

· 电路与控制 ·

TEA CO₂激光器串联谐振式充电电源研究与设计

司汉英, 高文清

(光电信息控制和安全技术重点实验室, 河北 三河 065201)

摘要:介绍了TEA CO₂激光器串联谐振充电电源技术,对全桥串联谐振变换器的工作原理进行了数学分析,推导出充电回路上的瞬态和平均充电电流与谐振元件参数之间的关系。采用SG3525和IR2110等集成电路,设计出适合高压大功率TEA CO₂激光器的高效实用型充电电源。

关键词:串联谐振;充电电源;DC-DC变换;SG3525;IR2110

中图分类号:TM910

文献标识码:A

文章编号:1673-1255(2011)02-0071-05

Design and Research of TEA CO₂ Laser Charging Power Supply with Series Resonant Mode

SI Han-ying, GAO Wen-qing

(Science and Technology on Electro-optical Information Security Control Laboratory, Sanhe 065201, China)

Abstract: The series resonant technology of TEA CO₂ laser charging power supply is introduced. The working principle of the full bridge series resonant converter is mathematically analyzed. In the charging circuit, the relationship between the transient state, average charging currents and the parameters of the resonant components is derived. Using the integrated chip SG3525 and IR2110, the high efficiency and practical charging power supply to fit the high voltage and high power TEA CO₂ laser is designed.

Key words: series resonant; charging power supply; DC-DC converter; SG3525; IR2110

激光器充电电源用于将激光器中的储能元件快速充电至设定电压,它向激光器提供能量,其性能的好坏将直接影响整个激光器的技术指标。TEA CO₂激光器充电电源应具备高电压、大功率、高频率和高效率等特点。但是传统的激光器充电电源存在着充电效率差、重复频率低、成本高和技术复杂等缺点,这些问题严重地阻碍TEA CO₂激光技术的发展和运用。为此,着重研究了串联谐振式TEA CO₂激光器充电电源技术,并设计出一种实用的充电电源。

串联谐振变换器是一种DC-DC变换器,当工作频率 f_s 小于谐振频率 f_0 的二分之一时,即为断续或不连续导电工作模式。文中只讨论全桥式串联谐

振变换器在不连续导电工作模式下的原理和电路分析,因为在断续工作模式下,串联谐振变换器的功率开关可实现零电流开关,其开关损耗小,简化了电路的关断问题^[1]。以此变换器为基础设计的电源,具有恒流充电特性,当储能器为电容时,充电电压呈线性增长,充电效率高,并且具有变压器不易偏磁和较好的限流和短路保护等优点,非常适合于激光充电电源。

1 串联谐振式TEA CO₂激光充电电源的工作原理

如图1所示,其主电路从高频变压器 T 处分为

收稿日期:2011-03-23

作者简介:司汉英(1982-),男,辽宁本溪人,助理工程师,主要研究方向为光电工程。

原边电路和副边电路两大部分。原边电路由全桥变换器和谐振回路构成。全桥变换器由4只大功率开关 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 (可以视情况选用MOSFET或IGBT)及与之并联的4只二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 来组成;谐振回路由电容 C 和电感 L 串联构成。副边电路由高频高压全桥 D_5 、 D_6 、 D_7 、 D_8 和高压储能电容 C_0 两部分构成。直流输入电压 E 经过全桥变换器进行频率变换,然后由串联谐振回路进行谐振,再通过高频高压变压器进行升压,最后由高频高压全桥进行整流对储能电容 C_0 进行充电^[2,3]。

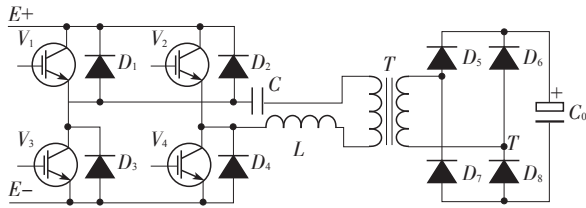


图1 全桥串联谐振式TEA CO₂激光器充电电源主电路图

建立以储能电容 C_0 为负载的等效电路。设定电路处于理想状态,储能电容 C_0 在变压器的作用下等效到原边电路为 C_0' ,即 $C_0' = N^2 C_0$, $N = U_{c0}/E$ 为变压器的变比。高频高压全桥电路可等效为使 C_0' 随着电流方向改变而自动改变充电方向电路。将等效电路分为4个工作模式,这4个模式描述了全桥式串联谐振变换器不同充电过程,其中工作模式1和2构成第一个充电周期,工作模式3和4构成第二个充电周期。工作模式等效电路如图2所示。

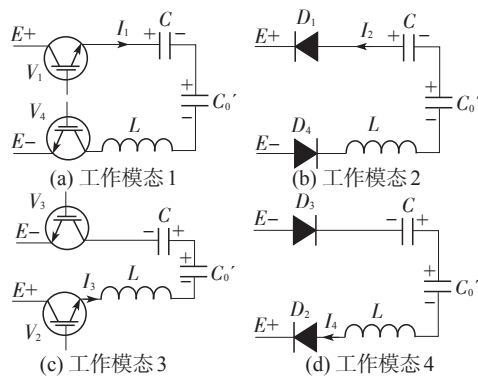


图2 工作模式等效电路

1.1 工作模式1分析

设 $t_0=0$ 时刻, V_1 和 V_4 开通,进入工作模式1,在 $t_0 \leq t \leq t_1$ 时,可以得到微分方程如下

$$\begin{cases} i(t) = C \frac{du_c(t)}{dt} \\ u_c(t) + L \frac{di(t)}{dt} + u_{c_0}(t) = E \end{cases} \quad (1)$$

由初始条件,在 $t_0=0$ 时刻, $i(t_0)=0, u_c(t_0)=0$,求得在工作模式1下谐振回路的电流 $i_1(t) = \frac{E}{L\omega} \sin(\omega t)$,其中, $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_0'}}$,而 C_0' 为 C 和 C_0' 的等效电容,即为 $C_0' = \frac{CC_0'}{C+C_0'}$,由于 C_0' 远远大于 C ,那么 $C_0' \approx C$ 。当 $t > \frac{\pi}{\omega}$ 时, $i(t)$ 为负,电流方向会改变进入下一个工作模式,所以令 $t_1 = \frac{\pi}{\omega}$ 为工作模式1的结束时刻^[2,3]。

1.2 工作模式2分析

在工作模式2下,电流反向后, V_1 和 V_4 截止, D_1 和 D_4 导通。因为高频高压全桥电路使 C_0' 一直为充电状态,那么 $u_{c_0}(t)$ 一直为正。设 $t_2 \leq t \leq t_3$ 时段,可以得到微分方程

$$\begin{cases} i(t) = C \frac{du_c(t)}{dt} \\ E + L \frac{di(t)}{dt} + u_{c_0}(t) = u_c(t) \end{cases} \quad (2)$$

同理,令 $t_2=0$,由其初始条件,可解得工作模式2

下谐振回路的电流 $i_2(t) = \frac{E}{L\omega} \left(1 - \frac{4}{\omega^2 LC_0'} \right) \sin(\omega t)$,

在 $t_3 = \frac{\pi}{\omega}$ 时,电流为零,工作模式2结束,同时第一个充电周期结束。对于等效储能电容 C_0' 在第一个充电周期中的平均充电电流,即

$$I_1 = \left(\int_0^{t_1} i_1(t) dt + \int_0^{t_3} i_2(t) dt \right) / \frac{T_g}{2}。$$

$$I_1 = \frac{4E}{L\omega^2} \left(1 - \frac{2}{L\omega^2 C_0'} \right) 2f_g。$$

1.3 工作模式3分析

设 $t_4 \geq t_3$,在 t_4 时刻, V_2 和 V_3 开通,那么在 $t_4 \leq t \leq t_5$ 时,可以得到微分方程

$$\begin{cases} i(t) = C \frac{du_c(t)}{dt} \\ L \frac{di(t)}{dt} + u_{c_0}(t_4) + \frac{1}{C_0'} \int_{t_4}^{t_5} i(t) dt = \\ E + u_c(t_4) - \frac{1}{C} \int_{t_4}^{t_5} i(t) dt \end{cases} \quad (3)$$

同理,令 $t_4=0$,由初始条件,可解得工作模式3

下谐振回路的电流 $i_3(t) = \frac{E}{L\omega} \left(1 + \frac{4}{\omega^2 LC_0'} \right) \sin(\omega t)$ 。

在 $t_5 = \pi/\omega$ 时, 电流反向, 工作模式 3 结束^[2,3]。

1.4 工作模式 4 分析

在 t_6 时刻, V_2 和 V_3 截止, D_2 和 D_3 导通, 那么在 $t_6 \leq t \leq t_7$ 时, 可以得到微分方程

$$\begin{cases} i(t) = C \frac{du_c(t)}{dt} \\ L \frac{di(t)}{dt} + u_{c_0}(t_6) + \frac{1}{C_0'} \int_{t_6}^{t_7} i(t) dt + E = \\ u_c(t_6) - \frac{1}{C} \int_{t_6}^{t_7} i(t) dt \end{cases} \quad (4)$$

同理, 令 $t_6=0$, 由初始条件, 可解得工作模式 4

下谐振回路的电流 $i_4(t) = \frac{E}{L\omega} \left(1 - \frac{8}{\omega^2 LC_0'} \right) \sin(\omega t)$ 。

在 $t_7 = \frac{\pi}{\omega}$ 时, 电流为零, 工作模式 4 结束。对于等效

储能电容 C_0' 在第二个充电周期中的平均充电电流,

即 $I_2 = \left(\int_{t_4}^{t_5} i_3(t) dt + \int_{t_6}^{t_7} i_4(t) dt \right) / \frac{T_g}{2}$ 。经计算可得

$$I_2 = \frac{4E}{L\omega^2} \left(1 - \frac{2}{L\omega^2 C_0'} \right) 2f_g^{[2,3]}。$$

通过以上分析可以看出, 工作模式 1、3 的峰值电流是在增加的, 工作模式 2、4 的峰值电流是在减小的, 第一和第二个充电周期中的平均充电电流相比较, 不难发现 $I_1 = I_2$ 。可得出这样一个结论, 每个充电周期的平均充电电流均相同, 当充电周期很小时, 可理解为恒流线性充电。

2 谐振部分设计

谐振部分的设计是整个激光电源设计的关键, 主要是谐振电容和电感数值计算, 然后根据回路中的参数来选择合适的器件。

根据公式 $P = UI$ 可推导出其平均输出功率

$$P_0 = E \frac{4E}{L\omega^2} \left(1 - \frac{2}{L\omega^2 C_0'} \right) 2f_g \quad (5)$$

对式(5)进行化简可得 $P_0 = 8E^2 C f_g$, 在其他参数确定的情况下, 可确定其谐振电容 $C = P_0 / 8E^2 f_g$, 再由 $f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$, 可确定其谐振电感 $L = 1/4\pi^2 f_0^2 C$ 。

选择器件时主要考虑其在回路中电流、电压和

频率等参数。对于回路的峰值电流 I_{MAX} , 是从 $I_{MAX} = E / \sqrt{L/C}$ 开始是逐渐增加的, 因此回路中应选择至少能承受二倍峰值电流的器件。由谐振条件, 可以得到谐振电容上的电压: $u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$, 推导出 $u_c(t) \approx 2E$ 。所以选择谐振电容时其耐压值最好选择大于 3 倍工作电压。同理, 谐振电感上的电压: $u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$, 推导出 $u_L(t) = E \cos(\omega t)$, 由于回路的峰值电流是逐渐增加的, 因此谐振电感上的峰值电压也是逐渐增加的, 所以选择谐振电感时其耐压值至少大于 2 倍工作电压。

设计电源时, 都希望设计的电源体积小, 尽可能地提高其功率密度。要减小电源体积主要是依靠提高开关频率来减小变压器和输出滤波器的体积来减小自身体积^[4], 所以应该提高 f_g , 但同时要满足 $f_g < 0.5f_0$, 那么 f_0 也要提高。由简化公式 $P_0 = 8E^2 C f_g$ 可知, 提高 f_g , 不但提高输出功率, 又减小了体积, 从而提高功率密度。上述的结果表面上看起来很好, 但是由公式 $L = 1/4\pi^2 f_0^2 C$, 可推导出的 $1/(L/C) = 4\pi^2 f_0^2$, 可以看出 f_0 随 f_g 一同提高后, 回路的峰值电流 $I_{MAX} = E / \sqrt{L/C}$ 将必然增加, 这对于电源显然是不利的。因此在设计时, 根据需要, 选择一个合适的工作频率范围, 保证其在最高频率下能稳定工作。总之, 综合考虑各种因素使电路在最佳状态下工作。

3 控制和驱动电路设计

在串联谐振 CO₂ 激光电源的设计中, 和主电路设计相比较, 其控制和驱动电路设计是同等重要的, 二者是相辅相成缺一不可的关系。在控制和驱动电路设计中, 由控制电路产生低压低电流的控制信号, 再由驱动电路对控制信号进行放大, 使之能稳定地驱动功率开关。

3.1 控制电路设计

设计采用 SG3525 集成 PWM 控制器为控制芯片。SG3525 是美国硅通用半导体公司 (Silicon General) 推出的, 用于驱动 N 沟道功率 MOSFET, 是一种性能优良、功能齐全、通用性强的单片集成 PWM 控制芯片。它简单可靠, 使用灵活方便, 具有以下特点:

- 工作电压范围宽: 8~35 V;
- 基准电压: $5.1 \pm 1.0\%$ V;
- 工作频率范围宽: 100 Hz~400 kHz;
- 具有振荡器外部同步功能;
- 死区时间可调;
- 内置软启动电路;
- 具有输入欠电压锁定功能;
- 具有PWM锁存功能, 禁止多脉冲;
- 逐个脉冲关断;
- 双路输出(灌电流/拉电流): 400 mA(峰值)。

如图3所示, 基于SG3525可设计出工作频率、死区时间和脉宽均可调的控制电路。工作频率公式为 $f=1/C_1(0.7R_1+3R_d)$, C_1 的取值范围 0.001~0.1 μ F, R_1 的取值范围 2~150 k Ω , R_d 的取值范围 0~500 Ω , 式中 C_1 、 R_1 、 R_d 分别对应图3中的 C_1 、 R_3 、 R_4 。当振荡电容端 C_1 选定后, 可以先通过调节 R_1 来调节其工作频率, 再调节 R_d 调节其死区时间。由于 R_1 远远大于 R_d , 因此 R_d 改变对于工作频率的影响不大。调整好以后可以在 11 和 14 脚上得到输出相位相差 180° 的互补脉冲, 其频率为选定的工作频率。

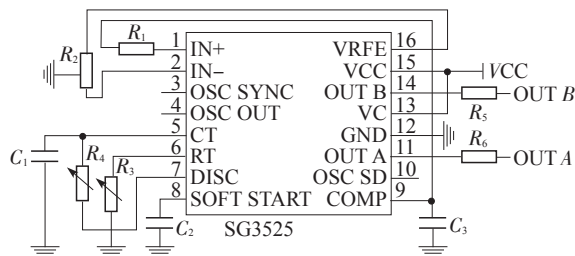


图3 控制电路图

由上面的计算可知, 在任一个充电周期中, 其谐振电流都是呈现正弦变化的, 当工作模式 1、3 结束时电流过零并且反向, 在这时关断其相应的功率开关组, 达到零电流关断的目的, 为此就需要输出脉冲的脉宽时间 t_{on} 与工作模式 1、3 的工作时间相同。由于工作模式 1、3 的工作时间相同, 为 π/ω , 并且通过上面的分析可以准确地计算出该时间, 然后可以调节可变电阻 R_2 改变 2 脚的电压来调节输出脉冲的脉宽, 使 $t_{on}=\pi/\omega$ 。这个脉宽时间 t_{on} 对于串联谐振电路来说非常重要, 它直接影响其是否正常工作^[5]。

3.2 驱动电路设计

设计采用 IR2110 作为功率开关的驱动器。IR2110 驱动器兼有光耦隔离(体积小)和电磁隔离(速度快)的优点, 是美国 IR 公司生产的高压、高速

PMOSFET 和 IGBT 的理想驱动器。该芯片采用 HVIC 和闩锁抗干扰的 COMS 制造工艺, 具有以下的特点^[6]:

- 具有独立的低端和高端输入通道;
- 悬浮电源采用自举电路, 其高端工作电压可达 500 V;
- 输出的电源端(脚 3)的电压范围为 10~20 V;
- 逻辑电源(脚 9)的输入范围为 5~15 V, 可方便的与 TTL、CMOS 电平相匹配, 而且逻辑电源地和功率电源地之间允许有 ± 5 V 的便移量;
- 工作频率高, 可达 500 KHz;
- 开通、关断延迟小, 分别为 120 ns 和 94 ns;
- 图腾柱输出峰值电流为 2 A。

首先分析 IR2110 应用于驱动半桥高压侧悬浮驱动的自举原理。图 4 中 C_1 及 V_{D1} 分别为自举电容和二极管, C_2 为 V_{cc} 的滤波电容。假定在 S_1 关断期间 C_1 已充到足够的电压 ($V_{c1} \approx V_{cc}$)。当脚 10 (HIN) 为高电平时 V_{M1} 开通, V_{M2} 关断, V_{c1} 加到 S_1 的门极和发射极之间, C_1 通过 V_{M1} 、 R_{g1} 和 S_1 栅极-发射极电容 C_{ge1} 放电, C_{ge1} 被充电。此时 V_{c1} 可等效为一个电压源。当脚 10 (HIN) 为低电平时, V_{M2} 开通, V_{M1} 断开, S_1 栅电荷经 R_{g1} , V_{M2} 迅速释放, S_1 关断。经短暂的死区时间 (t_d) 之后, 脚 12 (LIN) 为高电平, S_2 开通, V_{cc} 经 V_{D1} , S_2 给 C_1 充电, 迅速为 C_1 补充能量。如此循环反复。

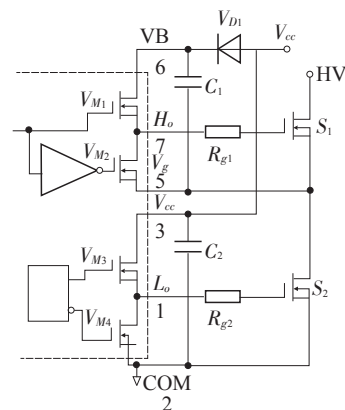


图4 IR2110半桥驱动原理图

然后由半桥驱动较容易地扩展为全桥驱动, 见图 5, 由控制电路 SG3525 的 11 脚和 14 脚上得到相位相差 180° 的互补脉冲 OUTA、OUTB 分别加到 U_1 的 10、12 脚和 U_2 的 12、10 脚。当 OUTA 为高电平时功率开关 V_1 和 V_4 导通, 而 OUTB 为高电平时 V_2 和 V_3 导通。从而达到将控制电路的小信号放大为较强的驱动信号的目的。但是, IR2110 的不足是不能产

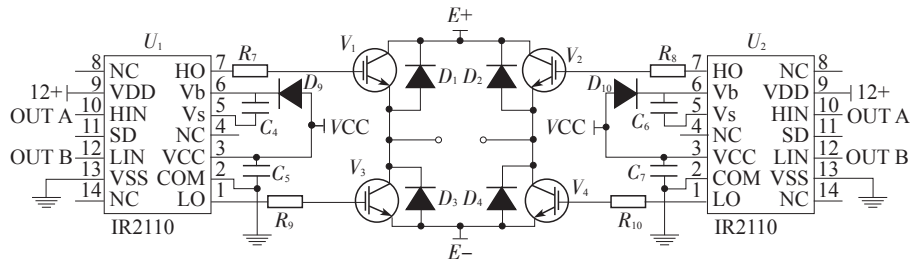


图5 全桥驱动电路图

生负偏压,在开通与关断时刻,容易在栅极上产生干扰。因此可以对IR2110输出驱动电路进行适当改进,使其驱动输出具有负偏压。

4 实例设计

在具体设计中谐振电容为0.3 μF,谐振电感为40 μH,根据公式 $f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$ 可以算出其固有谐振频率为45.94 kHz,其工作频率设定为19.2 kHz,经实验测得驱动信号、主电路电流波形和储能电容的充电电压波形。图6中CH1和CH2为驱动脉冲信号,CH3为

在电流过零时关断,从而实现了零电流关断;电流波形基本与其工作原理相符合,由于寄生电容的影响,电流在每个充电周期结束后并没有为零,而是产生了一个小的振荡,使得功率开关不是零电流开通,造成一定的损耗,不过这个振荡电流很小,产生的功耗在可接受范围内。图7是储能电容的充电电压波形,其波形基本上是线性充电,也证实串联谐振CO₂激光电源具有良好的恒流性。

5 结论

研究了TEA CO₂串联谐振式激光器充电电源设计,系统地分析了工作原理,详尽地阐述了设计过程,运用了性价比较高的器件,并设计了一种串联谐振式CO₂激光充电电源实例,给出其主要的波形。对本文中所述的串联谐振式CO₂激光充电电源的系统设计是很有帮助的。

参考文献

- [1] 于军,刘刚,孙陆梅.激光电源中的串联谐振变换器的分析[J].吉林化学学报,2006,23(1):2.
- [2] 王增福,李昶,永明.软开关电源原理与应用[M].北京:电子工业出版社,2006.
- [3] 陈警,徐至新,钟和清.激光电源充电技术[J].通信电源技术,2002,12(6).
- [4] Abraham I Pressman.开关电源设计[M].王志强.北京:电子工业出版社,2005.
- [5] 倪海东,蒋玉萍.高频开关电源集成控制器[M].北京:机械工业出版社,2005.
- [6] 周敛容,潘美珍.高压悬浮驱动电路IR2110的特点及拓展应用技术[J].电子元器件应用,2009,11(4).

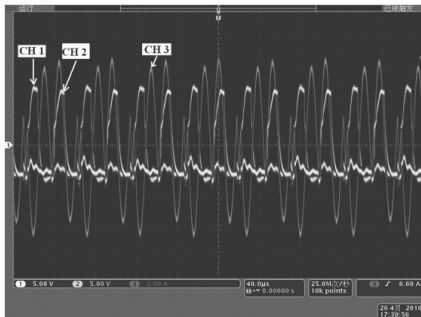


图6 驱动信号和主电路电流波形

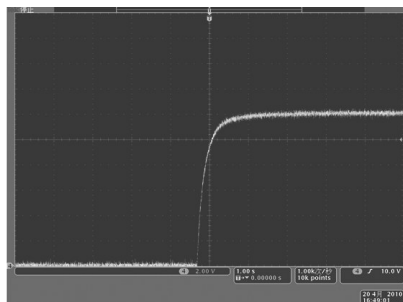


图7 储能电容的充电电压波形

主电路的电流波形。分析图6,驱动脉冲信号相位相差180°具有负偏压的波形,通过控制其脉宽时间使其