

DOI:10.19651/j.cnki.emt.1701093

基于数字PID的熔接器放电控制系统设计

詹雅斌¹ 杨海马^{1,2} 刘瑾¹ 陈鑫元¹ 徐磊¹

(1. 上海理工大学光电信息与计算机工程学院 上海 200093; 2. 中国科学院上海技术物理研究所 上海 200083)

摘要: 在实际生产生活中,经常需要对光纤进行熔接。光纤熔接的质量会直接影响到最终通信的稳定性和可靠性。在研究高精度、全自动光纤熔接器的基础上,基于数字PID算法,设计了一种高压放电系统。它提高了放电过程中对放电电流强度和放电时间的控制,并将熔接损耗降到了最低。放电系统采用3路PWM信号控制推挽电路实现电压的初次放大,然后经过高压包电路6倍压升压,实现高压放电。通过采用数字PID算法,确保了恒流源输出的稳定可靠,使得放电过程平滑,不易受干扰。经实验验证,最终可将熔接损耗控制在0.02 dB之内。

关键词: 光纤熔接;数字PID;高压放电;PWM信号

中图分类号: TM832;TP273⁺.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1040

Design of discharge control system for fusion splicer based on digital PID

Zhan Yabin¹ Yang Haima^{1,2} Liu Jin¹ Chen Xinyuan¹ Xu Lei¹

(1. School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China; 2. Shanghai Institute of Technical Physics of Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China)

Abstract: In practical applications, it is often necessary to weld the fiber. The quality of fiber splicing will directly affect the stability and reliability of the final communication. Based on the research of high precision and automatic fiber splicer, a high voltage discharge system is designed based on digital PID algorithm. It improves the discharge current intensity and discharge time during the discharge process, and reduces the fusion loss to the minimum. The discharge system uses three PWM signals to control the push-pull circuit to achieve the initial amplification of the voltage. Then, the voltage is magnified six times by the high voltage package circuit to achieve high voltage discharge. By using the digital PID algorithm, the output of the constant current source is stable and reliable, so that the discharge process is smooth, not susceptible to interference. It is proved by experiment that the welding loss can be controlled within 0.02 dB.

Keywords: fiber splicing; digital PID; high-voltage discharge; PWM signal

0 引言

光纤具有抗干扰能力强、不易被腐蚀、绝缘效果良好等优点,在实际生产生活中得到了很好的应用。当对光纤进行熔接时,其难度是比较大的。经常需要使用像光纤熔接器这样的高精密专用仪器,来实现光纤的全自动熔接。而光纤熔接器高压包放电时产生的高压强度是否足够大,决定着能否产生相对平滑稳定的电弧,有效地击穿空气而熔化光纤。但是在实际生产过程中,环境的变化经常会影响放电系统,使得输出电压与电流变得不稳定,不能产生有效的高压电弧。目前,光纤熔接器国产化的研究正在如火如荼地进行,但是多数都还只是按照国外产品的设计思路、方案和控制策略依葫芦画瓢。因此,对放电系统进行有效地

优化,保证其输出的稳定性,对光纤熔接器的发展有很大的促进作用^[1]。

本文便是对光纤熔接器的高压放电系统进行设计。系统通过放电控制电路控制可控芯片来达到控制放电时间和放电电流的效果。驱动电路通过可控芯片调节变压器初级电压,然后经过经典推挽电路进行第一次电压放大,再利用高压包电路对放大的电压通过倍压电路实现多倍放大输出。系统采用数字PID算法来实现输出电流的稳定^[2]。本系统稳定可靠,放电过程平滑,在一定程度上提高了光纤熔接器的抗干扰性。

1 系统设计方案

高压放电系统的电路硬件结构如图1所示,整个电路

收稿日期:2017-07

为 3 路 PWM 输出所控制。第 1 路与第 3 路 PWM 输出稳定的信号控制经典推挽电路。第 2 路 PWM 输出作为初级电压信号,经初级电压控制模块后,其最大电压受到变压器初级限压输出模块的控制。变压器初级电压通过推挽电路,电压得到第一次放大。再经过 6 倍压电路,实现变压器的高压输出^[3]。在变压器次级添加反馈端可作为放电控制电路恒流源三极管集电极的输入。系统采用了数字 PID 算法来实现恒流源输出电流的稳定可靠,从而确保了放电过程的平滑稳定,成功对光纤进行熔接^[4]。

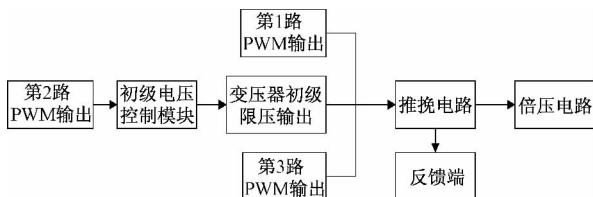


图 1 驱动电路结构

2 系统硬件实现

2.1 放电驱动电路

系统驱动电路采用了可调制的固定频率芯片 TL494

进行脉宽调制。该芯片工作频率由外部电容与电阻确定。其输出频率计算公式为：

$$f_{osc} = \frac{1}{R_T \times C_T} \quad (1)$$

通过比较芯片 5 号管脚的锯齿波电压与另外 2 个控制信号,电路可以实现对输出脉宽宽度的调节。因为晶体功率管的基级通过或非门,所以当反馈 PWM 比较器的输入小于锯齿波电压时,晶体功率管被选通。而控制信号越大,输出脉冲宽度越小^[5]。

在驱动电路中,由 TL494 芯片产生的 3 路 PWM 信号通过并行方式输出。其中第 2 路 PWM 信号为变压器初级输入电压的控制信号。经过二极管半波整流后,变压器次级将反馈一个电压值。通过 2 个串联的电阻后,选取 510 Ω 电阻上的电压信号与芯片 1 管脚相连接。管脚 1 在不放电状态下的电压值为 8.55 V,这也是放电控制回路恒流源部分的集电极输入电压^[6]。而放电控制回路可以通过改变电流值改变管脚 1 输入端的电压值,进而改变输出脉宽宽度。部分电路原理如图 2 所示。

控制后级推挽电路的两路 PWM 信号输出的部分电路如图 3 所示。误差比较器的正极直接输入 0 V 电压信号,输入内部 PWM 比较器的正极信号保持非工作状态。DT

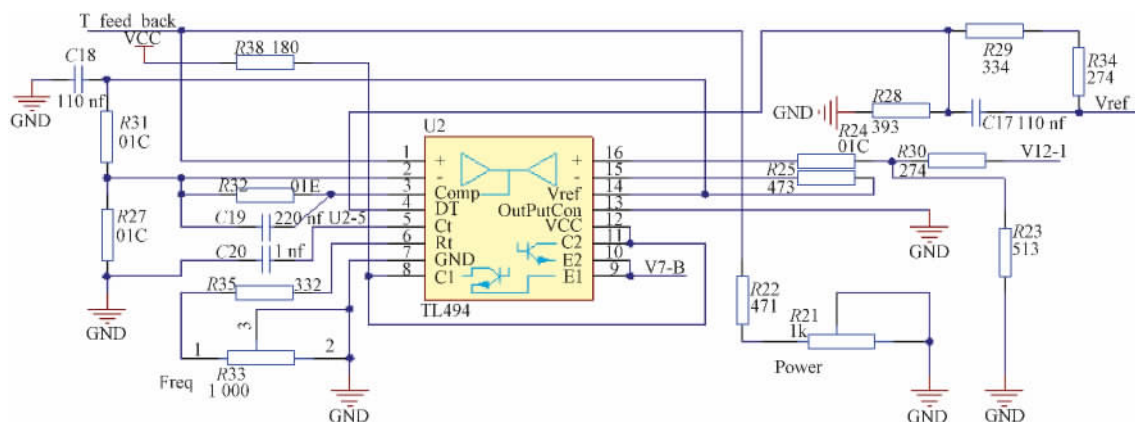


图 2 第 2 路 PWM 输出电路

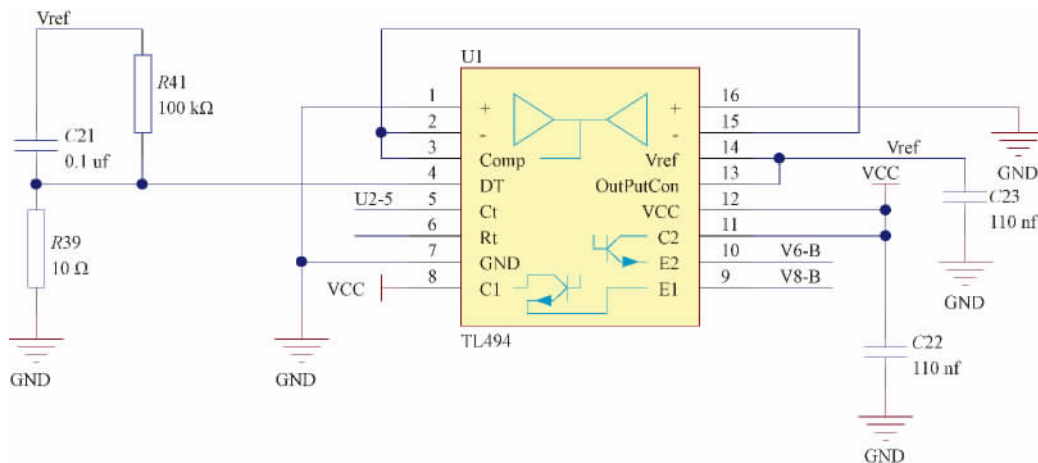


图 3 第 1、3 路 PWM 输出电路

端通过电阻电容形成固定电压,产生死区时间。这使输出脉宽占空比保持一致。在D触发器的作用下,功率晶体管交替导通,可以产生死区时间固定、脉宽占空比一定的推挽电路控制信号。由于本系统采用推挽电路,需要保证PWM信号输出占空比在50%以下。在系统电路设计中, C_i 脚电容大小为1 nf,管脚 R_i 电阻为固定电阻的滑动变阻器。通过调节滑动变阻器改变电阻值大小,设定电阻值大小为3.7 k Ω 。由式(1)计算可知 C_i 管脚锯齿波频率为297.2 kHz。系统采用推挽方式输出,实际产生的PWM波频率应为理论值的一半左右。经过示波器测量,频率稳定在131 kHz左右,占空比为48%。出现偏差的原因是电阻和电容存在一定误差值^[7]。

放电系统驱动电路通过推挽电路实现第一次升压。推挽电路中直接由TL494输出的PWM波控制的2个开关S1和S2作为控制信号交替导通。变压器初级端中间抽头输入由升压斩波电路的输出控制。电感升压电路的最高输出电压由变压器T1控制。变压器T1的初级绕组的非同名端接电感升压电路的输出端,同名端接TL494的PWM脉冲输出信号。推挽电路原理如图4所示。

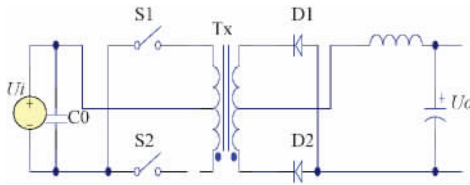


图4 推挽电路原理

放电系统驱动电路通过比较控制电路来控制波形。为限制变压器初级输入的电压值,避免因电压过大而损坏整个放电系统,采用限压比较控制模块对PWM波形进行控制。当变压器初级电压过高时,及时关断MOS开关管的导通,电感升压电路停止工作。其部分原理如图5所示。采用TLC277作为运算放大器,三极管V1的集电极接三极管推挽放大电路的发射极。三极管推挽放大电路的作用是对原始的PWM信号进行放大,使其达到可以控制MOS开关管通断的电压值。当T1_5输出电压达到参考电压值时,比较器输出高电平,三极管V1导通。此时,三极管推挽电路的发射极会被强行拉为低电平,使得MOS开关功率管不工作。因此,可以很好地限制MOS管的导通,进而限制电感升压电路的最大升压值^[8]。

2.2 放电控制电路

放电控制回路可实现对放电电流和放电时间的控制。放电电流控制电路是恒流源电路。它由精密运算放大器、数模转换电路和三极管构成。在电路反馈环节加入低通滤波器,采样电阻采用1%的精度。选用阻值为10 Ω 的多圈高精度滑动变阻器与采样电阻串联实现微调。通过ADC对采样电压进行采样,并通过PID算法进行软件调节。这一系列的处理可以使恒流源的恒流效果达到最佳,保证了

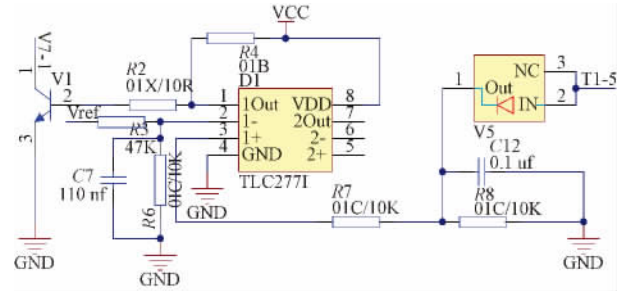


图5 比较控制电路

输出电流值的稳定。此部分电路原理如图6所示。数模转换芯片AD5541实现对电流大小的控制。电路恒流部分采用由运算放大器和三极管构成的经典精密恒流源设计电路。三极管的集电极电压由高压包次级反馈电压提供。

恒流源的性能会直接影响到高压电弧的放电状态。如果电流负载不够,恒流效果不佳,高压电弧会产生严重的噪声,不能达到熔化光纤的效果。因此,设计精度足够高的恒流源电路对熔接结果有关键性作用。影响高精度恒流源性能的原因主要为以下3个方面。1)需要稳定的供电电源。采用AMS1117-5.0高精度稳压芯片供DAC和运算放大器使用,三极管集电极电压通过稳压芯片输出稳定电压。2)运算放大器的选择。由于工业现场环境复杂,对恒流源的稳定有很大影响。为了保证恒流源的精度,要尽量选择低温漂、低失调电压的运算放大器。3)采样电阻的精度。本文采用1%精度的电阻对电流进行采样^[9]。

放电时间控制电路由三极管开关电路和射极跟随器电路组成,主要实现开关作用。其部分电路图如图7所示。三极管开关电路的基极通过一个10 k Ω 的限流电阻与反相器的输出相接。反相器的主要作用是电压分配。三极管的集电极与射极跟随器的集电极电压由放电驱动板上的齐纳稳压管提供。射极跟随器的输出电压增益如式(2)所示,最大电流增益如式(3)所示,输入阻抗如式(4)所示,输出阻抗如式(5)所示。由公式分析可得到射极跟随电路放大倍数接近1,电流放大效果明显,输入阻抗高,输出阻抗低,起到了很好的功率放大作用,增强了电路的负载能力。三极管当基极为高电平时导通。此时射极跟随器的基极为低电平,低频功放PNP三极管导通,使射极跟随器的发射极输出电压与输入电压近似相等。

$$A_v = \frac{(1+\beta) \times R_L}{r_{be} + (1+\beta) \times R_L} (R_L = R_{26} \parallel R_L) \quad (2)$$

$$A_i \approx 1 + \beta \quad (3)$$

$$R_i = R_{29} \parallel [r_{be} + (1+\beta) \times R'_L] \quad (4)$$

$$R_o = \frac{r_{be} + R'_s}{1+\beta} \parallel R_e (R'_s = R_s \parallel R_{29}) \quad (5)$$

2.3 高压包电路

放电系统通过二极管的6倍压电路来产生高压电弧。

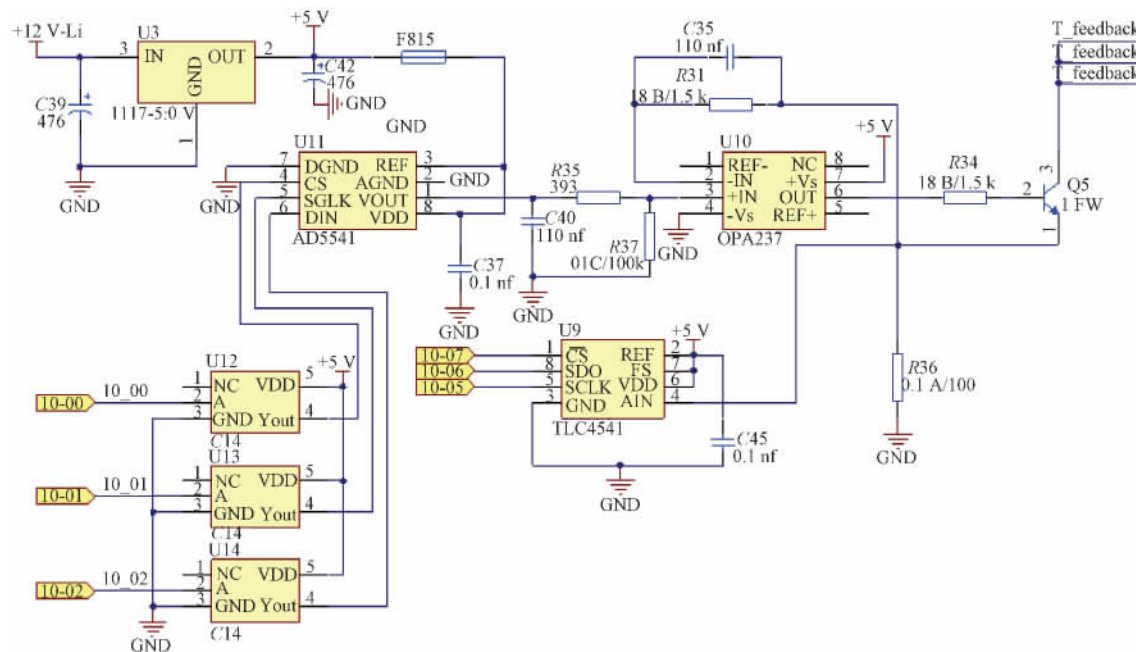


图 6 放电电流控制电路

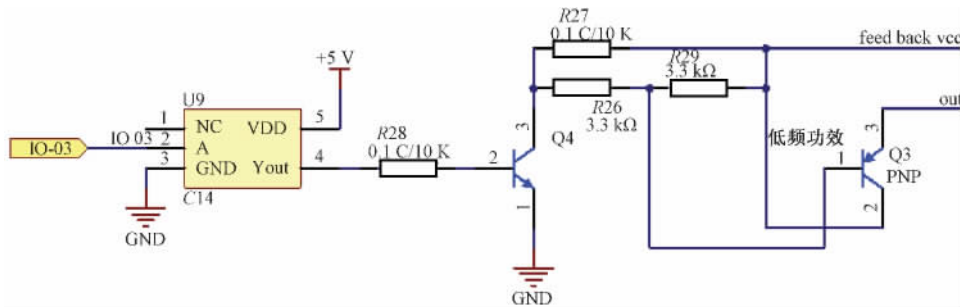


图 7 放电时间控制电路

对变压器次级电压进行 6 倍压, 实现千伏电压的输出, 达到击穿空气, 产生电弧, 熔断光纤的目的。6 倍压实现电路如图 8 所示。图 8 中每两倍压为一阶电路, 系统中实现的 6 倍压为 3 阶电路。电路中的输入电压为推挽电路中变压器次级输出的交流信号。电路输入信号通过 3 个电容实现 6 倍压输出。该电路的优点是电容两端的最大峰值电压不会超过变压器次级输出电压的峰值的 2 倍^[10]。因此, 相对于其他倍压电路, 可以选用耐压值较低的电容。

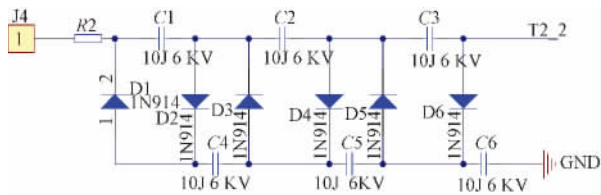


图 8 6 倍压电路

3 数字 PID 算法实现

恒流源的稳定性对于放电系统的平滑性以及最终接的成败起到关键性的作用。为了达到输出电流的稳定可靠, 采用 PID 算法实现, 在 PID 调节下电流稳定误差在 0.1% 之内^[11]。

在电流控制系统中, 根据给定的数字量信号, 由 DAC 转换芯片得到模拟量作为输入的给定量。根据反馈信号与给定信号的偏差来计算控制量 Δu , 从而控制 DAC 输入端的数字量。在 DAC 输入端不变的情况下, 由控制量 Δu 改变 DAC 的输入数字量, 便可以改变输出的模拟量的值, 从而改变最终的电流输出值。在自动控制系统中常用的控制器由比例—微分控制器 (PD 控制器), 比例—积分控制器 (PI 控制器), 比例—积分—微分控制器 (PID 控制器), 模糊算法控制器, 神经网络控制器等, 本系统采用的是数字 PID 算法来实现电流的稳定输出^[12]。PID 控制器

原理如图9所示。

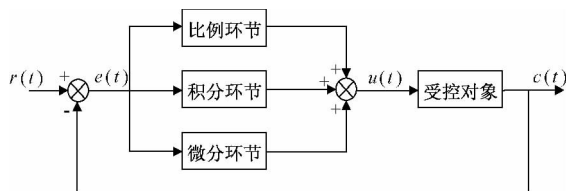


图9 数字PID控制器原理

图9中 $r(t)$ 为电流的设定值, $c(t)$ 为实际电流测量值, $e(t)$ 为电流设定值和实际测量值的偏差信号, $u(t)$ 为控制量,根据传递函数和数据推导,得到如式(6)所示的PID控制器计算公式。式中 K 为比例系数, T_i 为积分常数, T_d 为微分常数^[13]。

$$u(t) = \left[Ke_t + \frac{K}{T_i} \int_0^t e(i) di + KT_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (6)$$

数字PID算法实质是一种滞后—超前校正装置,数字PID算法的运用可以有效解决控制系统中存在的稳态性能和动态性能差的缺点,同时与模拟PID控制器相比减少了硬件系统的复杂度。式(6)为模拟PID公式,对其进行离散化处理,得到增量式PID数学表达式,如式(7)所示,式中 T 为采样周期。

$$u(k) = \left[Ke(k) + \frac{KT}{T_i} \sum_{i=0}^k e(i) + KT_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \right] \quad (7)$$

数字PID控制器软件流程如图10所示。当系统的输入标准量为 $r(t)$ 时,经过一次采样后反馈量为 $c(t)$,对 $u(t) = r(t) - c(t)$ 值进行一次P调节,紧接着对 $\Delta u(t) = u_1(t) - u_2(t)$ 进行I调节,最后再对 $\Delta \Delta u(t) = \Delta u_1(t) - \Delta u_2(t)$ 进行D调节。采用定时方式对误差进行PID调节,定时 $100 \mu s$ 。即每经过 $100 \mu s$ 对反馈值进行一次PID调节,采用这种定时的方式可以有效减少电流的大范围波动^[14]。

在经过多次试探性选择后,最终在 P 取 0.1 , I 取 0.01 , D 取 0 时效果比较明显,从调试结果来看,只使用了PI调节就可以达到电流的稳定输出。

4 放电测试与分析

在不放电情况下对电路中各引脚进行测试,可以得到各引脚的测试波形。控制第1、3路PWM输出的芯片第8、9管脚的测试波形如图11所示。可知在没有放电的情况下由于存在 $12V$ 的电源输入基电压,会在推挽电路的输入端出现 $12V$ 的起始电压。芯片U1的管脚输出频率为 $132.9kHz$ 且存在死区,相位差约 180° 的PWM波形。这与理论值 $131kHz$ 存在一定的误差,而造成这种误差的原因是由于元器件自身精度不够所导致的,可以忽略不计。由三极管构成的推挽电路对芯片U1输出管脚的PWM信号起到了幅值放大作用,使得其有足够的驱动能力驱动后级MOS管^[15]。

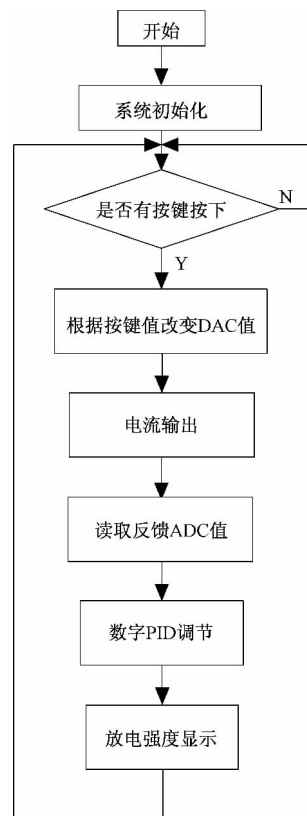


图10 数字PID软件流程

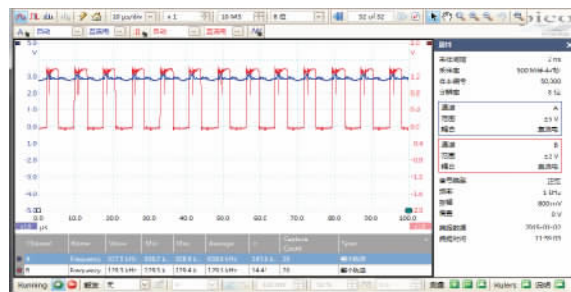


图11 芯片1管脚8、9测试图

放电时,随着滑动变阻器阻值不断调节,测试升压包2~3脚电压和高压包出线点的电压关系。放电强度高时,升压包2~3脚电压和高压包出线点的电压关系如图12所示。随着电位器电压逐渐调低,系统由不放电到逐渐增强放电。当放电电流强度增加到 $800mA$ 左右时,放电电极击穿空气,产生电火花,此时继续增加电流值,产生的电火花效应越强。

在这一过程中噪声比较明显,电火花抖动特别严重,无法实现平滑的电弧。此时需要使用经PID调节后的恒流源实现对放电回路的控制。可以得到未经过PID调节后的恒流源测试数据如表1所示,经过PID调节后的恒流源测试数据如表2所示。从表1和表2数据对比分析可以看出,经过PID调节后的电流稳定性要比未经过PID调节

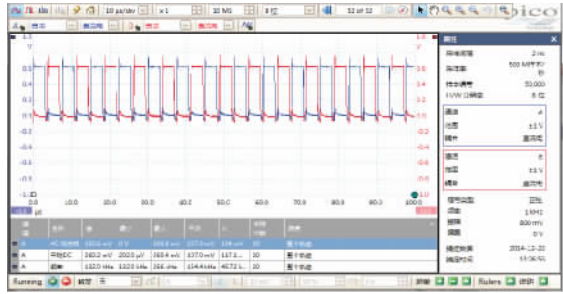


图 12 电压关系

的稳定性强, 未经过 PID 调节的恒流源输出的负载输出稳定精度只能达到 0.5%, 局部可以达到 0.1% 的精度, 在经过 PID 调节之后精度显著提高, 可以达到 0.1% 的输出精度。系统的放电过程会更加平稳。

表 1 未经过 PID 调节的恒流源测试数据表 (mA)

电流	负载 0 Ω	负载 50 Ω	负载 100 Ω	负载 400 Ω	负载 800 Ω
0	0.00	0.00	0.00	0.01	0.01
5	4.98	4.99	4.98	4.97	4.97
15	15.01	15.01	15.01	14.97	14.95
30	30.01	30.01	29.99	29.98	29.97

表 2 经过 PID 调节后的恒流源测试数据表 (mA)

电流	负载 0 Ω	负载 50 Ω	负载 100 Ω	负载 400 Ω	负载 800 Ω
0	0.00	0.00	0.00	0.01	0.01
5	5.00	5.00	5.01	4.99	4.99
15	15.01	15.01	15.01	14.99	14.99
30	30.01	30.01	30.01	29.99	29.98

5 结 论

本文在研究高精度、全自动的光纤熔接机的基础上, 基于数字 PID 算法设计了一种恒流源高压放电系统。通过分别对放电系统的驱动电路、控制电路进行设计, 通过 3 路 PWM 信号控制推挽电路, 采用 PID 数字算法确保恒流源稳定, 实现高压放电输出, 达到了熔化光纤的目的。经过实验验证, 放电系统可以实现对放电电流和放电时间的控制, 放电过程平滑, 不易受干扰, 熔接损耗大大减低, 有着广泛的应用前景。

参考文献

- [1] 刘铁根, 王双, 江俊峰, 等. 航空航天光纤传感技术研究进展[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(8): 1681-1692.

- [2] 郭铁英, 姜淑琴, 李宏雷, 等. 光子晶体光纤的低损耗电弧熔接方案[J]. 光学学报, 2009, 29(2): 511-516.
- [3] 余华恩, 柯华恒. 新型光纤熔接机中激光功率检测电路设计[J]. 电子测量技术, 2015, 38(1): 104-108.
- [4] 刘学静, 杨远洪. 基于电弧放电的相移光纤布拉格光栅制作技术[J]. 中国激光, 2013, 40(5): 145-151.
- [5] 伍志荣, 聂德鑫. 特高压变压器局部放电试验分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(1): 54-61.
- [6] 郭威, 王子伊, 姜言金, 等. 高压电气设备局部放电监测系统[J]. 自动化与仪器仪表, 2017, (4): 132-134.
- [7] 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.
- [8] 肖剑波, 邓林峰, 张渊, 等. 一种应用于 SiC BJT 脉冲放电的快速驱动电路[J]. 中国科技论文, 2017, 12(2): 214-219.
- [9] 张子生, 王毅. 针_弧面式高压放电电流特性实验研究[J]. 高电压技术, 2014, 40(7): 2173-2178.
- [10] 祁泽武, 张伟. DBD 高频高压放电电源的设计及其放电特性[J]. 高电压技术, 2016, 42(3): 807-812.
- [11] 陈盼辉, 郭立峰, 陆古兵. 一种基于数字 PID 控制精密电流源的设计与实现[J]. 海军工程大学学报, 2016, 28(3): 108-111.
- [12] 刘迪, 张凯, 王冬梅, 等. 基于数字 PID 算法的 PLC 恒压供水系统[J]. 国外电子测量技术, 2010, 29(2): 75-78.
- [13] 林海波, 王晓曦, 刘爽昕. 一种基于增量式数字 PID 算法的智能温度控制器[J]. 长春工程学院学报: 自然科学版, 2011, 12(3): 86-89.
- [14] 鲍玉军, 钱显毅, 何一鸣. 采用 PID 算法的高稳定恒流源设计[J]. 南京航空航天大学学报, 2013, 45(4): 570-574.
- [15] 王鹏, 吴广宁, 罗杨, 等. 脉冲电容器绝缘老化和直流局部放电测试系统[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(6): 1268-1274.

作者简介

詹雅斌, 1993 年出生, 硕士研究生, 主要研究方向为自动测量与检测装置、智能光电仪器设计。

E-mail: 2679061823@qq.com

杨海马(通信作者), 1979 年出生, 工学博士, 副教授, 主要研究方向为智能光电仪器设计、目标识别与图像处理。

E-mail: snowyhm@sina.com

刘瑾, 1979 年出生, 工学博士, 副教授, 主要研究方向为智能检测与控制技术、分布式传感器网络、测试信息获取与处理。

E-mail: flyingpine@sina.com