

## 采用实时功率反馈的半导体激光器幅度调制方法

薛梦凡<sup>1</sup>, 彭冬亮<sup>1</sup>, 荣英佼<sup>2</sup>, 申屠晗<sup>1</sup>, 骆吉安<sup>1</sup>, 陈志坤<sup>1</sup>, 刘智惟<sup>3</sup>

(1. 杭州电子科技大学 自动化学院, 浙江 杭州 310018;

2. 近地面探测技术重点实验室, 江苏 无锡 214035; 3. 北京宇航系统工程研究所, 北京 100076)

**摘要:** 针对现有半导体激光器(Laser Diode, LD)幅度调制电路具有调制幅度不稳定、调制波形存在非线性失真的缺点, 提出采用实时功率反馈的幅度调制方法。通过光电二极管(Photodiode, PD)实时监测 LD 的输出功率, 再根据 LD 的输出功率自动调整 LD 工作电流, 使其输出功率随调制信号线性变化。最后根据提出的调制方法设计并实现了调制电路, 实验结果表明: 在温度 20~40 °C 范围内, 调制电路的 -3 dB 带宽达到 20 MHz, 调制功率的幅度稳定度优于 4%, 最大非线性误差为 0.1%。该调制方法提高了半导体激光器的输出功率稳定性, 减少了调制波形的非线性失真, 拓宽了半导体激光器的线性工作范围。

**关键词:** 半导体激光器; 幅度调制; 激光测距; 自动功率控制; 功率反馈

**中图分类号:** TN242 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201948.0905002

## A magnitude modulation method of laser diode based on real-time power feedback

Xue Mengfan<sup>1</sup>, Peng Dongliang<sup>1</sup>, Rong Yingjiao<sup>2</sup>, Shentu Han<sup>1</sup>, Luo Ji'an<sup>1</sup>, Chen Zhikun<sup>1</sup>, Liu Zhiwei<sup>3</sup>

(1. School of Automation, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China;

2. Science and Technology on Near-surface Detection Laboratory, Wuxi 214035, China;

3. Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100076, China)

**Abstract:** The conventional magnitude modulation method of laser diode (LD) has defects, such as unstable modulated magnitude and nonlinear distortion, therefore a new LD magnitude modulation method based on the real-time power feedback was proposed in this paper. Photodiode (PD) was employed to monitor the output power of LD. And the operating current of LD was adjusted automatically according to the monitored output power of LD, by which the output power of LD varied with modulation signal. Finally, a prototype was built and tested. In the range of 20 °C to 40 °C, The -3 dB bandwidth of prototype was up to 20 MHz, the stability of modulated magnitude was less than 4% and maximum nonlinear error was only 0.1%. The results show that the stability of LD output power is improved; the nonlinear distortion of modulated wave is also reduced, with linear working range of semiconductor lasers expanded.

**Key words:** laser diode; magnitude modulation; laser ranging; APC; power feedback

收稿日期: 2019-04-05; 修订日期: 2019-05-15

基金项目: 国家自然科学基金(61703131, 61701148, 61703129); 近地面探测技术重点实验室基金(614241404030717)

作者简介: 薛梦凡(1990-), 女, 博士生, 主要从事信号处理方面的研究。Email: xuemf@hdu.edu.cn

导师简介: 荣英佼(1978-), 女, 教授, 博士, 主要从事目标探测和信号处理方面的研究。Email: yingjiao\_rong@hotmail.com

## 0 引言

有线电视(Cable Television, CATV)、激光通信、相位式激光测距和目标探测等应用场合都需要对半导体激光器(Laser Diode, LD)的输出光功率进行连续波幅度调制(Amplitude Modulation Continuous Wave, AMCW)<sup>[1-2]</sup>。然而 LD 具有阈值特性,其阈值电流随温度的升高而变大,而且也会随着调制频率的增加而发生变化<sup>[3-4]</sup>,从而影响 LD 输出光功率的稳定,为了维持 LD 输出光功率稳定,一般采用自动温度控制(Auto Temperature Control, ATC) 技术或自动功率控制(Auto Power Control, APC)技术<sup>[5]</sup>。由于温度控制具有功耗高和体积大的缺点,因此在对光谱要求不高的应用中普遍采用 APC 技术。传统采用 APC 技术的幅度调制方法如下:通过光电二极管(Photodiode, PD)监测 LD 输出的平均光功率,再把输出的平均光功率和设定功率值比较,根据比较结果及时调整 LD 的工作电流<sup>[6-8]</sup>,从而维持 LD 输出的平均光功率稳定。该调制方法的 LD 工作电流得到补偿,可工作于较大地温度范围,然而只对 LD 的平均功率进行反馈,并未对调制电流产生的调制功率进行反馈,因此存在以下缺点:(1) LD 的外微分量子效率随温度升高越来越小<sup>[9-10]</sup>,导致 LD 的调制功率幅度随温度的升高而变小;(2) 在阈值电流以上,LD 的 P-I 线性区一般很小,因此调制波形非线性失真严重<sup>[11-12]</sup>。

文中针对现有 LD 幅度调制电路存在的缺点,提出采用实时功率反馈的原理实现对 LD 输出功率进行幅度调制的方法,该调制方法能够使 LD 输出的平均功率和调制幅度都保持稳定,并且扩展了 LD 的工作温度范围和工作线性区。

## 1 调制方法分析

LD 是一种温度敏感器件,其工作特性受温度影响很大。图 1 是一种典型的 LD 在不同温度下的 P-I 特性曲线,当温度升高时,P-I 曲线向右移动,阈值电流以每摄氏度 1%~2%的比例增加,饱和输出功率也随之下降<sup>[12-13]</sup>,同时 LD 的外微分量子效率越来越小,表现为 P-I 特性曲线的斜率越来越小<sup>[10,14]</sup>。而且,在同一温度下 LD 的 P-I 曲线并非理想的线性,随着 LD 输出功率的增加,P-I 曲线的斜率也将逐渐变

小<sup>[1-3]</sup>。以下结合 LD 的 P-I 特性曲线对 LD 的调制方法进行分析。

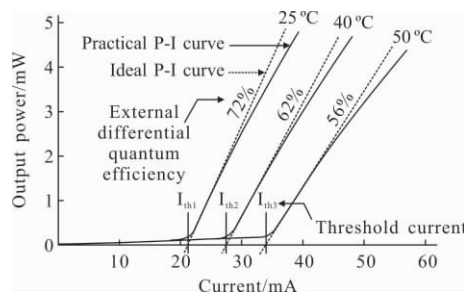
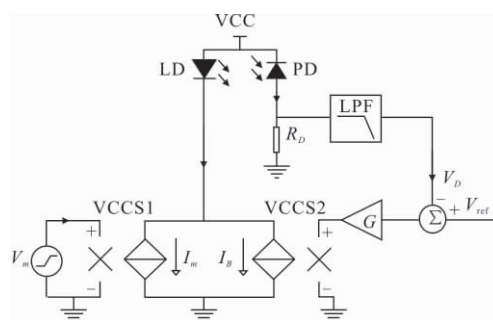


图 1 不同温度下 LD 的 P-I 特性曲线

Fig.1 LD P-I characteristic curves under different temperatures

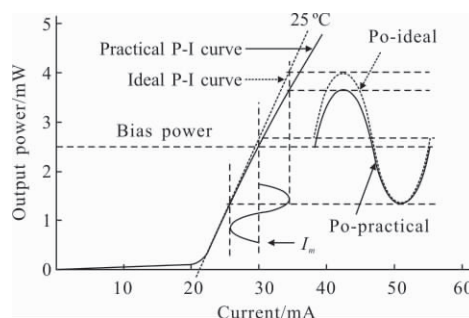
### 1.1 传统调制方法

图 2(a)所示为传统 LD 幅度调制方法的电路模型。PD 监测 LD 的输出功率,产生和 LD 输出功率成正比的光电流  $I_D$ ;光电流  $I_D$  经电阻  $R_D$  转换为电压信号,该电压信号经低通滤波电路 LPF 滤除高频的调制信号成分,产生和输出平均功率成正比的监测电压  $V_D$ ;监测电压  $V_D$  和功率设定电压  $V_{ref}$  通过做差运



(a) 电路模型图

(a) Circuit model



(b) 输出功率和工作电流的关系

(b) Relationship between output power and working current

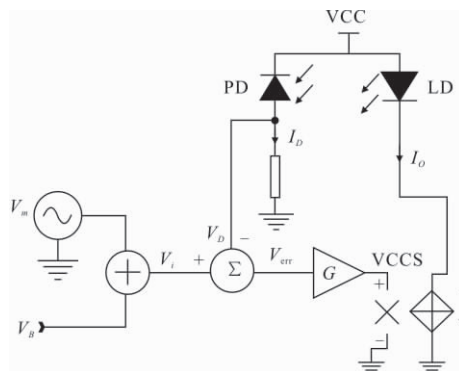
图 2 传统 LD 幅度调制方法

Fig.2 Traditional LD magnitude-modulation method

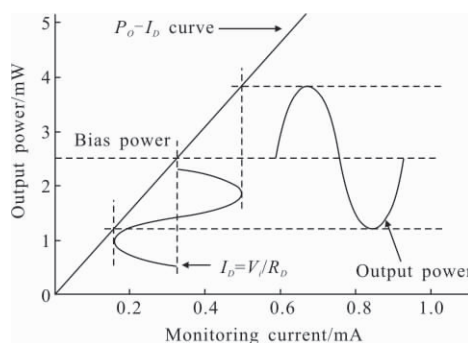
算后产生误差信号  $V_{err}$ , 误差信号  $V_{err}$  经放大后控制压控电流源 VCCS2 产生 LD 的偏置电流  $I_b$ , 驱动 LD 发光; 根据负反馈原理, 当放大器的放大倍数足够大时, 误差电压  $V_{err}$  很小, 监测电压  $V_D$  等于功率设定电压  $V_{ref}$ , 从而使 LD 的平均输出功率维持在设定值; 调制信号  $V_m$  控制压控电流源 VCCS1 产生调制电流  $I_m$ , 调制电流叠加在偏置电流上, 使得 LD 的输出功率变化幅度随调制电流  $I_m$  线性变化。由于平均功率反馈的作用, 当温度变化时, 偏置电流  $I_b$  会跟随温度自动调整, 使得偏置功率基本不变。然而调制电流  $I_m$  产生的调制光功率并没有得到反馈, 随着 LD 输出光功率的增加, P-I 曲线的斜率逐渐变小。图 2(b) 所示为 LD 输出功率和工作电流的关系图, 其中  $I_m$  为调制电流波形,  $P_o$ -ideal 为理想线性的 P-I 曲线对应的 LD 输出功率波形,  $P_o$ -practical 为实际的 P-I 曲线对应的 LD 输出功率波形, 当调制电流越大时, LD 实际的输出功率和理想的输出功率相差越大, 导致 LD 的输出功率曲线存在严重的非线性失真。

1.2 实时功率反馈的调制方法

为了克服传统幅度调制方法存在的缺点, 文中提出采用实时功率反馈的幅度调制方法, 其电路模型如图 3(a) 所示,  $V_m$  为调制电压信号,  $V_B$  为偏置电压信号, 调制电压和偏置电压相加后产生带直流偏置的功率控制信号  $V_i$ ; PD 监测 LD 的输出功率, 产生和 LD 输出功率成正比的光电流  $I_D$ ; 光电流  $I_D$  通过电阻  $R_D$  转换为电压信号  $V_D$ , 并和功率控制信号  $V_i$  进行作差运算, 得到误差信号  $V_{err}$ ; 该误差信号经放大后控制压控电流源 VCCS 产生电流  $I_o$  使 LD 发光; 由负反馈原理可知, 当放大器的放大倍数足够大时, 误差电压  $V_{err}$  很小, 电压  $V_D$  等于电压  $V_i$ , 因此 LD 的输出功率和输入电压  $V_i$  成正比。图 3(b) 所示为 PD 功率监测电流与 LD 输出功率的关系, 其中  $I_D$  为监测电流波形,  $P_o$  为 LD 输出功率波形, 输出功率  $P_o$  和监测电流  $I_D$  成线性关系, 因监测电压  $V_D$  等于输入电压  $V_i$ , 所以输出功率  $P_o$  也和输入电压  $V_i$  成线性关系。该调制方法将 LD 的调制功率和偏置功率都包含在反馈环路内, 使得 LD 的输出功率始终跟随输入电压  $V_i$  变化, 消除了 LD 阈值电流、外微分量子效率随温度变化的影响和 P-I 曲线非线性的影响。



(a) Circuit model



(b) Relationship between output power and light current

(b) Relationship between output power and light current

图 3 基于实时功率反馈的幅度调制方法

Fig.3 Magnitude modulation method based on real-time feedback of output power

2 实时功率反馈的调制电路设计

根据上述实时功率反馈的调制方法实现的调制电路如图 4 所示。调制电路主要有两部分组成, 功率

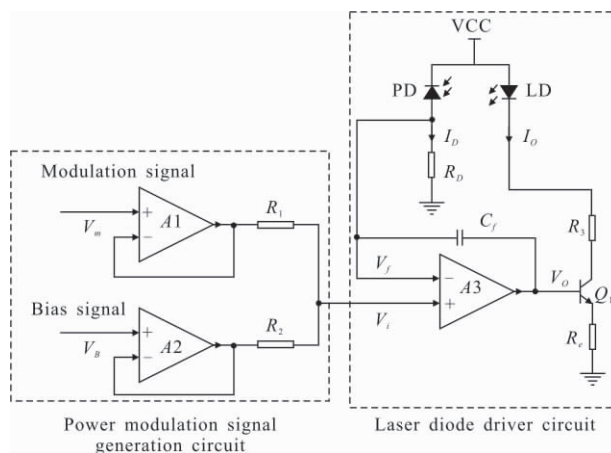


图 4 基于实时功率反馈的幅度调制电路图

Fig.4 Circuit diagram of magnitude modulation method based on real-time feedback of output power

调制信号发生电路和功率驱动电路。其中  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$  均为运算放大器,  $Q_1$  为三极管, LD 为激光二极管、PD 为功率监测 PIN 光电二极管,  $C_f$  是超前补偿电容。

### 2.1 调制电路的原理

图 4 中, 运放  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $R_1$  和  $R_2$  组成功率调制信号发生电路。精密基准电压给 LD 提供偏置电压信号。调制电压信号  $V_m$  叠加在偏置电压  $V_B$  上, 运放  $A_1$ 、 $A_2$  接成跟随器的形式, 实现阻抗的隔离, 电压  $V_i$  为:

$$V_i = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_B + \frac{R_2}{R_1+R_2} V_m \quad (1)$$

LD 的输出光功率为  $P_o$ , 光电转换二极管 PD 的光电转换系数为  $\alpha$ , 则光电流  $I_D$  为:

$$I_D = P_o \alpha \quad (2)$$

光电流  $I_D$  通过电阻  $R_D$  转换为电压, 功率反馈电压  $V_f$  为:

$$V_f = I_D R_D \quad (3)$$

功率驱动电路工作于负反馈状态, 因此运放  $A_3$  的同向输入端和反向输入端虚短, 即

$$V_f = V_i \quad (4)$$

将公式(1)~(3)同时代入公式(4), 得到输出功率  $P_o$  为:

$$P_o = \frac{R_1 V_B + R_2 V_m}{(R_1 + R_2) R_D \alpha} \quad (5)$$

输出功率  $P_o$  由两部分组成, 一部分是偏置电压  $V_B$  控制的偏置功率, 另一部分是调制电压  $V_m$  控制的调制功率。偏置功率使得 LD 的注入电流始终大于阈值电流, 而且随着温度的变化, 偏置电流会自动调整。调制功率叠加在偏置功率上, 使得 LD 的输出功率变化幅度随调制信号线性变化。

LD 的寿命与其工作电流的大小密切相关, 若 LD 的工作电流超过其最大允许电流值, 则 LD 会击穿, 造成永久性损坏, 因此通过电阻  $R_e$  和  $R_3$  实现限流功能, 保护 LD。假设 LD 的导通压降为  $V_{on}$ , 三极管  $Q_1$  的饱和压降为  $V_{sat}$ , 则流过 LD 的最大电流  $I_{max}$  为:

$$I_{max} = \frac{VCC - V_{sat} - V_{on}}{R_3 + R_e} \quad (6)$$

根据电源电压 VCC、LD 的导通压降  $V_{on}$  和三极管  $Q_1$  的饱和压降  $V_{sat}$ , 选择合适电阻  $R_3$  和  $R_e$  即可实现对 LD 限流保护。

### 2.2 调制电路的稳定性

对于运放  $A_3$ , 反馈路径中的三极管  $Q_1$ 、激光二

极管 LD 和光电二极管 PD 都会引入反馈的延迟, 因此为了保证功率驱动电路的稳定, 需要减小反馈环路中的延迟, 同时增加相位补偿网络。偏置功率使得三极管  $Q_1$  存在偏置电流, 并且使 LD 工作于近似线性区, 因此文中采用交流小信号模型, 对功率驱动电路的稳定性进行分析。

激光器二极管的光响应延迟近似等于载流子的复合时间, 约 2~3 ns, 延迟的时间和激光二极管的器件特性有关, 对于调制频率为几十兆赫兹的应用可不考虑。当 LD 的工作电流大于阈值电流时, 输出功率变化随工作电流变化成近似线性, 而且 PD 的光电流和 LD 的输出功率成正比, 因此 LD 和 PD 可等效为流控电流源, 其等效电路如图 5 所示。其中  $m$  为电流控制系数,  $C_p$  为光电二极管 PD 的寄生电容, 一般为几 pF 到十几 pF。

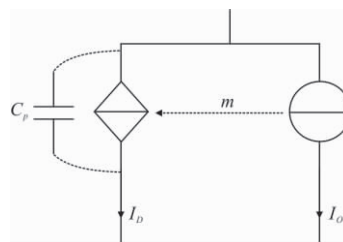


图 5 LD 和 PD 的等效电路模型

Fig.5 Equivalent circuit model of LD and PD

采用流控电流源模型的功率驱动电路如图 6 所示。对于运放  $A_3$  存在两个反馈路径: 反馈路径一,  $V_o$  通过补偿电容  $C_f$  反馈到  $A_3$  的反向输入端; 反馈路径二,  $V_o$  通过三极管  $Q_1$  驱动 LD 发光, PD 产生和 LD 的输出功率成正比的光电流  $I_D$ ,  $I_D$  通过  $R_D$  转换为反馈电压输入到  $A_3$  的反向输入端。两条反馈路径的电压在运放  $A_3$  的反向输入端处叠加, 根据戴维南定理:

$$V_f = \frac{I_D R_1}{1 + (C_p + C_f) R_D s} + \frac{V_o C_f R_D s}{1 + (C_p + C_f) R_D s} \quad (7)$$

则激光二极管 LD 的工作电流  $I_o$  可表示为:

$$I_o = \frac{V_o \beta(s)}{(1 + \beta(s)) R_e + r_e} \quad (8)$$

式中:  $\beta(s)$  是三极管  $Q_1$  的电流放大系数, 随工作频率的增大而变小;  $r_e$  为三极管  $Q_1$  的基极交流阻抗, 一般为几百欧姆, 满足  $(1 + \beta(s)) R_e + r_e$ , 因此  $I_o$  近似为:

$$I_o = \frac{V_o}{R_e} \quad (9)$$

由流控电流源原理可得, 电流  $I_D$  为:

$$I_D = mI_o \quad (10)$$

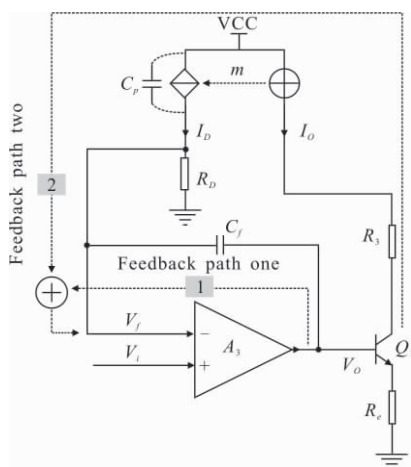


图 6 采用流控电流源模型的功率驱动电路

Fig.6 Power-driven circuit of current controlled current source model

将公式(9)、(10)代入公式(7)可得运放  $A_3$  的反馈系数  $F$  为:

$$F = \frac{V_f}{V_o} = \frac{mR_D/R_e}{1+(C_p+C_f)R_{DS}} + \frac{C_f R_{DS}}{1+(C_p+C_f)R_{DS}} \quad (11)$$

当满足条件  $\frac{mR_D}{R_e} < 1$ , 且  $\frac{C_f}{C_f+C_p} = \frac{mR_D}{R_e}$  时, 反馈系数  $F$  为:

$$F = \frac{V_f}{V_o} = \frac{C_f}{C_f+C_p} \quad (12)$$

此时反馈路径的零点和极点完全对消, 因此只要运放  $A_3$  单位增益稳定, 就能保证 LD 驱动电路稳定工作。

### 3 实验与测试

分别在温度为 20、25、30、35、40 °C 的条件下, 对调制电路的线性度、调制电路的带宽和功率稳定度进行测试, 并采用带宽高达 200 m 的光电接收电路测量 LD 的输出光功率, 因此文中 LD 的输出光功率以电压形式表示。

#### 3.1 电路实现

如图 7 所示, 调制电路采用正负 5 V 电源供电, 其中激光二极管为 ELD-65052B, 其最大输出功率为 6 mW, 常温下阈值电流为 20 mA, 波长为 650 nm, 内部集成功率监测光电二极管 PD, PD 的寄生电容

$C_p$  约为 12 pF; 偏置电压  $V_B$  由精密基准源 LM385 经电阻后分压提供; 运放  $A_1$ 、 $A_2$  选用低失调电压的高速运放 OPA690; 因 PD 监测电流较小, 因此  $A_3$  选用低偏置电流的高速运放的 OPA656; 为减小  $A_3$  输出电压  $V_o$  到 LD 工作电流  $I_o$  间的相位延迟, 晶体管  $Q_1$  选用高频小功率 NPN 型晶体管 2SC3357, 其典型特征频率达 7 GHz; 电阻  $R_1$ 、 $R_2$  为 1 k $\Omega$ ,  $R_D$  为 510  $\Omega$ , 电阻  $R_e$  为 100  $\Omega$ 。

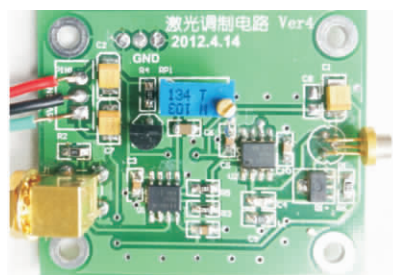


图 7 LD 幅度调制电路实物图片

Fig.7 Picture of LD magnitude-modulation circuit board

经测量: 常温下 LD 对 PD 的电流控制系数  $m$  约为 0.067 6, 由稳定性条件计算得, 补偿电容  $C_f$  为 5 pF; 当输入电压  $V_i$  为 200 mV 时, LD 的输出功率约为 5 mW, 因此将偏置电压  $V_B$  设定为 200 mV, 调制电压  $V_m$  输入范围设定为 -150~+150 mV, 此时偏置功率约为 2.5 mW, 调制功率范围为 0.625~4.375 mW, 调制深度为 75%; LD 的导通压降  $V_{on}$  为 2.1 V, 三极管  $Q_1$  的饱和压降  $V_{sat}$  为 0.3 V, 当 LD 的工作温度为 40 °C 时, LD 最大工作电流约为 50 mA, 根据公式(6), 限流电阻  $R_3$  为 50  $\Omega$ 。

#### 3.2 调制电路的线性度

图 8 所示为输入调制电压和输出光功率关系曲线图。在固定的温度下, 调制电路具有非常好的线

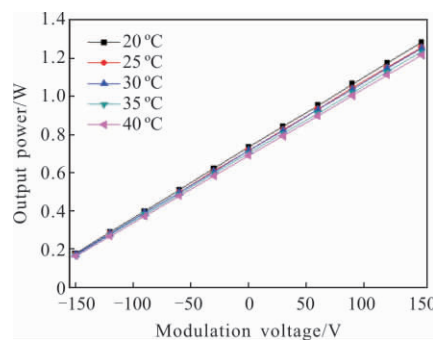


图 8 输出功率随调制电压的变化情况

Fig.8 Variation of output power with modulation voltage

性度,最大非线性误差为 0.1%。在输入调制电压相同时,随着温度的升高,LD 的输出光功率变小,其主要原因是 PD 的光电转换效率随温度的升高而变高,导致在温度较高时,PD 产生等同的光电流对应 LD 光功率较小。在温度 20~40 °C 范围内,LD 的输出功率稳定度优于 4%,若结合自动温度控制电路,LD 的输出功率稳定度能进一步提高。

### 3.3 调制电路的幅频特性

调制电压  $V_m$  峰峰值为 300 mV, 偏置电压  $V_B$  为 200 mV, 调制频率从 10 Hz~30 MHz, 图 9 为调制电路的一组幅频特性曲线随温度的变化图。在温度 20~40 °C 范围内, 调制电路的 -3 dB 带宽都达到了 20 MHz; 随着温度的升高, 调制功率峰峰值略有变小, 其原因也是由 PD 的光电转换效率随温度升高变高引起的。除 20 MHz 频率点之外, 其余频率点的调制功率的幅度稳定度都优于 4%。

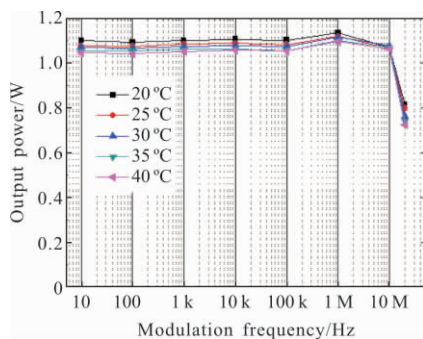


图 9 输出功率随调制频率的变化情况

Fig.9 Variation of output power with modulation frequency

## 4 结 论

采用文中提出的 LD 幅度调制方法, 能自动跟随温度的变化调整 LD 的工作电流, 使得 LD 的输出光功率稳定。实现的调制电路, 在温度为 20~40 °C 范围内功率稳定度优于 4%; 扩展了 LD 输出功率的线性范围, 其最大非线性误差为 0.1%; 同时调制电路的 -3 dB 带宽达到了 20 MHz。

该调制方法虽然是针对 LD 的幅度调制应用, 但也可用于直流输入的恒定功率应用场合。文中实现的调制电路, 其功率稳定度主要受制于 PD 光电转换效率的温度稳定度, 若结合自动温度控制电路, 调制电路的功率稳定度可优于 0.2%; 其调制带宽主要受限制于 PD 的寄生电容, 若采用小寄生电容的

高速光电二极管对 LD 的功率进行监测, 调制带宽可进一步提高, 然而由于 LD 的光响应延迟的影响, 调制带宽最大可达到 200 MHz 左右。因此该调制方法能应用于相位式激光测距等对光谱和调制带宽要求不高的 LD 幅度调制场合。

### 参考文献:

- [1] He Guanglong, Xu Li, Jin Liang, et al. Double SESAM passively model-locked ultrashort pulse fiber laser [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2018, 47(5): 0505002. (in Chinese)
- [2] Zhang Zhiyong, Zhang Jing, Zhu Dayong. Laser range finder based on phase shift measurement [J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2006, 33(8): 75-78. (in Chinese)
- [3] Meng Dongdong, Zhang Hongbo, Li Mingshan, et al. Laser technology for direct IR countermeasure system [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2018, 47(11): 1105009. (in Chinese)
- [4] Lai Yinjuan, Yu Jianhua, Han Shurong, et al. Experimental study on current modulation characteristics of a 808 nm Quantum-well laser [J]. *Laser Journal*, 2001, 22(2): 8-10. (in Chinese)
- [5] Li Tiejun, Mi Xianqiang. A design of diode laser output power autocontrol system [J]. *Applied Laser*, 2012, 32(5): 424-428.
- [6] Chen Yanchao, Feng Yongge, Zhang Xianbing. Large current nanosecond pulse generating circuit for driving semiconductor laser [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2014, 22(11): 3145-3151. (in Chinese)
- [7] Sun Ting. Research on hand-held laser distance meter [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2012. (in Chinese)
- [8] Journet B, Bazin G. Different designs of light emitters applied to laser diode range-finders [C]//23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997.
- [9] Cao Ruiming. The research of the semiconductor laser power on the stability [D]. Harbin: Harbin University of Science and Technology, 2008. (in Chinese)
- [10] Piao Haizhen, Chen Chenjia, Guo Changzhi. Characteristics of CaInAs/AlInAs quantum well laser-Effect of intervalence band absorption on differential quantum efficiency and characteristic temperature [J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 1999, 20(1): 22-27. (in Chinese)
- [11] Tong Cunzhu, Wang Lijie, Tian Sicong, et al. Study on Bragg

- reflection waveguide diode laser [J]. *Chinese Optics*, 2015, 8 (3): 480–498. (in Chinese)
- [12] Jia Fangxiu, Ding Zhenliang, Yuan Feng. Design on high frequency amplitude modulation of laser diode [J]. *Laser & Infrared*, 2007, 37(11): 1174–1177. (in Chinese)
- [13] Qiu Bocang, Hu Hai, Wang Weimin, et al. Design and fabrication of 12 W high power and high reliability 915 nm semiconductor lasers [J]. *Chinese Optics*, 2018, 11(4): 590–603.
- [14] Liu Youqiang, Cao Yinhua, Li Jing, et al. 5 kW fiber coupling diode laser for laser processing [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2015, 23(5): 1279–1287. (in Chinese)