化的情况下,所测温度的均值为 25.01212506 °C,且响应度良好,温控 16 h 稳定度为 0.0928%。

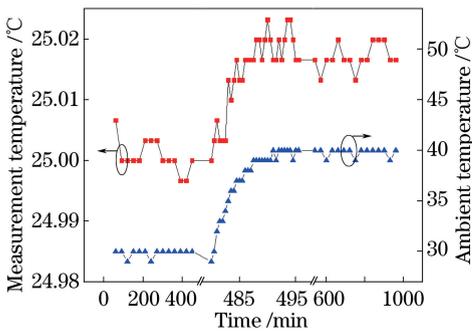


图 17 温控稳定度测试

Fig. 17 Temperature stability test

4 结 论

设计了一套抽运激光器驱动系统,在一阶人工分析和 Tina SPICE 仿真的基础上,采用频率补偿技术对环路进行修正,使该驱动系统在响应度满足要求的前提下,具有良好的抗干扰能力。同时该驱动系统包含了过流保护、慢启动、防反向电流等激光器保护单元,提高了激光器运行的安全性。采用双闭环的方法实现抽运激光器的自动功率控制功能,通过模拟 PID 实现了温度的稳定控制。经过稳定性测试,自动电流控制的短期稳定性为 0.067%,长期稳定性为 0.04%;自动功率控制的短期稳定性为 0.35%,长期稳定性为 0.3%,且线性度达 0.9999。温度控制长期稳定度优于 0.0928%。自动电流控制模块的测试结果与一阶人工分析以及 Tina SPICE 仿真具有较高的相关性,该研究为激光器驱动系统的响应度、抗干扰能力、长期稳定度等性能的优化提供了指导。

参 考 文 献

[1] Duan Y F, Huang B C, Zhang P, *et al.* All-fiber laser pulse amplifier[J]. Chinese Journal of Lasers, 2007, 34(10): 1379-1382.
段云锋, 黄榜才, 张鹏, 等. 全光纤结构的脉冲光纤放大器[J]. 中国激光, 2007, 34(10): 1379-1382.

[2] Chen J B, Yan L, Wan Y L, *et al.* Study on fiber laser driver with temperature adaptive adjustment [J]. Laser & Infrared, 2017, 47(2): 159-163.
陈金彬, 严林, 万一龙, 等. 温度自适应调节的光纤激光器电源研究[J]. 激光与红外, 2017, 47(2): 159-163.

[3] Dong Y, Chen H Y, Cheng C Y, *et al.* Design of driving circuit of low-power 980 nm laser diode [J]. Modern Electronics Technique, 2014, 37(13): 119-121.
董阳, 陈海燕, 程昌彦, 等. 低功率 980 nm 波长半导体激光器驱动电路设计[J]. 现代电子技术, 2014, 37(13): 119-121.

[4] Xu W H, Yang M W, Tang W Y. Development of

multifunctional laser diode driver [J]. Infrared and Laser Engineering, 2004, 33(5): 465-468.
许文海, 杨明伟, 唐文彦. 多功能半导体激光器驱动电源的研制 [J]. 红外与激光工程, 2004, 33(5): 465-468.

[5] Fu Y J, Zou W D, Xiao H R, *et al.* Optic power control of LD drive circuit [J]. Infrared and Laser Engineering, 2005, 34(5): 626-630.
伏燕军, 邹文栋, 肖慧荣, 等. 半导体激光器驱动电路的光功率控制的研究 [J]. 红外与激光工程, 2005, 34(5): 626-630.

[6] Jiang R Q, Deng W F, Wang Q Q, *et al.* High stability DFB laser driving power supply utilized in infrared gas detection [J]. Infrared and Laser Engineering, 2018, 47(5): 0505004.
蒋荣秋, 邓伟芬, 汪倩倩, 等. 用于红外气体检测的高稳定性 DFB 激光器驱动电源 [J]. 红外与激光工程, 2018, 47(5): 0505004.

[7] Luo L, Hu J C, Wang C Y, *et al.* Design of high-precision driving power and temperature control circuit for semiconductor laser [J]. Laser Technology, 2017, 41(2): 200-204.
罗亮, 胡佳成, 王婵媛, 等. 高精度半导体激光器驱动电源及温控电路设计 [J]. 激光技术, 2017, 41(2): 200-204.

[8] Zhang L, Chen J S, Gao J, *et al.* Design of driving power and temperature control system for high power semiconductor laser [J]. Infrared and Laser Engineering, 2018, 47(10): 1005003.
张龙, 陈建生, 高静, 等. 大功率半导体激光器驱动电源及温控系统设计 [J]. 红外与激光工程, 2018, 47(10): 1005003.

[9] Bolshtyansky M, King N, Cowle G. Characterization of site dependent pumping in EDFA [C] // Optical Amplifiers and Their Applications, August 7-10, 2005, Budapest, Hungary. Washington, D. C.: OSA, 2005: WB5.

[10] Zhang X X, Fan Y. Research and design of medium power laser driver circuit [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2017, 36(2): 59-62.
张雄星, 范源. 中功率激光器驱动电路的研究与设计 [J]. 国外电子测量技术, 2017, 36(2): 59-62.

[11] Zhan J T, Fu Q, Duan J, *et al.* Stability improvement of DFB laser driving power using digital position PID algorithm [J]. Infrared and Laser Engineering, 2015, 44(6): 1757-1761.
战俊彤, 付强, 段锦, 等. 利用位置式数字 PID 算法提高 DFB 激光器驱动电源稳定性 [J]. 红外与激光工程, 2015, 44(6): 1757-1761.

[12] Ma T X, Tian X J. Laser diode driver circuit design and improvement based on the MOSFET [J]. Chinese Journal of Lasers, 2012, 39(s1): s116001.
马天翔, 田小建. 基于 MOSFET 的半导体激光器驱动电路设计及其改进 [J]. 中国激光, 2012, 39(s1): s116001.