

文章编号: 1001-3806(2012)01-0080-04

大功率半导体激光器恒流源设计

张瑞峰, 孔令杭, 吕辰刚

(天津大学 电子信息工程学院, 天津 30072)

摘要: 为了满足 K98SA3F-30.00W-R 型号(工作电流 12A 纹波系数要求小于 0.05%) 半导体激光器对高功率、高稳定度的需求, 设计了恒流源驱动电路, 主要采用电流模式同步降压开关控制芯片 LTC1625、电流检测放大芯片 LT1620、功率场效应管 IRF7811、数字电位器 AD5231 和 π 型滤波器使电路实现高效率、高精度、高稳定度的电流输出。通过 LTspiceIV 软件进行了模拟仿真, 当电路工作在恒流模式时, 输出电流在 0~20A 之间连续可调, 最小可调步进电流值 0.061A, 电流纹波系数可达 0.001% 以下。结果表明, 该恒流源完全满足 K98SA3F-30.00W-R 型号半导体激光器的应用要求。

关键词: 激光技术; 恒流源; 20A; LTspiceIV 仿真; 纹波系数

中图分类号: TN86 文献标识码: A doi: 10.3969/j.issn.1001-3806.2012.01.020

Design of constant-current source for high power semiconductor laser diode

ZHANG Rui-feng, KONG Ling-hang, LÜ Chen-gang

(School of Electronic Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 30072, China)

Abstract: In order to satisfy high power and high stability requirements of the laser K98SA3F-30.00W-R (operating current 12A, ripple coefficient requirement <0.05%), a constant-current source circuit was designed. Its output current can realize high efficiency, high precision and high stability by the chip LTC1625, LT1620, MOSFET IRF7811, digital potentiometers AD5231 and a π -type filter. The LTC1625 is a current mode synchronous step-down switching regulator and the LT1620 is a current sense amplifier. The simulation results given by LTspiceIV show that, when working in constant-current mode, the output current can be changed continuously from zero to 20A, the minimum variable stepping current value is 0.061A, the output current ripple coefficient of the circuit can be less than 0.001%. Results indicate the circuit can meet the application requirements of the semiconductor laser diode K98SA3F-30.00W-R.

Key words: laser technique; constant-current source; 20A; LTspiceIV; ripple coefficient

引言

半导体激光器具有体积小、重量轻、结构简单、寿命长、易于调制等特性, 被广泛应用于用于材料加工、精密测距、存储、照明、医疗及其军事等领域^[1]。半导体激光器是一种依靠载流子直接注入而工作的二极管,

正常工作状态下激光管两端的电压变化量很小, 输出光功率由注入电流来控制, 因此半导体激光器电源一般采用恒流方式。而且, 型号为 K98SA3F-30.00W-R 的半导体激光器主要用于医学和材料处理领域, 需要较高的功率(具体参量: 输出波长为 976nm, 出纤功率为 30W, 工作电流为 12A, 阈值电流为 0.5A,

要求纹波系数低于小于 0.05% 无需制冷), 所以需要设计大电流的恒流驱动电路。由于直接影响激光器输出功率的稳定度和使用寿命, 故还要求较低的电流纹波系数^[2]。本文中针对此类激光器以凌力尔特公司的高性能的电流模式同步降压开关控制芯片 LTC1625 为主体设计了高稳定恒流源驱动电路。

1 设计实例

针对 K98SA3F-30.00W-R 型号半导体激光器设计的恒流源整体电路如图 1 所示^[3]。电流模式同步降压开关控制芯片 LTC1625 是此电路的核心, 功率 MOSFET 管充当电流检测元件, 由于省掉了传统的电流检测电阻, 从而可获得高的转换效率, 且通过 MOS-FETS 并联的方式提高电路的电流输出能力。采用电流检测放大器 LT1620 控制平均输出电流, 且不受输入输出电压变化的影响, 通过 V_{CC} 和 PROG 引脚控制内部检测放大器输出端电压值及输入端外接的电流检测电阻 R_{S1} 的阻值来实现。输出端通过来调整

基金项目: 天津市应用基础研究重点资助项目 (09JCZDJC25600)

作者简介: 张瑞峰(1974-), 男, 副教授, 现主要从事电磁场与微波技术的研究。

E-mail: zhangrui Feng@tju.edu.cn

收稿日期: 2011-05-03; 收到修改稿日期: 2011-06-03

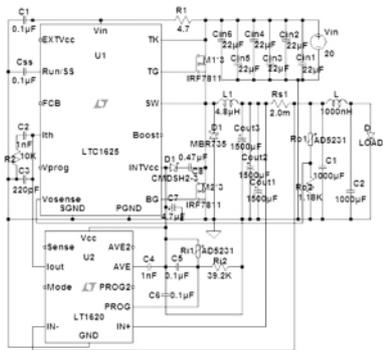


Fig. 1 Circuit diagram of constant-current source for semiconductor laser diode

LTC1625 的 V_{SENSE} 管脚处分压电阻 R_{o1} -10 位电位器 AD5231(终端电阻值选择 10kΩ 档) 的阻值使得电路输出电压可调, 调整 LT1620 PROG 管脚处分压电阻 R_{i1} -10 位电位器 AD5231(终端电阻值选择 50kΩ 档) 的阻值使整个电路实现高精度的电流输出。LT1620 由 LTC1625 的 $INTV_{CC}$ 供电, 通过 I_{th} 管脚控制 LTC1625。该电路有两种工作模式: 恒压模式和恒流模式, 实际工作于恒流模式, 恒压模式下预设输出电压范围为 1.19V ~ 14V, 则该电路的输入电压范围为 15V ~ 28V 输出电流范围为 0A ~ 20A, 最小可调步进电流值为 0.061A。

2 电路工作原理分析

2.1 LTC1625 工作原理

LTC1625 是电流模式同步降压开关控制器, 其采用峰值电流模式控制脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM) 方式来调整输出电压值, 结构见图 2^[4-5]。

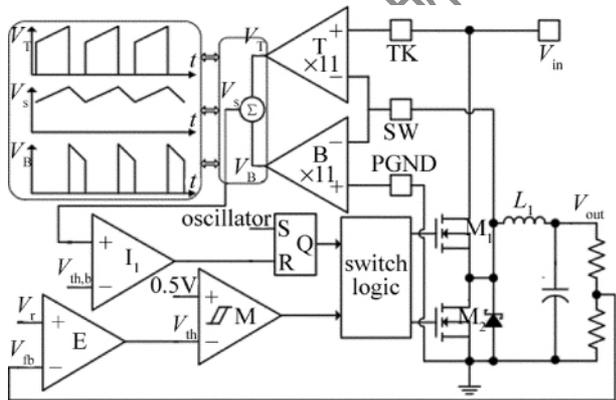


Fig. 2 Structure of peak current-mode control PWM

由图 2 可知, 电路反馈有两个环路: 一个为采样输出电压送至误差放大器的电压反馈环, 另一个是从电感上检测电流的电流反馈环。具体工作原理为: 输出电压的采样信号 V_{th} 与参考电压 V_r 的差值经误差放大器 E 放大后, 输出电压值为 V_{th} , 然后 $V_{th,b}$ (由 V_{th} 缓冲后得到) 与一个变化的其峰值代表输出电感峰值的三角波形状的信号 V_s 通过 PWM 比较器 I_1 , I_1 输出与晶

振器信号共同作用于 SR 锁存器, 控制开关逻辑的输出脉冲宽度, 进而改变功率 MOSFET 管的导通和截止时间, 即通过占空比的调整来保持输出电压稳定^[6-8]。

LTC1625 的特点是不需要通过电流检测电阻来获得瞬时电流反馈, 而是通过检测 MOSFET 管 M_1 和 M_2 漏极到源极电压的压降 $V_{d,s}$ 获得, 即 MOSFET 管的 $R_{d,s(on)}$ 可以用作电流检测电阻。由于省去了额外的电流检测电阻, 既节约了成本, 又提高了效率。工作原理如图 2 中上半部分所示。

主开关管 M_1 工作在导通状态时, 同步开关管 M_2 关闭, 电感 L_1 两端电压为正, 电感电流线性上升, 此时 M_1 导通压降:

$$V_{d,s(on)} = V_{TK} - V_{SW} = I_{L1} R_{d,s(on)} \quad (1)$$

经检测放大器 T 放大后波形如图 2 左上角中 V_T 。

主开关管 M_1 工作在关闭状态时, 同步开关管 M_2 导通, 电感 L_1 两端电压为负, 电感电流线性下降, 此时 M_2 导通压降:

$$V_{d,s(off)} = V_{SW} - V_{PGND} = -I_{L1} R_{d,s(off)} \quad (2)$$

经检测放大器 B 放大后波形如图 2 左上角中 V_B 。

MOSFETs 的漏极 D 到源极 S 电压通过 LTC1625 芯片的 TK, SW 和 PGND 管脚来检测。检测放大器 T 和 B 只在相应的 MOSFET 管导通时测量并放大这些电压。两个输出信号 V_T 和 V_B 加在一起以得一个梯形尖角状波形电压(见图 2 左上角中 V_s) —— 电感电流采样值, 这个电压与整个开关电路的电感电流成比例, 其变化的峰值代表输出电流峰值。因为 LTC1625 完全获得了检测电流信息, 它与使用检测电阻的传统电流模式控制是等效的。

MOSFET 的选择: 需要考虑的参量包括漏-源击穿电压 $V_{(BR)d,s,s}$, 阈值电压 $V_{g,s(th)}$, 导通电阻 $R_{d,s(on)}$ 等, 其中 $R_{d,s(on)(max)} = 120\text{mV} / (I_{o(max)} \rho_t)$, ρ_t 是 $R_{d,s(on)}$ 随温度的变化系数, 室温下取值为 1; $I_{o(max)} = 20\text{A}$, 又因为实际电路采用 3 个 MOSFET 并联, 则每个 MOSFET 的 $I_{o1(max)} = I_{o(max)} / 3$, 对应 $R_{d,s(on)} = 18\text{m}\Omega$ 。实际选取的 IRF7811 的 $V_{(BR)d,s,s} = 28\text{V}$, $V_{g,s(th)} = 1\text{V}$, $R_{d,s(on)} = 12\text{m}\Omega$ 。因其具有较低的传导损耗, 开关损耗, 常用于高效率的直流转换电路和并联后用于大电流电路, 满足本设计需求。

2.2 LT1620 工作原理

轨到轨(rail-to-rail) 电流检测放大器 LT1620 通过一个以 V_{VCC} 为参考范围(0 ~ -1.25V) 的电流控制电压 V_{PROG} 和输出电流检测电阻 R_{s1} 工作, 而 V_{PROG} 通过分压电阻 R_{i1} 和 R_{i2} 设定。若取定 $V_{PROG} - V_{VCC} = -0.4\text{V}$, 因为 LT1620 内部有一个 10 倍增益的电流放大器, 则对应电流检测放大器输入差分电压 40mV, 若要求电

路最大输出电流为 20A, 则电流检测电阻 $R_{s1} = 40\text{mV}/20\text{A} = 2\text{m}\Omega$ 。本设计电路中 R_{i2} 保持不变, R_{i1} 选用 10 位数字电位器 AD5231, AD5231 的终端电阻值 $R_{A,B}$ 选取 $10\text{k}\Omega$ 挡, 则输出阻值 $R_{w,B}(D) = (D/1024) \times R_{A,B} + R_w$ 。其中 R_w 是抽头电阻, 为固定值 15Ω , D 是载入到 AD5231 完整的代码数据字对应的十进制值, 取值为 $0 \sim 1023$ 。因为 R_{i1} 的最大值为 $3.24\text{k}\Omega$, 则 D 实际取值范围为 $0 \sim 330$ 。通过设置 D 值, 实现恒流源电路的输出电流, 最小可调步进电流为 0.061A , 从而实现高精度。

2.3 整体电路原理

该电路有两种工作模式: 恒压模式和恒流模式。

2.3.1 恒压模式 当电路的输出为开路, 或者当负载电阻阻值大于预设电压与预设电流的比值时, 电路就工作在恒压模式。在此时, LT1620 不控制反馈回路。输出电压的大小将由输出电压分压器 R_{o1} 和 R_{o2} 控制在固定值 V_{set} 。

2.3.2 恒流模式 当负载电阻阻值小于预设电压与预设电流的比值时, 电路就工作在恒流模式。此时, 实际的负载电流 I_{load} 等于预设电流 I_{set} 。

电路选择工作在恒流模式, 即 LTC1625 电路的最小电流限制必须设定在由 LT1620 控制的预定输出电流值以上。LT1620 电流检测放大器通过 I_{in} 脚控制 LTC1625。

其中, 最大预设电压值为:

$$V_{set} = V_{osense} (1 + R_{o2}/R_{o1}) = 1.19\text{V} \times (1 + 12.7\text{k}\Omega/1.18\text{k}\Omega) = 14\text{V} \quad (3)$$

取:

$$V_{PROG} = V_{VCC} R_{i2}/(R_{i1} + R_{i2}) = V_{INTVCC} R_{i2}/(R_{i1} + R_{i2}) = 5.2\text{V} \times 39.2\text{k}\Omega/(3.24\text{k}\Omega + 39.2\text{k}\Omega) = 4.8\text{V} \quad (4)$$

则最大预设电流值:

$$I_{set} = 0.1(V_{VCC} - V_{PROG})/R_{s1} = 0.1(V_{INTVCC} - V_{PROG})/R_{s1} = 0.1(5.2\text{V} - 4.8\text{V})/0.002\Omega = 20\text{A} \quad (5)$$

为了保护激光器, 该恒流源还应具有软启动、过流保护和过压保护的功能^[9], 具体设计如下。

软启动: 利用外接电容 C_{SS} (如图 1 所示) 的充放电使得脉冲的占空比慢慢提高, 即让系统开始时不能在全占空比下启动, 从而使输出电压以受控的上升速率至稳定点。

过流保护: LTC1625 通过电流反馈环路检测电感电流的动态变化, 当电感电流上升到电流限制值时, 直接关闭主功开关管 M_1 , 打开从开关管 M_2 , 使电感电流开始下降, 实现过流保护。

过压保护: 过压比较器 OV 可预防瞬时过压和其它可能过压输出的状态。当输出电压过高, 反馈电压

V_{fb} 大于过压比较器 OV 的参考电压 V_{ref} (1.28V), 过压比较器输出将主开关管 M_1 关闭, 同步开关管 M_2 打开, 直到过压状态清除^[9]。

3 仿真结果与分析

通过 LTspice IV 软件对恒流源整体电路进行了仿真, 包括以下两个部分。

3.1 LTC1625 工作原理仿真

其它条件保持不变, 只改变设计电路的输入电压值, 检测电路输入输出电压和流过 L_1 的三角波电流, 仿真结果如图 3 所示。图中右半部分的标注为相对值。

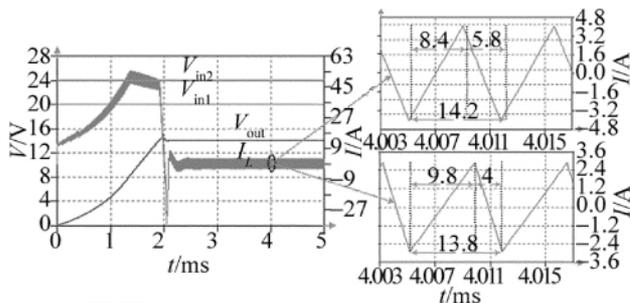


Fig.3 Switch duty ratio with different input voltage

开关周期: $T = \frac{14.2}{8.6} \times (4.015 - 4.011)\text{ms} = 0.0066\text{ms}$; 实际电路工作频率: $f = 150\text{kHz} \approx 1/T$; 占空比的计算及其与输入输出电压的关系: $D_1 = 9.8/13.8 = 0.7101$, $V_{out}/V_{in1} = 14/20 = 0.7 \approx D_1$; $D_2 = 8.4/14.2 = 0.5915$, $V_{out}/V_{in2} = 14/24 = 0.5833 \approx D_2$ 。

由仿真结果可知, 电路输入电压不同时, PWM 通过改变开关占空比保持输出电压不变。

3.2 恒流模式波形仿真

调节数字电位器使得 AD5231 的 D 值为 330, 即使得 $R_{o1} = 3.24\text{k}\Omega$, 则输出电流 $I_{load} = 20\text{A}$ 。即使电流工作在恒流模式, 用发光二极管 PT-121-B (正向工作电流为 20A) 充当负载的仿真结果如图 4 所示。

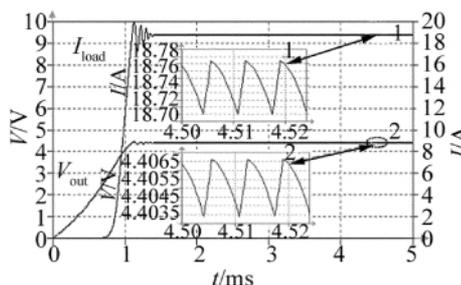


Fig.4 Output voltage and output current waveforms operating in constant-current mode

纹波系数可定义为输出纹波的峰峰值与输出直流量平均值之比。

仿真波形数据测量值: 纹波的频率为 150kHz 左右; $I_{load} = 18.743\text{A}$, $I_{max} = 18.7736\text{A}$, $I_{min} = 18.6697\text{A}$;

$V_{out} = 4.4053V$, $V_{max} = 4.40664V$, $V_{min} = 4.40341V$ 。

电压纹波系数:

$$Y_V = (V_{pp}/V_{out}) \times 100\% = [(V_{max} - V_{min})/V_{out}] \times 100\% = [(4.40664 - 4.40341)/4.4053] \times 100\% = 0.073\% \quad (6)$$

电流纹波系数:

$$Y_I = (I_{pp}/I_{load}) \times 100\% = [(I_{max} - I_{min})/I_{load}] \times 100\% = [(18.7736 - 18.6697)/18.743] \times 100\% = 0.554\% \quad (7)$$

由以上可知,电路纹波的频率为 150kHz(LTC1625 的工作频率),为了降低电路的纹波系数,在输出端加 π 型 LC 低通滤波器^[10-11],其由两个电容器 C_1 , C_2 和一个电感 L 构成,其中 $C_1 = C_2 = C/2$,截止频率 $f_c = 1/(\pi \times \sqrt{LC})$ 。考虑到滤波器非理想,存在滚降现象,应满足 $f_c \ll 150\text{kHz}$,即 $LC \gg 4.5 \times 10^{-12} \text{s}^2$ 。取电感值为 1000nH,电容值为 1000 μF ,满足 $LC = 1000 \times 10^{-12} \text{s}^2 \gg 4.5 \times 10^{-12} \text{s}^2$ 。仿真结果见图 5。

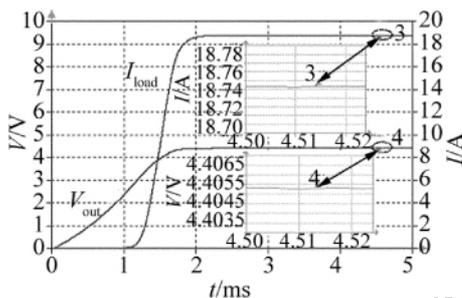


Fig. 5 Output voltage and output current waveforms operating in constant-current mode with filtering circuit

仿真波形数据测量值: $I_{load} = 18.743A$, $I_{max} = 18.7436A$, $I_{min} = 18.7427A$; $V_{out} = 4.4053V$, $V_{max} = 4.40532V$, $V_{min} = 4.40528V$ 。

电压纹波系数:

$$Y_V = (V_{pp}/V_{out}) \times 100\% = [(V_{max} - V_{min})/V_{out}] \times 100\% = [(4.405318 - 4.405282)/4.4053] \times 100\% = 0.000908\% \quad (8)$$

电流纹波系数:

$$Y_I = (I_{pp}/I_{load}) \times 100\% = [(I_{max} - I_{min})/I_{load}] \times 100\% = [(18.7436 - 18.7428)/18.743] \times 100\% = 0.0043\% \quad (9)$$

由仿真结果可知,加入 π 型 LC 低通滤波器后,纹波系数降低了 2 个数量级。

4 小结

通过电流模式同步降压开关控制芯片 LTC1625、

电流检测放大芯片 LT1620、功率场效应管 IRF7811、数字电位器 AD5231 和 π 型滤波器等器件设计了一款半导体激光器恒流驱动电源,采用 LTspice IV 软件进行仿真,结果表明:该恒流源能实现高精度、高稳定度的电流输出,最大工作电流可达 20A,输出电流纹波系数能达到 0.001% 以下,实际电路中将 LTC1625 的 SYNC 引脚连接到 INTV_{CC} 引脚,使电路工作在最大频率为 225kHz,可使电流纹波系数更小,但 LTC1625 的仿真模型缺省了 SYNC 引脚,无法进行仿真,在下一步实际电路搭建过程中将验证 SYNC 引脚的这一功能。所设计的恒流源电路完全满足大功率半导体激光器 K98SA3F-30.00W-R 的指标要求,并可推广应用至同类以及更高驱动电流的半导体激光器。

参考文献

- [1] SUN Y H, MENG H B. Design of a medicinal semiconductor laser driven power[J]. Journal of Clinical Rehabilitative Tissue Engineering Research, 2008, 12(13): 2556-2557(in Chinese).
- [2] FAN X G, SUN H Y, TANG W Y, et al. The design of a laser diode pulsed current source based on FPGA[J]. Laser Journal, 2007, 28(2): 19-20(in Chinese).
- [3] GORAN P. 20A constant current source/battery charge is 95% efficient[J]. Linear Technology Magazine, 1999, 9(2): 32-33.
- [4] ROBERT M. Switching power supply topology voltage mode vs. current mode [J/OL]. (1999-09-05) [2011-05-01]. <http://focus.ti.com/lit/an/slua119/slua119.pdf>.
- [5] CHRISTOPHER B U. The LTC1625 current mode dc/dc controller eliminates the sense resistor[J]. Linear Technology Magazine, 1998, 8(3): 1-4.
- [6] YANG P, SHI A H, HU B L. Off-time modulated peak current mode quasi-PWM control[J]. Proceedings of the Chinese Society of Universities for Electric Power System and Automation, 2010, 22(3): 73-77(in Chinese).
- [7] ABRAHAM I P, KEITH B, TAYLOR M. Switching power supply design[M]. 3rd ed. New York: McGraw-Hill Companies, 2009: 40-42.
- [8] CHEN X F, ZOU X Ch, CHENG J, et al. System modeling and stability design for peak current-mode buck power converter[C]// Proceedings. IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN) 2008. Daejeon, Korea: IEEE International Conference on Industrial Informatics 2008: 933-938.
- [9] ZHANG S Q, LOU Q H, ZHOU J, et al. Design of drive circuit for continuously adjustable ns pulse LD[J]. Laser Technology, 2008, 32(4): 396-398(in Chinese).
- [10] TAO N, JIANG H M, XIAO J, et al. Design of LD current drivers of pump-modules in fiber amplifiers[J]. Laser Technology, 2010, 34(6): 819-822(in Chinese).
- [11] LIU Y T, LIU Y B, YIN W. Introduction of design methods of LC filter and simulation of responding characteristics [J]. Electronic Measurement Technology, 2010, 33(5): 17-21(in Chinese).