

文章编号:1002-2082(2011)01-0165-05

高功率窄脉宽半导体激光激励器设计

阎得科^{1,2}, 孙传东¹, 冯 莉¹, 何浩东¹, 朱少岚¹

(1. 中国科学院 西安光学精密机械研究所 瞬态光学与光子技术国家重点实验室, 陕西 西安 710119;

2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039)

摘 要: 为了获得高功率窄脉宽半导体激光, 设计了半导体激光器相应的激励单元, 论述MOSFET作为高速开关的工作机理, 分析基于MOSFET作为高速开关产生窄的大电流脉冲的电路模型。为了使MOSFET开关速度尽可能快, 根据前述分析, 提出推挽式MOSFET栅极驱动方式并设计了触发窄脉冲的发生电路。当激光二极管接入放电回路时, 实验表明: 激光二极管输出光的峰值功率可达67.5 W, 脉宽约为20 ns。最后, 简要分析了影响光脉冲宽度的因素。

关键词: 能量压缩技术; MOSFET高速开关; 推挽式驱动; 窄脉冲; 高功率激光

中图分类号: TN248.4

文献标志码: A

Design of driving system for high power and narrow pulse-width semiconductor laser

YAN De-ke^{1,2}, SUN Chuan-dong¹, FENG Li¹, HE Hao-dong¹, ZHU Shao-lan¹

(1. State Key Laboratory of Transient Optics and Photonics, Xi'an Institute of Optics and

Precision Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Xi'an, 710119, China;

2. Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: In order to achieve high peak power and narrow pulse-width semiconductor laser, a driving system for the laser was designed. The electrical circuit for producing narrow-high current pulses based on MOSFET as a fast switch for the discharge circuit was analyzed. The working procedure of the MOSFET as a fast switch was discussed. In order to make the MOSFET switch as fast as possible, the push-pull driving circuit was brought forward and the circuit of narrow trigger pulses was designed. When the LD was connected to the RC discharge circuit, the peak power of the emission laser could be up to 67.5 W and the full width at half maximum (FWHM) could reach 20 ns. Finally, the impact factors on the pulse width of the laser were analyzed.

Key words: power compression technology; fast MOSFET switch; push-pull driving; narrow pulse; high power laser

引言

自大功率半导体激光器问世以来, 相应的激励技术就朝着高速、大电流和小型化方向发展。其中, 放电激励是半导体激光器众多激励方式中的一种。从本质上讲, 激光器放电激励系统就是一个电能到

光能的转换装置, 激励系统的研制是拓展半导体激光器在不同领域应用的保证。在半导体脉冲激光测距系统中, 为实现高精度和宽量程的测量, 激光脉冲必须是具有高峰值功率的窄脉冲。由于激光器输出光脉冲直接由激励电脉冲控制, 激励脉冲电流的

收稿日期: 2010-06-07; 修回日期: 2010-06-27

作者简介: 阎得科(1982—), 男, 河南南阳人, 硕士研究生, 主要从事激光测距、激光雷达方面的研究。

E-mail: yandeke@opt. ac. cn

大小决定了激光器输出光脉冲的功率, 所以激励系统的电脉冲必须是窄的大电流脉冲。

为获得窄的大电流脉冲, 可采用能量压缩技术。即在一段时间内储能器件平稳地积累能量, 然后通过负载瞬时快速地释放能量, 负载上可得到峰值电流很大, 脉宽很窄的电脉冲。

在能量压缩技术中, 开关扮演着重要的角色。可用作这种非线性开关的器件有可控硅、雪崩三极管等, 但采用这样的开关所产生的电脉冲对于高精度的测距系统而言, 仍不能满足要求。随着高速、大功率 MOSFET 管研制技术的不断进步, 用它作为开关产生高速、大电流脉冲渐成为不错的选择^[1-6]。为此, 基于 MOSFET 管设计出了一种新型的高速大电流半导体脉冲激光器的激励单元。

1 产生窄的大电流脉冲的电路模型

RC 回路放电技术是最常用的一种能量压缩技术。采用 MOSFET 管作为开关的 RC 充放电回路的简化等效电路图如图 1 所示。MOSFET 管栅极输入的窄驱动脉冲可控制 MOSFET 管开关的通断状态, 开关 S 的通断分别表示回路的放电、充电状态。在这种放电回路中, 利用 MOSFET 管栅极输入的窄驱动脉冲调制放电回路中按指数衰减的放电脉冲的宽度, 适当选择充电电压、放电电阻的参数值, 放电回路可以产生近似矩形的窄的大电流脉冲。

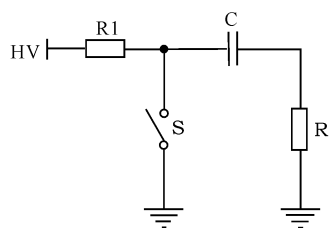


图 1 MOSFET 作为开关的 RC 充放电等效电路图

Fig. 1 The equivalent circuit drawing of RC charge and discharge with MOSFET as a switch

假定初始充电电压为 V_0 , 忽略电路分布电感的作用, 当电容 C 充电电压达到 V_0 时, 开关闭合, 结合初始条件, 此电路方程的解为

$$I = V_0 / R e^{-t/RC} \quad (1)$$

由上式可见, 流过负载 R 的电流呈指数衰减, 衰减过程与时间常数 RC 有关, 峰值电流大小由 V_0 、R 决定。如果 RC 的取值很大, 在初始时刻后的

很短时间内电流函数基本上是一个常数。因此可以设想, 在 $t \leq RC$ 的时刻将开关断开, 那么放电回路脉冲将是一个近似矩形窄的电脉冲。由于 MOSFET 管开关器件本身存在电流上升与关断时间, 最终获得的电脉冲具有一定上升沿与下降沿的梯形脉冲。在实际放电回路中, 势必存在由布线电感和开关导通电感所组成的分布电感, 这必将导致回路脉冲的前沿和后沿都增大, 其结果使具有折点的梯形脉冲变为前后沿都有一定弧度、近似梯形的电脉冲。分布电感值越大, 脉冲越窄, 电脉冲偏离梯形的程度越大, 可近似为正弦形。

2 MOSFET 作为高速开关的工作机理及栅极驱动电路的设计

MOSFET 管是一种多数载流子导电的单极型电压控制器件, 图 2 是它作为高速开关的等效模型^[7]。为了更好地理解其基本工作过程, 暂忽略开关模型中的寄生电感 L_d 和 L_s 。

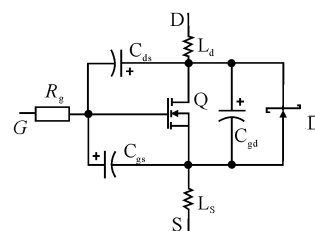


图 2 MOSFET 用作高速开关的等效模型

Fig. 2 The equivalent model of the MOSFET as a fast switch

N 沟道增强型 MOSFET 管用作高速开关, 栅极外加一定的驱动电平, 其导通和关断过程分为 4 个阶段^[7-8]。当驱动信号是高电平时, 驱动电压通过栅极电阻 R_g 对 MOSFET 的结电容 C_{gs} 充电, 在栅源极间电压 V_{gs} 达到导通门限电压 V_{TH} 之前, 称为第 1 个阶段。在这一阶段内, MOSFET 尚未导通, 因而这个阶段又被称为导通延迟阶段。当 V_{gs} 达到 V_{TH} 时, 就进入第 2 个阶段, 直到 V_{gs} 升至密勒电压 $V_{gs-miller}$ 时, 这一阶段结束。在这一阶段内, 栅源极间电压 V_{gs} 大于 V_{TH} , MOSFET 开始导通并输送电流, 输出电流 I_d 正比于 V_{gs} 。由于 C_{gs} 被充电, 故而 V_{gs} 逐渐上升, I_d 逐渐增大。在第 3 个阶段, 栅源极间电压 V_{gs} 保持稳定的米勒电压 $V_{gs-miller}$ 不变, 漏源极间电压 V_{ds} 开始迅速降低, 但 I_d 保持不变。在第 4 个阶段, 栅源极间电压由 $V_{gs-miller}$ 上升到驱动信号的电压值

V_{Dir} ,在此阶段内,由于MOSFET管导通电阻略微减少,所以 V_{ds} 减少得很微弱, I_d 保持不变。当驱动信号的低电平到来时,MOSFET开始关断,关断过程和导通过程相似,是一个相反的过程。

MOSFET管的开关特性实质上可归结为漏极电流 I_d 和漏源极间电压 V_{ds} 随栅源极间电压 V_{gs} 的变化关系,其过程可用图3表示。图3中的参数 I_{g1} 、 I_{g2} 分别为栅极充电、放电电流,由于 C_{gs} 、 C_{ds} 的存在,静态时栅极驱动电流几乎为零,但在开启和关断的动态过程中,仍要求驱动电路提供“推”、“拉”电流。

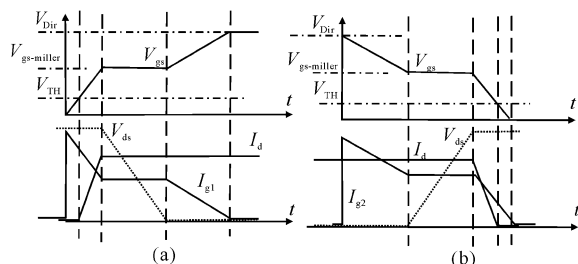


图3 MOSFET(a)导通和(b)关断过程

Fig. 3 MOSFET (a) turn-on and (b) turn-off time intervals

根据以上对MOSFET管开关工作过程的分析,在MOSFET管作为高速开关的RC放电回路中,要获得窄的大电流脉冲,其驱动电路应满足以下要求:1) 触发脉冲要具有足够快的上升和下降速率,触发脉冲要窄。2) MOSFET管作为非线性开关导通时,以低电阻对栅极电容充电、关断时,应为栅极电容提供低电阻的放电回路,从而提高其开关速率。3) MOSFET管开启或关断的动态过程,驱动电路应能提供足够高的“推”、“拉”电流。

为了满足上述2)和3)要求,MOSFET管的驱动电路采用推挽式驱动方式,如图4所示。M1、M2选择导通电阻低、极间电容小、响应时间短的MOSFET管。当M1导通,M2截止时,驱动电路输出为高电平,电源通过M1对非线性光开关M3的栅极电容快速充电,M2很快导通;当M1截止,M2导通时,驱动电路输出为低电平,M3的栅极电容通过M2快速放电,M3很快关断。M3的开启与关断时间取决于栅极电容充放电所需的时间,采用这种推挽式驱动方式加快了M3的开关速率。为在RC放电回路中获得窄的大电流脉冲,M3也应选择导通电阻小,极间电容小、开关速度快的MOSFET。文中的M1、M2、M3均选择PH20100S,它的基本参数如下: $T_r = 15 \text{ ns}$ 、 $T_f = 9.3 \text{ ns}$ 、 $R_{dson} = 19 \text{ m}\Omega$ 、

$I_{dmax} = 137 \text{ A}$ 、 $V_{gs(th)} = 3 \text{ V}$ 、 $V_{gsmax} = 20 \text{ V}$ 、 $V_{dsmax} = 100 \text{ V}$ 、 $C_{iss} = 2264 \text{ pF}$ 、 $C_{oss} = 290 \text{ pF}$ 、 $Cr_{ss} = 111 \text{ pF}$ 。

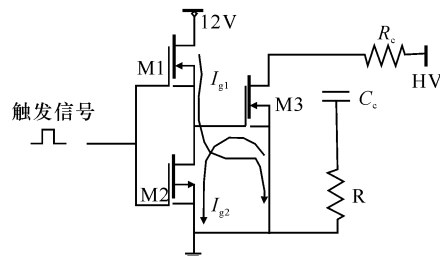


图4 推挽式驱动电路图

Fig. 4 Push-pull driving circuit

3 窄的高速触发脉冲电路的设计

为了满足推挽式驱动电路对触发电脉冲的特殊要求,采用555振荡电路和脉冲整形电路产生窄的高速电脉冲,具体电路原理图如图5所示。555振荡电路用来产生频率和占空比(大于50%)可调的方波信号,脉冲整形电路用于对方波信号窄化整形处理^[9]。

脉冲整形电路是由芯片DM74LS123和DM74LS74及外围电路组成。DM74LS123是一个双路可再触发的单稳态触发器,它可以把方波整形为脉宽大于40 ns且可调的窄脉冲信号。当 $C_{ext} \gg 1000 \text{ pF}$ 时,输出脉宽 $T_w = K * R_{ext} * C_{ext}$, $K \approx 0.37$ 。实际上,乘数因子 K 随电容 C_{ext} 而变化。因此为了得到合适的脉宽,应选择恰当的外部电阻 R_{ext} 和电容 C_{ext} 。这款芯片具有双路重复结构,故可通过选择不同的外围电阻 R_{ext} 和电容 C_{ext} ,得到2个周期不同的脉冲。考虑到电子集成芯片的时间延时特性,最后在管脚Q1端得到输出正脉冲脉宽 $T_{w1} = K * (R_{est1} + R) * C_{ext1} + T_{phl}$,管脚端的输出负脉冲脉宽为 $T_{w2} = K * (R_{est2} + R) * C_{ext2} + T_{phl}$ (T_{phl} 为芯片的延时时间)。DM74LS74是一款正上升沿触发的D触发器,当它的管脚D、管脚PR接高电平,管脚CLR、CLK分别与DM74LS123的Q1管脚、Q2管脚相连接时,它的输出端Q1可获得一个脉宽为 T_{w2} 减 T_{w1} 的正脉冲。适当选择DM74LS123中的外围电阻 R_{ext} 和电容 C_{ext} ,则DM74LS74输出端的正向脉冲宽度可在小于10 ns到数百ns之间变化。图6中的纳秒脉冲正是采用上述电路获得的,脉冲上升沿和下降沿均为3 ns左右,脉宽为8 ns左右。

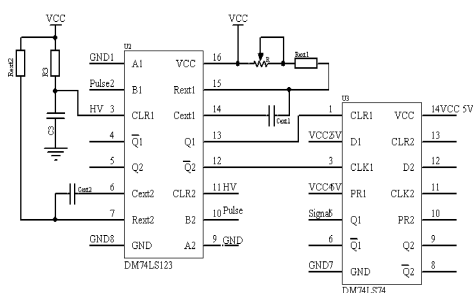


图5 脉冲整形电路图

Fig. 5 Pulse reshaping circuit

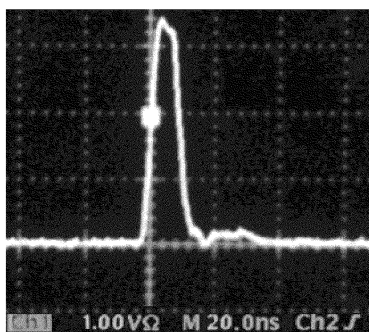


图6 整形后形成的窄脉冲

Fig. 6 Narrow pulse after reshaping

4 实验与分析

根据上面激光二极管窄的高峰值驱动电流的设计思路,用激光二极管代替图4放电回路负载电阻 R 接入回路,如图7所示。图7中 $D1$ 、 $D2$ 二极管起防止反冲电压,保护激光二极管的作用。LD的型号是:LDMP-0905-0070-93,最大峰值功率为70 W、中心波长905 nm。当触发脉冲接入MOSFET栅极所需的推挽式驱动电路时,适当调节充电电阻 R_c 、充电高压 V_H 以及充电电容 C_c ,在放电回路中,可以测得激光二极管两端的电压波形,如图8(a)所示。图8(a)表明,激光器二极管两端的峰值电压约为58 V、电压波形的半峰值脉宽在20 ns左右。

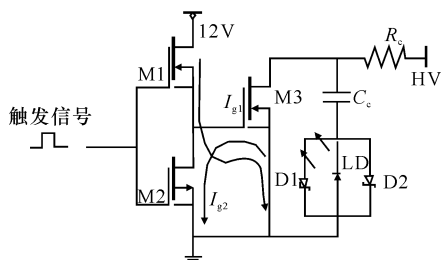


图7 激光发射原理图

Fig. 7 Schematic diagram of laser emission

降低充电电压 HV 的电压值并适当调节充电电阻 R_c 、充电电容 C_c ,在放电回路中,测得激光二极管两端的电压波形如图8(b)中通道1的波形所示。从图8(b)中通道1的波形可以看出,脉冲幅度发生变化,脉宽基本不变,从而验证了前文所论述的脉冲宽度主要由MOSFET开关速度决定,而与放电回路的充放电时间常数没有太大关系这一结论。图8(b)中通道2的波形是通道1的光电转换波形,它是通过采用与发射激光光谱相匹配的高速探测器测得的。由此波形可以看出,激光二极管的驱动电脉冲波形近似决定输出光脉冲的波形,可为下边测量输出光的峰值功率做准备。

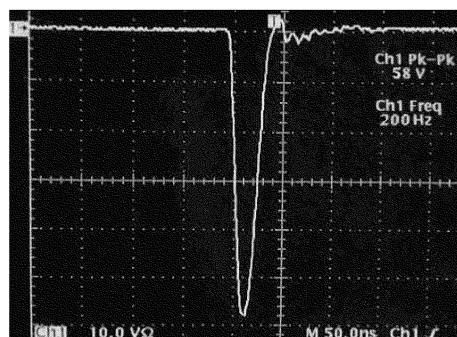


图8(a) LD两端的电压波形图

Fig. 8(a) Voltage waveform of LD

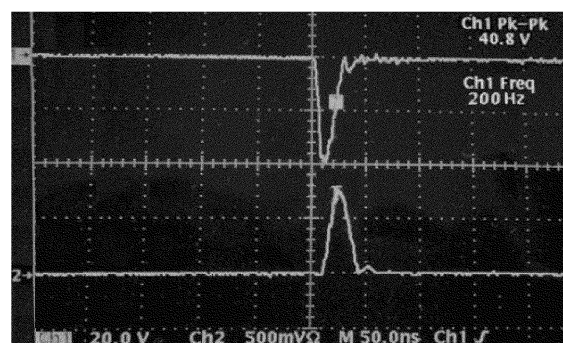


图8(b) LD两端的电压波形图及光电转换电压波形图

Fig. 8(b) Voltage waveform of LD and voltage waveform of the photoelectric conversion

图8(a)中,当触发信号的频率 f 调制为200 Hz时,用光功率计测得输出光的平均功率值 P_{aver} 为270 μ W。此时激光二极管驱动电信号的半峰值脉宽 τ 约为20 ns,如上所述,此时,输出光的半峰值宽度可近似为20 ns,由(2)式计算可得激光器输出峰值光功率 P_{peak} 约为67.5 W。

$$P_{peak} = P_{aver} / f * \tau \quad (2)$$

从实验结果还可以看出,LD输出的光脉宽宽度比触发脉宽要宽许多,这是因为RC回路中所产生脉冲的宽度并非仅有触发脉冲宽度和MOSFET

管作为开关的 RC 放电回路的参数所决定, 还要考虑驱动电路的输出电阻 R_{dr} 、电容 C_{dr} 、电感 L_{dr} , 以及驱动电路与放电回路之间的连接电阻 R_c 、连接电感 L_c 。所以在电路板元件布局时, 应使驱动电路和 MOSFET 管开关紧密耦合, 以减小驱动电路分布参数对放电回路所产生的脉冲脉宽的影响。

5 结 论

文中采用数字方法设计了高速大功率半导体激光器触发信号的产生电路, 结合推挽式驱动方式控制 RC 放电回路中的高速 MOSFET 开关的通断, 在放电回路中可获得窄的大电流脉冲。当激光二极管接入 RC 放电回路时, 获得了良好的实验结果。该实验获得的高功率窄脉宽输出光可作为高精度远距离脉冲激光测距系统的发射光。

参考文献:

- [1] SIGO S. High-power MOSFETS and fast-switching thyristors utilized as opening switches for inductive storage systems [J]. IEEE Transactions on Magnetic, 2003, 39(1): 437-441.
- [2] ALTON C, RAJI S. Simple MOSFET-based high-voltage nanosecond pulse circuit [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2004, 32(5): 1919-1924.
- [3] 杨治平, 杨照金, 侯民. 激光测距机主要参数校准测量不确定度分析[J]. 应用光学, 2005, 26(4): 56-57.
YANG Ye-ping, YANG Zhao-jin, HOU Min. The uncertainty analysis of the calibration measurement of main performances for laser range-finders [J]. Journal of Applied Optics, 2005, 26(4): 56-57. (in Chinese with an English abstract)
- [4] 张在宣, 郭宁, 余向东, 等. 小型低值 LD 激光测距仪的研制[J]. 应用光学, 2000, 21(增刊): 9-13.
ZHANG Zai-xuan, GUO Ning, YU Xiang-dong, et al. Research of low cost mini LD laser rang finder [J]. Journal of Applied Optics, 2000, 21(Sup.): 9-13. (in Chinese with an English abstract)
- [5] 王相蓁, 冯德仁, 何宁, 等. 基于 MOSFET 亚微秒固态调制器技术的试验研究[J]. 中国科学技术大学学报, 2007, 37(1): 99-103.
WANG Xiang-qi, FENG De-ren, HE Ning, et al. Test principle research for solid-state modulator technique with sub-micro second based on MOSFETS [J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2007, 37(1): 99-103. (in Chinese with an English abstract)
- [6] 王相蓁, 何宁, 冯德仁, 等. MOSFET 调制器的实验研究[J]. 强激光与粒子束, 2006, 18(9): 1569-1572.
WANG Xiang-qi, HE Ning, FENG De-ren, et al. Experimental study on MOSFET pulse modulator [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2006, 18(9): 1569-1572.
- [7] LASZLO B. Design and application guide for high speed MOSFET gate drive circuits [M]. USA: Texas Instruments Incorporated, 2002.
- [8] VREJ B. Power MOSFET basics [M]. Segundo: International Rectifier. EI Segundo. Ca., 2000: 9-10.
- [9] ANDY B. Simple circuit produces a less than 25 nanosecond pulse [M]. USA: Design ideas, National Instruments, Austin, TX., 2000: 188-189.