



·脉冲功率技术·

## 基于脉宽脉幅混合调制技术的功耗检测电路\*

邢胜博<sup>1</sup>, 马修泉<sup>1,2</sup>, 王长久<sup>3</sup>, 马新敏<sup>2</sup>

(1. 华中科技大学 机械科学与工程学院, 武汉 430074; 2. 华中科技大学 光学与电子信息学院,  
武汉 430074; 3. 上海机电工程研究所, 上海 201109)

**摘 要:** 线性电源因其干扰小、动态响应速度快等优点被广泛用作半导体激光器驱动电源。针对线性电源中调整管易因功耗过大发生故障的问题, 提出了一种脉宽脉幅混合调制方法, 利用调整管漏源电压和漏极电流调制生成高频方波, 通过平均值电路计算方波平均值, 并基于此方法设计了一种调整管功耗检测电路。搭建实验平台对电路进行测试, 结果表明, 电路检测精度高、硬件成本低、响应速度快, 最大检测误差为-2.64%, 线性拟合度为 0.9987, 可广泛用于调整管的功耗检测以及安全区保护。

**关键词:** 调整管; 功耗检测; 混合调制; 线性电源; 半导体激光器

中图分类号: TM933

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202335.230152

## Power consumption detection circuit based on pulse width-pulse amplitude hybrid modulation strategy

Xing Shengbo<sup>1</sup>, Ma Xiuquan<sup>1,2</sup>, Wang Changjiu<sup>3</sup>, Ma Xinmin<sup>2</sup>

(1. School of Mechanical Science and Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;  
2. School of Optical and Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;  
3. Shanghai Electro-Mechanical Engineering Institute, Shanghai 201109, China)

**Abstract:** Linear power supply is widely used as the driving power of semiconductor laser because of its advantages such as low interference and fast dynamic response. To solve the problem that the regulating tube fails due to excessive power consumption, this paper proposes a hybrid pulse width-pulse amplitude modulation strategy, which uses the drain-source voltage and drain-current of the regulating tube to modulate high frequency square wave, and calculate the mean value of square wave, based on which the regulating tube power consumption detection circuit is designed. An experimental platform is built to test the circuit, and the results show that the circuit has the advantages of excellent detection accuracy, low hardware cost and fast response. The circuit has a maximum relative error of -2.64% and a linearity fit of 0.9987. It can be widely used for power consumption measurement and safety zone protection of regulating tube.

**Key words:** regulating tube, power consumption detection, hybrid modulation, linear power supply, semiconductor laser

半导体激光器因其体积小、质量轻、电光转换效率高等优点被广泛用作光纤激光器和薄片激光器的泵浦源<sup>[1-2]</sup>。半导体激光器俗称激光二极管(LD)泵浦模块, 为其供电的驱动电源普遍采用串联反馈式线性电流源。采用线性电流源供电具有输入输出电流纹波小、控制精度高、电路结构简单、无高频辐射干扰以及动态响应速度快等优势<sup>[3-5]</sup>。在线性电流源中对输出电流起调控作用的功率场效应管(MOSFET, 以下简称调整管)工作在线性区, 与负载相串联, 电源运行时调整管两端需维持适当的电压, 调整管内部流经全部的负载电流, 因此其功率损耗较大<sup>[6]</sup>, 当调整管功耗过大时容易发生过热损坏, 这是线性电源存在的先天性不足。为了保护调整管避免过热损坏, 有必要对其功耗进行实时精准的检测, 一旦调整管功耗过大, 可立即实施断电保护或者安全区保护<sup>[7-9]</sup>。

目前, 检测晶体管功耗主要有两种方法: 数字算法和模拟算法<sup>[10-12]</sup>。两种方法都需要首先采集晶体管两端

\* 收稿日期: 2023-05-29; 修订日期: 2023-11-07

基金项目: 广东省基础与应用基础重大项目 (2019B030302003)

联系方式: 邢胜博, xingshengb@163.com。

电压和其流过的电流信息。数字算法需要通过模数转换器(ADC)将所采集到的信息转化成数字信号,利用微处理器(MPU)执行相应的计算程序,从而得到调整管的功耗值,这种方法比较精准,然而需要增加额外的 ADC 和 MPU 芯片用于功耗检测,增加了电路设计的复杂性和硬件成本;模拟算法可以利用模拟乘法器计算出晶体管的瞬时功耗,再用平均值电路求出调整管的功耗值,但是模拟乘法器价格昂贵,且难以寻找国产替代品。为克服上述两种方法的弊端,本文提出一种基于脉宽脉幅混合调制(PWAM)技术的功耗检测方法,并采用最通用的元器件制作出相应的调整管功耗检测电路。实践证明,电路结构简单,硬件成本低廉、检测精度高、响应速度快、运行可靠,可以满足线性电源中对调整管功耗的检测要求,具有一定的经济效益和实用价值。

### 1 串联反馈式线性电流源及调整管功耗检测原理

用于驱动半导体激光器(LD Module)的串联反馈式线性电流源如图 1 中虚线框  $P_2$  所示。图 1 中  $P_1$  为 AC/DC 稳压电源,为  $P_2$  提供稳定的直流供应电压  $V_D$ ;  $P_2$  将直流供应电压  $V_D$  变换成负载 LD Module 所需的直流驱动电流  $i_o$ ;  $P_2$  中  $Q$  为调整管;  $R_s$  为负载电流  $i_o$  的精密取样电阻,电阻值很小,为  $m\Omega$  量级,其端电压  $v_s$  也很小,因此在回路计算时  $v_s$  可忽略不计。由图可见,调整管与负载相串联,满足调整管漏极电流  $i_d = i_o$ ,调整管漏源电压  $v_{ds}$  与负载电压  $V_o$  之间,满足  $v_{ds} = V_D - V_o$ ,为使  $P_2$  能够安全稳定运行,电源设计时通常将  $V_D$  值调整至与负载电压  $V_o$  相匹配,使  $v_{ds}$  维持在一个合适的范围内变化,保证调整管功耗不超过最大限度。

但是,当发生温控失灵、负载 LD Module 内部短路、 $P_1$  故障导致其输出电压升高或人为疏忽将额定电压偏低的负载接入电路时,均可导致调整管漏源电压  $v_{ds}$  升高,进一步引起调整管功耗增加发生过热损坏。因此,对调整管进行功耗检测和实施安全保护是弥补线性电源上述先天性不足的有效措施。

为实现对调整管功耗的检测,本文提出了一种脉宽脉幅混合调制技术。如图 2 所示,通过检测调整管漏极电流  $i_d$ ,用  $i_d$  去调制高频方波  $P_s$  的脉宽  $W$ ,使  $W$  正比于  $i_d$ ,即  $W = K_{w-c}i_d$ ,  $K_{w-c}$  为方波脉宽和调整管漏极电流之间的比例系数;通过检测调整管端电压  $v_{ds}$  去调制高频方波  $P_s$  的脉幅  $A$ ,使  $A$  正比于  $v_{ds}$ ,即  $A = K_{a-v}v_{ds}$ ,  $K_{a-v}$  为方波脉幅与调整管漏源电压之间的比例系数。

在每个短暂的采样周期  $T$  中,由  $i_d$  和  $v_{ds}$  调制而生成的宽度为  $W$ 、幅值为  $A$  的脉冲方波面积  $S(t)$ ,即图 2 阴影区域面积,可以用来表征调整管在很短的时间  $T$  内所消耗的瞬时功率  $p(t)$ ,表示为

$$S(t) = W(t)A(t) = K_{a-v}K_{w-c}v_{ds}(t)i_d(t) = K_{a-v}K_{w-c}p(t) \quad (1)$$

对受调方波  $P_s$  在一个周期  $T$  内求平均值  $P_T(t)$ ,可表示为

$$P_T(t) = \frac{1}{T} \int_0^T P_s(t)dt = \frac{1}{T} S(t) = \frac{K_{a-v}K_{w-c}}{T} p(t)$$

为了简化公式,令  $K = \frac{K_{a-v}K_{w-c}}{T}$ ,则有

$$P_T(t) = \frac{1}{T} \int_0^T P_s(t)dt = Kp(t) \quad (2)$$

式(2)可用受调方波  $P_s$  的平均值  $P_T(t)$  表征调整管在时间  $T$  内所消耗的电功率,该功率完全转化成热量称之为功率损耗。实现式(2)求平均值的运算可通过一个二阶低通滤波器来完成。由电路原理可知,图 2 中受调方波  $P_s$  可用傅里叶级数对其分解,即

$$P_s(t) = a_0 + \frac{2A}{\pi} \sum_{i=1}^n \frac{1}{2i-1} \sin[(2i-1)\omega_0 t] \quad (3)$$

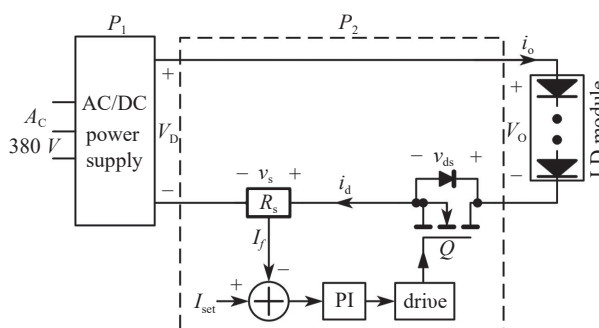


Fig. 1 Series feedback linear current source  
图 1 串联反馈式线性电流源

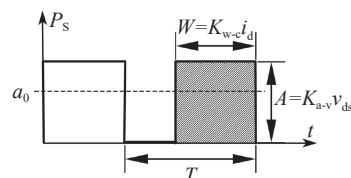


Fig. 2 High frequency modulated square wave  
图 2 高频受调方波

其中: 第一项 $a_0$ 即为方波 $P_s$ 的平均幅值 $P_T(t)$ , 后续项均为谐波项。式中:  $\omega_0$ 为基波角频率。设计低通滤波器时, 如果能使上限截止角频率 $\omega_n$ 远远低于 $\omega_0$ , 比如 $\omega_n \leq \frac{\omega_0}{10}$ , 则经过低通滤波器滤波后的输出中不再包含各次谐波项, 只保留第一项 $a_0$ 。结合式(2),  $a_0$ 与调整管瞬时功耗 $p(t)$ 之间的关系可表示为

$$a_0 = P_T(t) = Kp(t) \quad (4)$$

因此, 低通滤波器的输出模拟电压值即可实时地反映调整管的功耗。

## 2 电路的设计与实现

利用PWAM技术检测调整管功率损耗的原理框图如图3所示。主要包括调整管漏源电压取样电路1、调整管漏极电流取样电路2、方波发生电路3和二阶低通滤波电路4。取样电路通常采用差动式放大电路来实现, 方波发生电路3由高频锯齿波发生器和比较器组成, 二阶低通滤波电路4一般采用由运算放大器构成的二阶低通有源滤波器。实现图3原理框图的检测电路原理图如图4所示。

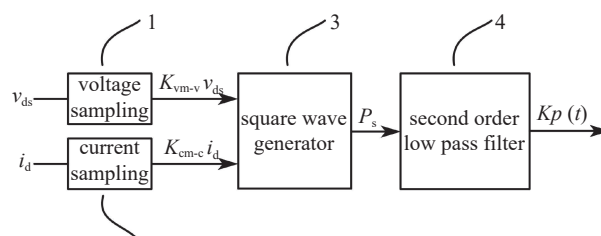


Fig. 3 Power consumption detection circuit functional block diagram based on PWAM technology

图3 基于PWAM技术的功耗检测电路原理框图

对应于图4, 图3中的 $v_{ds}$ 取样系数 $K_{vm-v} = \frac{R_2}{R_1}$ ,  $i_d$ 取样系数

$K_{cm-c} = R_s \frac{R_4}{R_3}$ ; 图3中的方波发生电路由高频锯齿波发生器和比较器LM311构成, 为提高检测的精度和实时性, 将锯齿波发生器频率设置为100 kHz, 因为LM311内部输出级包含一个不受约束的晶体三极管BJT, 所以可实现对方波脉幅的调制, 图4中齐纳二极管D用于补偿LM311输出级BJT的导通压降, 减小测量误差, 实际应用电路中, 可用常见的PWM发生芯片替代高频锯齿波发生器和比较器, 使电路大幅简化; 图4中运算放大器U1C用作电压跟随器实现阻抗变换以减小测量误差, 由运算放大器U1D、 $R_6$ 、 $C_1$ 及 $C_2$ 构成压控电压源二阶低通有源滤波器, 其电路结构简单、增益精度高、器件数量少<sup>[13]</sup>。

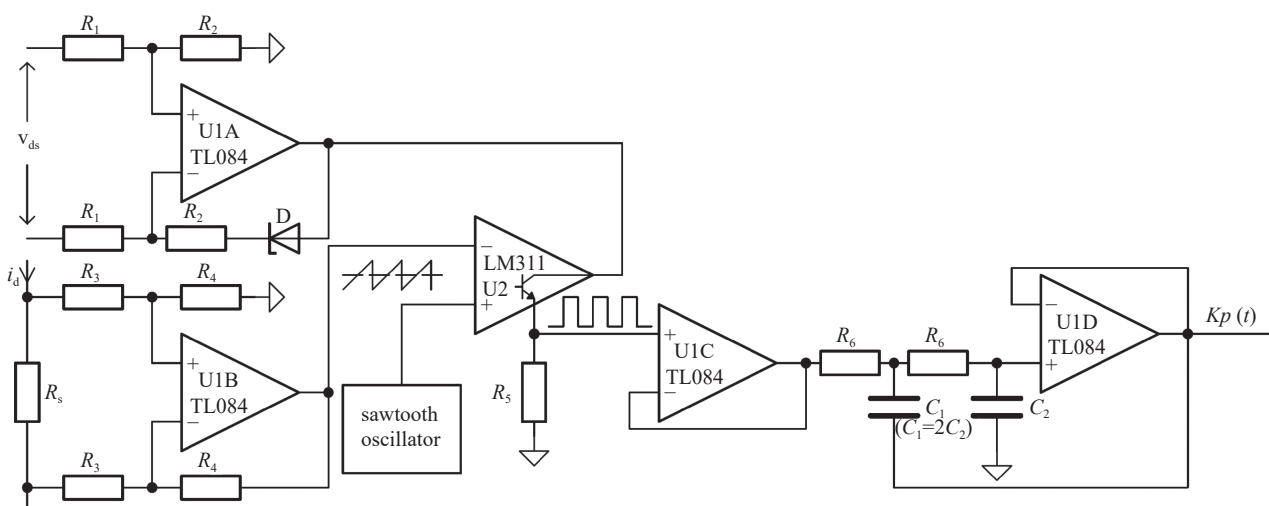


Fig. 4 Power consumption detection circuit schematic diagram based on PWAM technology

图4 基于PWAM技术的功耗检测电路原理图

取 $R_1 = 2R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ , 则 $K_{vm-v} = 0.5$ ;  $R_s$ 为20 m $\Omega$ , 取 $R_4 = 4.99R_3 = 4.99 \text{ k}\Omega$ , 则 $K_{cm-c} = 0.0998$ 。方波脉宽 $W$ 与调整管漏极电流 $i_d$ 满足式(5), 方波脉幅 $A$ 与调整管漏源电压 $v_{ds}$ 满足式(6)。

$$W = K_{w-c} i_d = \frac{T}{A_r} K_{cm-c} i_d = 0.312 i_d \quad (5)$$

$$A = K_{a-v} v_{ds} = K_{vm-v} v_{ds} = 0.5 v_{ds} \quad (6)$$

式(5)中:  $T$ 为功耗检测电路的采样周期, 即锯齿波的周期, 本文中为10  $\mu\text{s}$ ;  $A_r$ 为锯齿波的幅值, 本文中为3.2 V。上式中, 脉宽 $W$ 的单位为 $\mu\text{s}$ , 脉幅 $A$ 的单位为V。

取  $R_6 = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 2C_2 = 2 \text{ nF}$ , 则上述二阶低通滤波器的上限截止频率为  $f_n = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi R_6 C_2} = 7.5 \text{ kHz}$ , 通带放大倍数  $A_{up} = 1$ , 品质因数  $Q = 0.707$ 。调制生成的高频方波信号经过上述低通滤波器后, 交流分量被滤除, 直流平均值以模拟电压信号的形式输出, 此模拟电压量  $V_a$  即可表示方波的平均幅值  $a_0$ , 结合式(4)、(5)、(6),  $V_a$  和调整管瞬时功耗  $p$  成正比, 可表示为

$$p = 61.52V_a \quad (7)$$

### 3 实验结果及分析

为了验证本文所提出的功耗检测电路的性能, 如图5所示制作出功耗检测电路的实物, 搭建由功耗检测电路、线性电源、模拟负载、万用表、霍尔电流传感器、示波器等组成的实验平台, 对功耗检测电路进行实验分析。实验中使用的线性电源为 LD 驱动电源, 工作在恒流模式, 额定输入电压为 52 V, 最大输出电流 20 A, 模拟负载额定电压为 48 V。

图6表示线性电源输出电流幅值分别为 10 A 和 20 A 时, 功耗检测电路根据  $v_{ds}$  和  $i_d$  调制而生成的方波脉冲信号, 图中, CH1(蓝色波形)为调制生成的方波脉冲信号, CH2(红色波形)为霍尔电流传感器输出电压(每 1 V 代表  $i_d$  的 5 A), CH3(绿色波形)为  $v_{ds}$  取样值(每 1 V 代表  $v_{ds}$  的 2 V)。从图6

中可看出,  $v_{ds}$  为 6.02 V,  $i_d$  为 10 A 时, 方波幅值约为 3 V, 方波脉宽约为 3.2  $\mu\text{s}$ ; 当  $v_{ds}$  为 1.96 V,  $i_d$  为 20 A 时, 方波幅值约为 1 V, 方波脉宽约为 6.4  $\mu\text{s}$ 。在实际电路中, 受调方波由一片 PWM 发生芯片产生, PWM 发生芯片输入端设置有一个可调电压源对输入的模拟电压幅值进行补偿, 同时  $v_{ds}$  采样电路中增加齐纳二极管以补偿 PWM 输出端三极管的导通压降, 使得方波占空比和输入模拟电压幅值之间满足正比例关系, 结合图6中波形可知, 电压源起到了良好的补偿作用, 方波脉宽  $W$  与  $i_d$  成比例, 图4中齐纳二极管 D 补偿效果良好, 方波幅值  $A$  与  $v_{ds}$  成比例, 满足检测电路的设计要求。

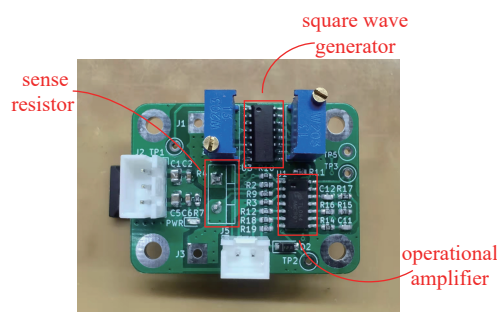
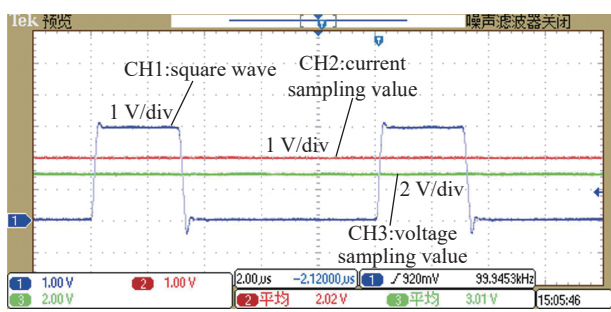
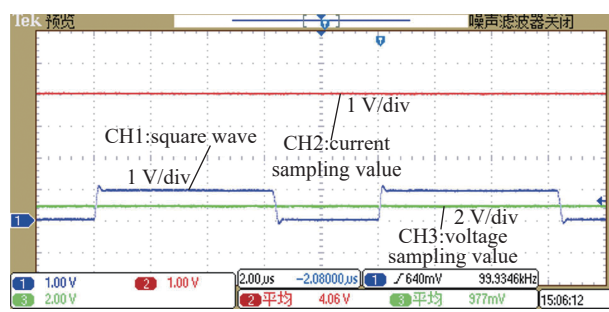


Fig. 5 Power detection of verification circuit based on PWAM technology

图5 基于PWAM技术的功耗检测验证电路



(a) output current amplitude is 10 A



(b) output current amplitude is 20 A

Fig. 6 Modulation waveform under different working conditions

图6 不同工况下调制波形

为了验证电路的检测性能, 针对不同工况下的调整管进行功耗检测。分别设定采样频率为 75 kHz、100 kHz、125 kHz、150 kHz 和 175 kHz, 在 1~20 A 范围内调节线性电源输出电流, 设定步长为 1 A, 测量二阶低通滤波器的输出模拟电压值, 结合式(7), 由于在验证电路中元件存在制造误差及器件非理想化等因素, 表1和表2中数据均由  $P = 62.1V_a$  换算功耗检测值  $P$ ; 并通过万用表检测  $v_{ds}$  和霍尔电流传感器检测  $i_d$ , 计算出调整管的实际功耗  $P_r$ , 并计算出最大检测相对误差  $\delta_{max}$ 、均方误差 MSE 以及线性拟合度  $R^2$ , 结果如表1所示。数据

表1 不同频率下功耗检测误差分析

Table 1 Error analysis of power consumption detection at different frequencies

frequency $f_s/\text{kHz}$	maximum relative error $\delta_{max}/\%$	mean square error (MSE)	linear fit $R^2$
75	-2.78	0.314	0.9965
100	-2.64	0.237	0.9987
125	-3.04	0.403	0.9788
150	-3.26	0.491	0.9617
175	-4.43	0.515	0.9478

表 2 采样频率为 100 kHz 时对应的实验数据

Table 2 Experimental data corresponding to a sampling frequency of 100 kHz

drain current $i_d/A$	drain source voltage $v_{ds}/V$	true value $P_r/W$	analog output $V_a/V$	detected value $P/W$	relative error $\delta/\%$
1	18.98	18.98	0.298	18.48	-2.64
2	14.96	29.92	0.476	29.44	-1.60
3	12.28	36.84	0.598	37.02	0.48
4	11.02	44.08	0.717	44.41	0.76
5	9.84	49.20	0.804	49.78	1.19
6	9.02	54.12	0.885	54.77	1.20
7	8.26	57.82	0.939	58.11	0.50
8	7.62	60.96	0.987	61.13	0.28
9	7.10	63.90	1.027	63.58	-0.50
10	6.54	65.40	1.043	64.57	-1.27
11	6.16	67.76	1.091	67.52	-0.35
12	5.68	68.16	1.084	67.11	-1.54
13	5.18	67.34	1.078	66.77	-0.85
14	4.72	66.08	1.069	66.18	0.15
15	4.36	65.40	1.070	66.22	1.26
16	4.06	64.96	1.045	64.67	-0.44
17	3.64	61.88	0.997	61.70	-0.29
18	3.26	58.68	0.943	58.36	-0.55
19	2.84	53.96	0.869	53.81	-0.28
20	2.34	46.80	0.753	46.59	-0.44

表明,不同的采样频率会对调整管功耗检测精度产生影响,采样频率为 100 kHz 时,电路检测效果较好,分析原因如下:由于调制生成的高频方波脉冲信号并非理想的矩形方波,而是存在一定程度的过冲和上升、下降时间等非理想因素,当采样频率较高时,采样周期较短,受调方波脉宽较窄,方波的非理想因素表现更加显著,会引起更大的检测误差;当采样频率较低时,由于二阶低通滤波器的上限截止频率有限,滤波效果会变差,也可能引起检测误差增大。其中采样频率为 100 kHz 时的测量数据如表 2 所示。

本文制作的功耗检测电路中,贴片电阻精度为  $\pm 0.1\%$ ,实验中将功耗较大的检测电阻贴置于恒温水冷板上,因此可以忽略电阻的温度漂移对检测精度造成的影响。线性电流源在工作过程中,因模拟负载的端电压随着注入电流的增大而增大,所以调整管  $v_{ds}$  随着  $i_d$  的增大而减小。表 2 中实验数据表明,在实验过程中调整管  $i_d$  幅值为 1 A 时,出现最大检测误差  $\delta_{\max} = -2.64\%$ ,产生上述现象的主要原因是漏极电流较小时,模拟负载端电压也较小,调整管漏源电压较大,对应受调方波脉宽较窄、脉幅较大,因此受调方波的上升时间和下降时间更长,在采样周期内的占比较大,会引起较大的检测误差。其余测试条件下的检测误差均在  $\pm 2\%$  以内,电路可以很好地满足实际应用中对调整管功耗检测的要求。

为了进一步验证功耗检测电路的检测性能,将调整管实际功耗  $P_r$  和检测值  $P$  进行线性拟合,拟合结果如图 7 所示。可知,功耗检测值和功耗实际值之间具有很好的线性度,线性拟合度  $R^2 = 0.9987$ ,表明实际应用中可以通过式(7)直接换算出调整管的功耗值。

#### 4 结论

基于脉宽脉幅混合调制(PWAM)技术,设计制作出的针对串联反馈式 LD 线性驱动电源中调整管的功耗检测电路,

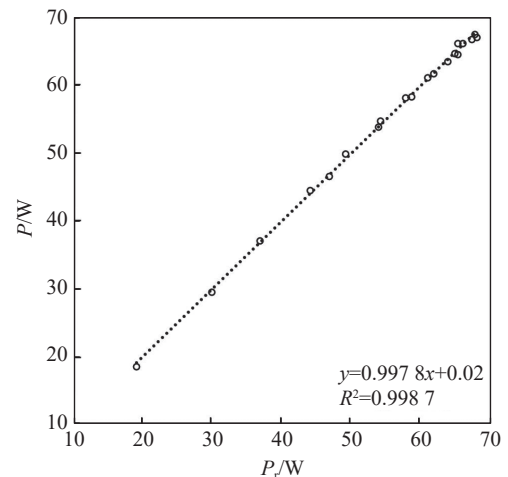


Fig. 7 Linear fitting of actual values and detected values

图 7 实际功耗和检测值的线性拟合

电路结构简单,硬件成本低廉,仅由单片集成运放芯片 TL084 和单片 PWM 控制芯片构成;电路可实时对所采集到的调整管瞬时端电压  $v_{ds}$  和瞬时漏极电流  $i_d$  进行乘法运算,得到调整管的瞬时功耗,进而通过二阶低通滤波器求平均值,经换算得出调整管相应的功耗检测值。实验结果表明,电路检测精度高,最大相对误差  $\delta_{\max} = -2.64\%$ ,线性度好,线性拟合度  $R^2 = 0.9987$ 。可满足多种应用场景下对调整管的功耗检测要求,为线性电源的安全稳定运行提供了保障,具有一定的经济效益和实用价值。

#### 参考文献:

- [1] 余俊宏,郭林辉,王昭,等. 200 W 级高亮度半导体激光器光纤耦合模块[J]. *强激光与粒子束*, 2014, 26: 111001. (Yu Junhong, Guo Linhui, Wang Zhao, et al. High brightness fiber coupled diode laser module with 200 W class output power[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2014, 26: 111001)
- [2] 沈晓红,曾盈莹,毛琳,等. 双波长自锁模半导体薄片激光器[J]. *物理学报*, 2022, 71: 204202. (Shen Xiaohong, Zeng Yingying, Mao Lin, et al. Dual-wavelength self-mode-locked semiconductor disk laser[J]. *Acta Physica Sinica*, 2022, 71: 204202)
- [3] 田亚玲,李创社,张朝阳. 高精度和高稳定性半导体激光器恒流驱动电源[J]. *西安交通大学学报*, 2019, 53(3): 1-5. (Tian Yaling, Li Chuangshe, Zhang Zhaoyang. High-accuracy and high-stability constant current power for semiconductor lasers[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2019, 53(3): 1-5)
- [4] 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: 1005003. (Zhang Long, Chen Jiansheng, Gao Jing, et al. Design of driving power and temperature control system for high power semiconductor laser[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2018, 47: 1005003)
- [5] Zhu Xueli, Zhang Donglai, Gao Wei. Online noninvasive technique for condition monitoring of capacitor in linear power supplies[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(8): 8761-8773.
- [6] 熊刚,王伟平. 一种开关线性复合电源及控制策略[J]. *电子测试*, 2021(19): 18-20,17. (Xiong Gang, Wang Weiping. A switch linearity hybrid power supply and its control strategy[J]. *Electronic Test*, 2021(19): 18-20,17)
- [7] Ebadi M, Abbasi N, Maghsoudi H. A fast and cost-effective short circuit protection scheme for low-power converters for small-scale photovoltaic application[J]. *Circuit World*, 2022, 48(3): 366-376.
- [8] 许迪迪,张小玲,齐浩淳,等. 功率 MOSFET 器件安全工作区的研究[J]. *电力电子技术*, 2018, 52(8): 70-72. (Xu Didi, Zhang Xiaoling, Qi Haochun, et al. Research on safe operating area of power MOSFET devices[J]. *Power Electronics*, 2018, 52(8): 70-72)
- [9] 饶俊峰,曾彤,李孜,等. 固态 Marx 发生器的过流保护研究[J]. *强激光与粒子束*, 2019, 31: 125001. (Rao Junfeng, Zeng Tong, Li Zi, et al. Study on over-current protection of solid-state Marx generators[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2019, 31: 125001)
- [10] 刘平,刘叶春,苗轶如. 基于瞬时功耗检测的 SiC MOSFET 短路保护策略[J]. *固体电子学研究进展*, 2022, 42(4): 263-268,280. (Liu Ping, Liu Yechun, Miao Yiru. Short circuit protection strategy of SiC MOSFET based on instantaneous power detection[J]. *Research & Progress of SSE*, 2022, 42(4): 263-268,280)
- [11] 李杰,陈庆奎. 基于蓝牙 4.0 的 GPU 集群功耗测量系统设计[J]. *电子检测与仪器学报*, 2014, 28(3): 314-319. (Li Jie, Chen Qingkui. Design of GPU cluster power consumption measurement system based on Bluetooth 4.0[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2014, 28(3): 314-319)
- [12] 文阳. SiC MOSFET 模块驱动保护电路研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2020: 69-79. (Wen Yang. Study on SiC MOSFET module drive and protection circuit[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2020: 69-79)
- [13] 刘增水,陈瑜迪. 二阶低通滤波器仿真分析及其应用[J]. *电子设计工程*, 2019, 27(16): 180-184. (Liu Zengshui, Chen Yudi. Simulation analysis and application of second-order low-pass filter[J]. *Electronic Design Engineering*, 2019, 27(16): 180-184)