

CO₂ 激光器高压高频充电电源的应用研究

石宝松¹, 孙守红¹, 张兴亮^{1,2}

(1. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要:为改善现有 CO₂ 激光器工频充电电源体积、重量大、充电精度低等缺点,开展高频高压充电电源的研究,研制一台采用全桥逆变结构和串联谐振软开关电路、输出电压 36 kV、输出平均充电功率为 10 kJ/s 的高频高压充电电源。该电源系统采用三相 380 VAC 作为供电系统,大功率智能功率模块(IPM)作为全桥逆变电路,逆变交流信号经串联谐振电路及高频脉冲变压器得到高压脉冲信号,高压脉冲经整流给负载电容充电;同时,电源应用电压、电流双闭环控制系统,输出电压、电流经采样及放大反馈到电源控制芯片 SG3525,SG3525 通过判断反馈信号的大小控制输出 PWM 驱动信号的占空比。实验结果表明:电源输出电压 36 kV,输出平均功率为 10.8 kJ/s,充电效率为 0.82,电源纹波系数为 1%。电源系统保证了激光器稳定工作在 30 Hz 条件下。

关键词: CO₂ 激光器;串联谐振;充电电源;脉冲变压器;高频;高压

中图分类号: TM89 **文献标识码:** A **DOI:** 10.3969/j.issn.1001-5078.2015.07.009

Applied research of series resonant charging power supply for CO₂ laser

SHI Bao-song¹, SUN Shou-hong¹, ZHANG Xing-liang^{1,2}

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;

2. University of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: In order to improve the disadvantage of the fundamental frequency charging power supply which has large volume, large weight and low charging precision, a high frequency and high voltage charging power supply including a full bridge inverter circuit and a series resonant soft switch circuit was developed, and its output voltage is 36 kV and average charging power is 10 kJ/s. Employing three phase 380 VAC as its energy system, high power intelligent power module (IPM) as full bridge inverter circuit, high voltage pulse charging for load capacitor is generated by series resonant circuit and high voltage pulse transformer. The system is controlled by sampling output voltage and output current, chip SG3525 controls duty cycle of driving signal by feedback signal. Experimental results show that output voltage of the charging power supply is 36 kV, output average charging power is 10.8 kJ/s, charging efficiency is 0.82 and ripple coefficient is 1%. The laser works stably in 30 Hz by applying the series resonant charging power supply system.

Key words: CO₂ laser; series resonant; charging power supply; pulse transformer; high frequency; high voltage

基金项目: 长春市地院合作创新集群专项 (No. 11DJ02) 资助。

作者简介: 石宝松 (1980 -), 男, 助理研究员, 从事激光充电电源, 大功率电机驱动方面的研究。E-mail: s3c2410@163.com

收稿日期: 2014-11-07; **修订日期:** 2015-04-21

1 引言

随着现代科学技术的进步,以激光器为基础的激光技术得到了迅速的发展,在光电对抗、航空航天、雷达探测、电子仪表、工业加工等领域取得重大的应用。脉冲二氧化碳激光器因其脉冲能量高、重复率高、大气传输特性好等特点,成为当前应用最为广泛的高功率激光器之一^[1-3]。CO₂激光器采用脉冲功率电源系统,主要由充电电源、激励电路和控制电路三部分组成。充电电源指对储能元件提供能量的高压直流电源;激励电路指脉冲形成电路,即放电电路(包括开关元件);控制电路包括开关触发电路以及激光器运行逻辑控制电路。

充电电源的功能是给储能放电回路中的电容器充电,当电容器被充至额定电压后,控制电路发出信号给触发电路,产生触发脉冲信号,使储能放电回路进行放电,由此产生的高压电脉冲激励激光谐振腔中的气体激光介质,从而产生激光。充电电源系统是CO₂激光器的核心部件,其性能的改善对提高激光器的各项性能指标和运行稳定性举足轻重。目前我所大功率CO₂激光器充电电源采用的是工频电源;工频电源存在体积、重量大,稳定性和精度低等缺点;针对串联谐振软开关充电电源体积小、重量轻,精度、稳定性和可靠性高等优点,开展对高性能高频高压充电电源的研究,最终将其应用于车载工程项目中,对提高激光器的性能、车载系统小型化具有重大的意义。

国外,串联谐振技术应用于电容器充电电源起步较早,很多公司和研究机构都已推出串联谐振式充电电源的成型产品,美国EMI公司研制了输出电压50 kV,平均充电功率30 kJ/s,整体效率85%的串联谐振充电电源,LAMBDA公司研制了输出电压50 kV,平均充电功率15 kJ/s,整体效率85%的串联谐振充电电源,TOSHIBA Corp公司研制了输出电压40 kV,平均充电功率19 kJ/s,整体效率80.4%的串联谐振充电电源。在国内,中国科学院电工研究所是国内研究、研制串联谐振充电电源起步较早、较为专业和应用范围较广的机构,他们研制的40 kW/10 kV数字化控制高频高压脉冲电容器恒流充电电源是国内在串联谐振充电领域的代表作;华中科技大学钟和清博士等研制的以定宽调频控制方式工作的0~25 kV可调的串联谐振充电电源也已应用于激光核聚变的能源系统^[4-6]。本文采用串联谐振软开关的电路拓扑结构,应用PWM控制芯片SG3525作为整个系统的核心控制芯片,整个电源系

统采用模拟电路方式实现。

高压充电电源系统工作时电磁干扰十分强烈^[7-8],抑制电磁干扰同样是电源设计过程中必须重视的课题。根据充电电源的应用环境,设计了一套高压串联谐振充电电源系统,此串联谐振充电电源输出电压36 kV,平均充电功率10.8 kJ/s,整体效率80%,能在30 Hz条件下使大功率CO₂激光器稳定工作。

2 串联谐振充电电源的工作原理

串联谐振充电电源是一种DC-DC变换器,具有恒流充电、体积小、效率高、功率密度大、适合宽范围变化负载等优点,并可使开关管工作在软开关状态,减少了开关损耗,改善了开关工作环境^[9-15]。根据逆变器开关频率 f_s 与谐振频率 f_r 的关系,串联谐振充电电源共有3种工作模式:

$f_s < f_r/2$, 电流不连续工作模式(DCM),开关管为零电流开通,零电流或零电压关断,开关管损耗低且干扰小,适用于小功率电源。

$f_r/2 < f_s < f_r$, 电流连续工作模式(CCM),同一桥臂上的一个开关管与另一个开关管的反并联二极管存在强迫换流,存在开通损耗,开关管处于硬开通、软关断状态。

$f_r < f_s$, 电流连续工作模式(CCM),谐振回路呈感性,开关管为软开通、硬关断状态,开关损耗和干扰较大,一般很少采用。

根据以上分析,选择电流不连续工作模式,此时开关管可实现零电流开关,开关损耗小。

如图1所示,全桥串联谐振充电变换器由功率开关管K1~K4、快恢复二极管VD1~VD4、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、高压高频变压器 T_r 、输出整流桥D1~D4和负载电容组成。直流电压 U_i 经全桥变换器变成脉冲信号,脉冲信号经串联谐振电路谐振再通过高频高压变压器升压获得高压输出信号,此信号经整流桥整流后给负载电容C充电。

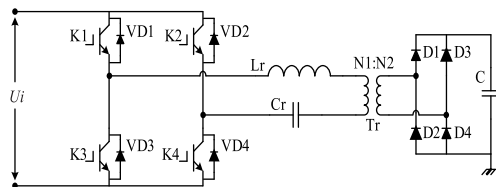


图1 全桥串联谐振充电电源主电路

Fig.1 Main circuit of full-bridge series resonant charging power supply

为便于分析,假设高频变压器、高压硅堆及其他电路均为理想器件,忽略变压器的励磁电感、漏感,忽略高压硅堆的级间电容和导通电阻,则图1的等

效电路如图 2 所示。负载电容 C 等效到原边的值 $C' = (N_2/N_1)2C$, 其中 N_1 、 N_2 分别为变压器原副边匝数。在一个开关周期内, 电路可以分为四个工作阶段。

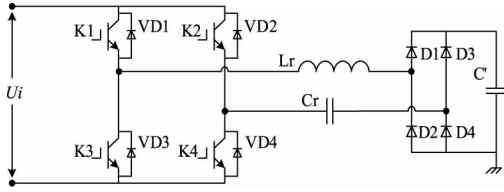


图 2 串联谐振充电电源等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of series resonant charging power supply

第一阶段, 假设在 t_0 时刻, K1 和 K4 开通, 整流二极管 D1 和 D4 导通, 等效电路如图 3(a) 所示。根据基尔霍夫电压定律, 可以得到如下方程:

$$L_r \frac{di}{dt} + v_1 + v_2 = U_i \quad (1)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{i}{C_r} \quad (2)$$

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{i}{C'} \quad (3)$$

其中, v_1 是谐振电容 C_r 两端电压, v_2 是等效负载电容 C' 两端电压。由初始条件, 在 $t_0 = 0$ 时刻, $i(t_0) = 0, v_1(t_0) = 0, v_2(t_0) = 0$, 并令:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{C_r L_r} + \frac{1}{C' L_r}} \quad (4)$$

联立方程 (1) ~ (4) 并将初始条件代入方程可得谐振回路电流:

$$i(t) = \frac{U_i}{\omega L_r} \sin(\omega t) \quad (5)$$

由方程 (5) 可得, 当 $t > \frac{\pi}{\omega}$ 时, 电流 $i(t) < 0$, 电流方向改变进入下一个工作阶段, 令 $t = \frac{\pi}{\omega}$ 为第一阶段的结束时刻。

第二阶段, 谐振电流反向, 反向二极管 VD1、VD4 导通, 整流二极管 D2 和 D3 导通, 等效电路如图 3(b) 所示。根据基尔霍夫电压定律, 可以得到如下方程

$$L_r \frac{di}{dt} + v_1 - v_2 = U_i \quad (6)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{i}{C_r} \quad (7)$$

$$\frac{dv_2}{dt} = -\frac{i}{C'} \quad (8)$$

令 $v_1(t_1) = V_{Cr1}, v_2(t_1) = V_{C1}$, 解方程得:

$$i(t) = \frac{U_i - V_{Cr1} + V_{C1}}{\omega L_r} \sin \omega(t - t_1) \quad (9)$$

由方程 (9) 可得, 当 $t_2 = t_1 + \frac{\pi}{\omega}$ 时, 电流为零,

第二阶段结束, 同时第一个充电周期结束, 所有开关管和二极管关断, 设此时谐振电容电压 $v_1(t_2) = V_{Cr2}$, 负载电容电压 $v_2(t_2) = V_{C2}$, 两个电容电压将保持到下一次开关管导通。

第三阶段, 在 t_3 时刻开始, K2 和 K3 开通, 整流二极管 D2 和 D3 导通, 谐振电流反向, 等效电路如图 3(c) 所示。如第一阶段分析, 可得谐振回路电流方程:

$$i(t) = \frac{-U_i - V_{Cr2} + V_{C2}}{\omega L_r} \sin \omega(t - t_3) \quad (10)$$

由方程 (10) 可得, 当 $t_4 = t_3 + \frac{\pi}{\omega}$ 时, 电流 $i(t) = 0$, 电流方向改变进入下一个工作阶段, 第三阶段结束, 此时谐振电容电压 $v_1(t_4) = V_{Cr4}$, 负载电容电压 $v_2(t_4) = V_{C4}$ 。

第四阶段, 谐振电流与第一阶段同向, 反向二极管 VD2、VD3 导通, 整流二极管 D1 和 D4 导通, 等效电路如图 3(d) 所示。可得谐振回路电流方程:

$$i(t) = \frac{-U_i - V_{Cr2} - V_{C2}}{\omega L_r} \sin \omega(t - t_4) \quad (11)$$

由方程 (11) 可得, 当 $t_5 = t_4 + \frac{\pi}{\omega}$ 时, 电流为零, 第四阶段结束, 同时第二个充电周期结束, 全桥谐振电路完成一个周期的开关过程。经过计算, 负载电容的平均充电电流:

$$I_{avg} = \frac{2}{\pi} \frac{C' - C_r}{(C' + C_r) \omega L_r} U_i \quad (12)$$

由式 (12) 可知, 电路的每个充电周期平均充电电流恒定, 当充电周期很小时, 可理解为线性充电。

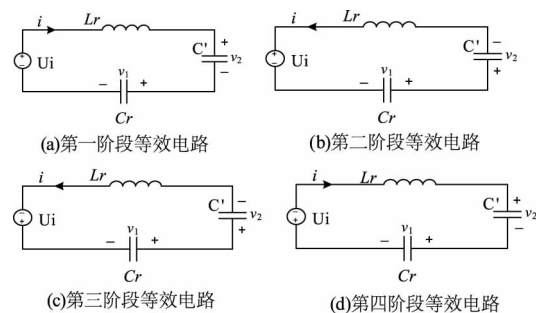


图 3 各阶段等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of each phase

3 高压电源系统的设计

3.1 高压电源系统的组成

高压电源系统的组成如图 4 所示。整个系统由

供电系统、无源 PFC 电路、整流滤波电路、全桥开关变换电路、串联谐振电路、高频高压变压器、高压整流桥、输出检测反馈及信号控制板组成。

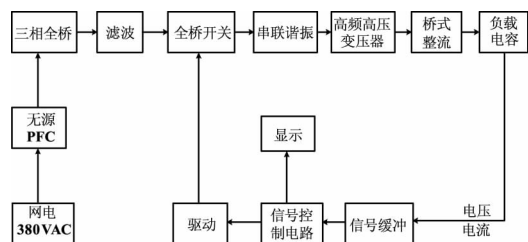


图4 串联谐振充电电源系统的组成

Fig. 4 Compositions of CCPS system

电源系统的工作原理:全桥开关变换电路将整流滤波的直流电压转换为脉冲信号,脉冲信号经串联谐振电路整形再经高频高压脉冲变压器升压获得高压脉冲,高压脉冲经高压整流桥给负载电容充电,当负载电容充电到设定电压时,停止充电,当检测到负载电容电压小于预设电压,重新充电到预设电压。

3.2 供电系统选择

本电源系统平均充电功率为 10 kJ/s,电压 36 kV,属于高压大功率电源,选择三相 380 VAC 作为电源的供电系统,整流后易于变压器的设计,但电路设计安规要求偏高。

3.3 全桥串联谐振电路设计

3.3.1 全桥开关变换器设计

智能功率模块 IPM(Intelligent Power Module)是一种先进的功率开关器件,兼有大功率晶体管高电流密度、低饱和电压和高耐压的优点,以及 MOSFET 高输入阻抗、高开关频率和低驱动功率的优点,而且 IPM 内部集成了逻辑、控制、检测和保护(过流、短路、超温、欠压)电路,一旦发生负载事故或使用不当等异常情况,模块内部即以最快速度进行保护,同时将保护信号送给外部控制电路二次保护,使得 IPM 相比 IGBT 模块可靠性显著提高,并且 IPM 构成的全桥电路相比 IGBT 模块构成的全桥电路体积更小。本文的全桥开关变换器选择 IPM,型号为 PM300CLA120。

3.3.2 谐振参数设计

由 380 V 的供电系统可知开关变换器的直流输入电压 $U_i \approx 500$ V,负载电容 $C = 0.3 \mu\text{F}$,变压器的变比 $n \approx 94$,系统的充电时间 $\tau = 19$ ms,根据充电时间公式:

$$\tau = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{nCU_0}{U_i} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13)$$

将参数代入公式(13),得:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 5.9 \quad (14)$$

根据选择的 IPM 知,其开关频率 $f_s \leq 20$ kHz,选择 IPM 的开关频率为 $f_s = 20$ kHz,则谐振周期 $T_r = 25 \mu\text{s}$ 。根据公式:

$$T_r = 2\pi \sqrt{L_r C_r} \quad (15)$$

可得:

$$\sqrt{L_r C_r} = \frac{25}{2\pi} \quad (16)$$

根据式(14)和式(16)可计算出:

$$L_r = 23.6 \mu\text{H}, C_r = 0.674 \mu\text{F}$$

实际应用中采用铁氧体磁芯绕制电感,电感值略大于 $23.6 \mu\text{H}$,选取电容 $C_r = 0.66 \mu\text{F}$,电容用 2 个标准的 $0.33 \mu\text{F}/1200$ V 电容并联组成。

3.4 高频高压变压器设计

高频高压变压器在整个系统中起着升压、能量传递和安全隔离的作用,是整个硬件系统中的核心组成单元^[16-18]。本系统的输出功率 10 kJ/s,工作频率 20 kHz,变压器传递的电压波形为交变正负对称的方波,设计时要考虑两点:①保证铁芯材料在高频工作状态下的功率损耗尽可能小;②铁芯材料有较高的饱和磁通密度、动态磁导率和较好的温度特性。应用于开关电源高频功率脉冲变压器主要有铁基非晶、坡莫合金、锰锌铁氧体三种,根据变压器的工作频率和输出功率,选择铁基非晶材料的磁芯,磁芯型号为 AM-C-500,磁芯材料的主要参数如表 1 所示。

表 1 铁基非铁芯参数

Tab. 1 Properties of Fe-based amorphous core

饱和磁感应强度 B_s/T	剩余磁感应强度 B_r/T	初始磁导率 $\mu_i/(\text{GS/oe})$	矫顽力 $H_c/(\text{A/m})$	电阻率 $\rho/(\mu\Omega \cdot \text{cm})$	居里温度 $T_c/^\circ\text{C}$
1.56	<0.5	8×10^4	3	140	430

磁芯窗口面积 $A_w = 4 \times 8.5 = 34 \text{ cm}^2$,磁芯有效截面积 $A_e = 2.5 \times 5.4 = 13.5 \text{ cm}^2$,则磁芯面积乘积 $A_p = A_w \times A_e = 459 \text{ cm}^2$ 。

根据变压器的视在功率计算磁芯面积乘积,视在功率:

$$P_T = P_o \left(1 + \frac{1}{\eta}\right) = 10 \times \left(1 + \frac{1}{0.8}\right) = 22.5 \text{ kW} \quad (17)$$

全桥变换器的面积乘积要求:

$$A_p = \frac{35 \times P_T}{f \times B_m} = 78.75 \text{ cm}^2 \quad (18)$$

其中, η 为变压器的效率, 设为 0.8; B_m 为磁芯的工作磁通密度, 选择 0.5 T。由公式(18)可知, 选择的磁芯有一定的裕量, 适合作为变压器磁芯。

输出充电电压 $U_o = 36$ kV, 最大占空比 $D_{\max} = 0.8$, 整流硅堆压降 $V_D = 440$ V, 最小输入电压:

$$U_{i\min} = \sqrt{2} \times 380 \times 0.9 = 483 \text{ V} \quad (19)$$

变压器变比:

$$n = \frac{\frac{U_o}{D_{\max} + V_D}}{U_{i\min}} = \frac{\frac{36}{0.8} + 0.44}{0.483} = 94 \quad (20)$$

最大输入电压:

$$U_{i\max} = \sqrt{2} \times 380 \times 1.1 = 591 \text{ V} \quad (21)$$

变压器初级绕组:

$$N_p = \frac{U_{i\max} \cdot T_{on} \cdot 10^2}{2 \cdot B_m \cdot A_e} = \frac{591 \times 20 \times 10^2}{2 \times 0.5 \times 13.5 \times 10^4} = 8.8 \quad (22)$$

为方便绕制, 取初级匝数为 10 匝, 则变压器次级绕组匝数为 940。变压器磁芯为 C 型, 有两个绕线柱, 初级绕组分双柱绕, 各 4 匝, 用铜皮绕, 厚度 0.5 mm, 宽度 80 mm; 次级绕组双柱各绕 470 匝, 导线选用三重绝缘漆包线, 绝缘层采取聚酰亚胺膜与

NHN 纸配合使用, 绕组经反复浸漆后, 用环氧树脂灌封, 变压器安装在专用的屏蔽盒内, 屏蔽盒两边开孔用以加风扇散热。

3.5 输出信号检测电路

本系统采用输出电压电流双闭环的模式, 反馈电流采样用于控制信号占空比, 反馈电压采样用于检测输出电压的幅值以及放电检测。电压采样采用阻容并联分压后滤波放大的方法, 电流采样采用在地与高压整流桥之间加电阻采样地线电流的方法, 由于采样电阻消耗功率很小, 在设计电路时可以忽略。电路如图 5~7 所示。

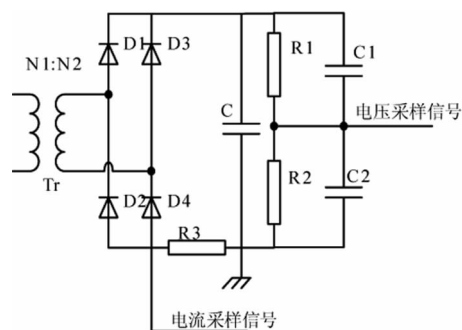


图 5 输出采样电路

Fig. 5 Sampling circuit of system output

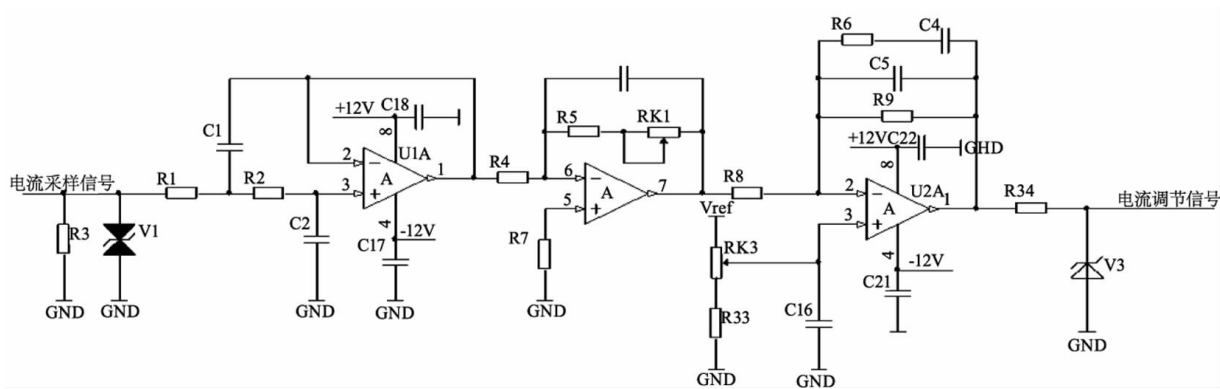


图 6 电流反馈放大电路

Fig. 6 Current feedback amplifier circuit

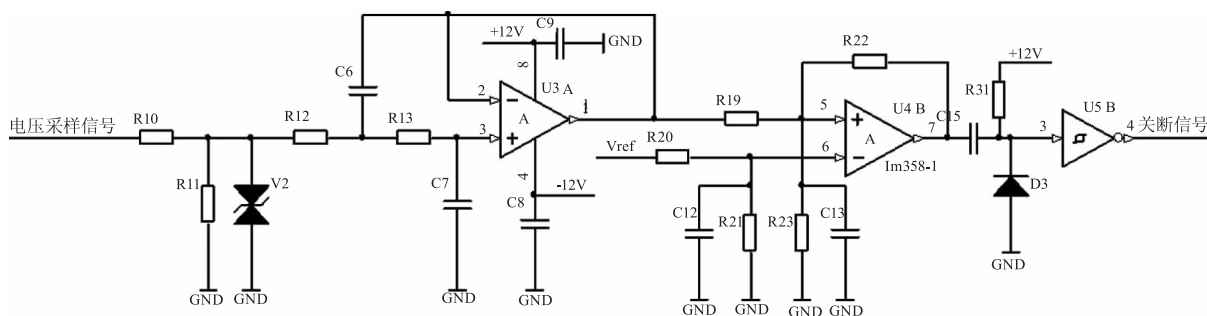


图 7 电压反馈放大电路

Fig. 7 Voltage feedback amplifier circuit

4 系统仿真及测试结果

4.1 主电路仿真

为验证功率器件以及谐振参数的选择是否准确,有必要对主电路进行仿真,将变压器的副边参数折算到原边后得到主电路的等效电路,应用 PSPICE 软件对等效电路进行仿真得到的谐振电流以及输出电压仿真波形如图 8、9 所示。

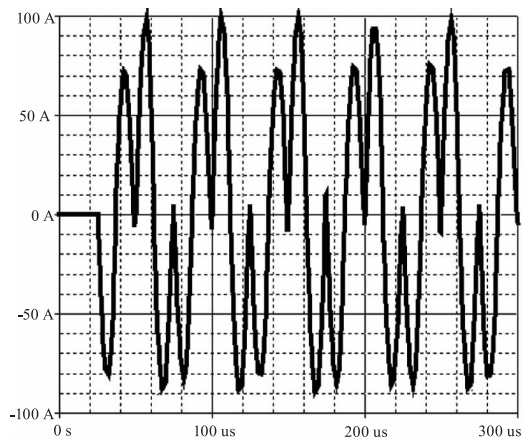


图 8 谐振电流波形

Fig. 8 Waveform of resonant current

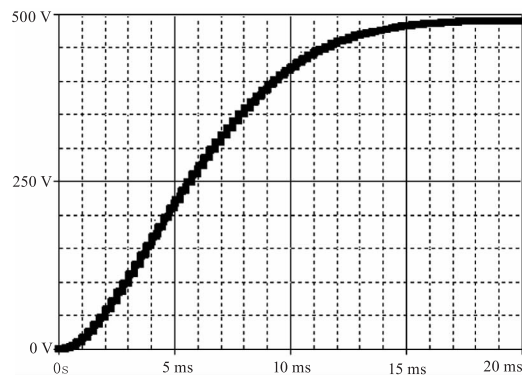


图 9 负载电压波形

Fig. 9 Waveform of load voltage

从仿真波形可以读出,负载电压在某一段时间内线性上升,在接近 18 ms 时基本充满;谐振电流最大值小于 110 A,选择 300 A 的 IPM 有 2 倍的裕量,这种选择适合工程应用。

4.2 测量实验与结果

本文将高压电源与激光器联机进行试验测量,保证激光器工作在相对低频率下,获得充电电源信号波形如图 10 所示;谐振电路电流波形由 LEM 公司型号为 LA 100-P 的传感器测试得到,波形如图 11 所示;激光波形如图 12 所示。

由实验波形可知,充电电源给激光器主电容充电到 36 kV 的时间为 18 ms,则电源系统的输出平均功率为 10.8 kJ/s。根据电流传感器输出端所接电

阻 $R = 80 \Omega$,可知谐振电路电流峰值约为 100 A。

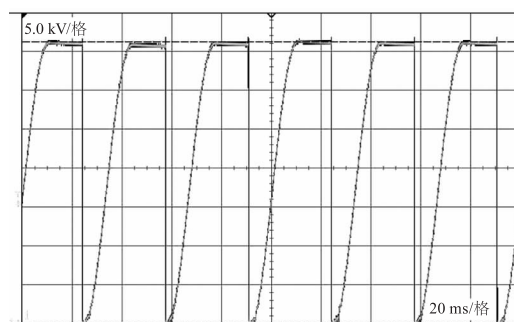


图 10 充电电源波形

Fig. 10 Waveform of charging power supply

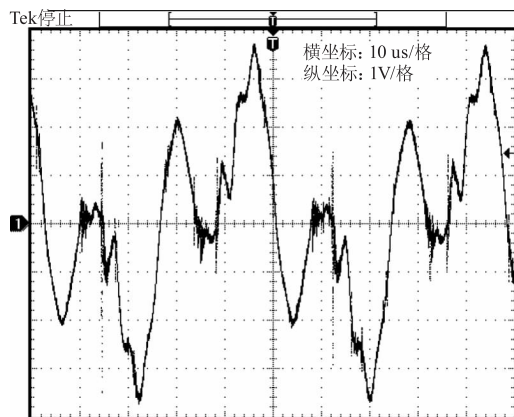


图 11 谐振电流波形

Fig. 11 Waveform of resonant current

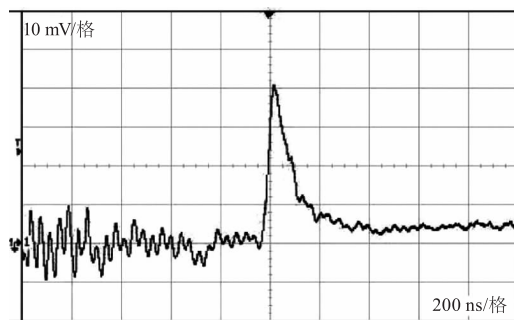


图 12 激光波形

Fig. 12 Waveform of laser

对比仿真波形与实验波形可知,仿真在一定程度上可以指导工程的设计,但仿真与实验又有所不同,仿真为理想化的建模,而实验则更为复杂,并且受到环境的影响很大。用钳形表测量 380 VAC 进线端的电流有效值为 34.8 A,则充电电源的转换效率为 0.82。

5 结论

根据高频高压充电电源充电速度快、精度高、体积小等特点,提出将高频谐振充电技术应用于高功率 CO_2 激光器充电电源,并介绍了高频高压串联谐振充电电源的拓扑结构和工作原理。实验结果表明:研

发的充电电源的平均输出功率为10.8 kJ/s,输出电压36 kV,纹波系数约为1%,转换效率为0.82,此电源与CO₂激光器联机进行试验,激光器在30 Hz条件下稳定工作。

参考文献:

- [1] W J witteman. The CO₂ laser [M]. Berlin: Springer-Verlag, 1986, 138 – 198.
- [2] Campbell J W. Project Drion: Orbit debris removal using ground based sensors and laser [R]. NASA Technical Report, 1996.
- [3] HASSON V. Review of design concepts and diagnostics for 100 kW class repetitive pulsed CO₂ laser [J]. SPIE, 2003, 5120: 717 – 730.
- [4] HU Qunli. Capacitor charging power supply and its digital control for TEA CO₂ laser [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2007. (in Chinese)
胡群力. TEA CO₂ 激光器充电电源及其数字控制 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2007.
- [5] DANG Jingmin, ZHAI Bing, GAO Zongli, et al. Nanosecond driver for multiple pulse-modulated Infrared quantum cascade lasers [J]. Optics and Precision Engineering, 2013, 21(9): 2209 – 2216. (in Chinese)
党敬民, 翟冰, 高宗礼, 等. 纳秒级脉冲型群红外量子级联激光器驱动电源 [J]. 光学精密工程, 2013, 21(9): 2209 – 2216.
- [6] B Robert Gregoire. A compact switched-capacitor regulated charge pump power supply [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 41(8): 1944 – 1953.
- [7] MENG Fanjiang, GUO Lihong, YANG Guilong, et al. Suppression of electromagnetic interference in high power TEA CO₂ laser system [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2008, 20(2): 177 – 181. (in Chinese)
孟范江, 郭立红, 杨贵龙, 等. 大功率 TEA CO₂ 激光器系统中电磁干扰的抑制 [J]. 强激光与粒子束, 2008, 20(2): 177 – 181.
- [8] GE Xinhong, GUO Lihong, MENG Fanjiang, et al. Electromagnetic radiation test of high – power TEA CO₂ laser and its shielding cabin design [J]. Optics and Precision Engineering, 2011, 15(5): 983 – 991. (in Chinese)
葛欣宏, 郭立红, 孟范江, 等. 大功率 TEA CO₂ 激光器的电磁辐射测试及屏蔽方舱设计 [J]. 光学精密工程, 2011, 15(5): 983 – 991.
- [9] WANG Mian, TIAN Ye, LI Tiemin, et al. Study of bidirectional DC-DC converters applied to energy storage syetem [J]. Transations of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8): 65 – 70. (in Chinese)
王冕, 田野, 李铁民, 等. 应用于储能系统的双向 DC-DC 变换器研究 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 65 – 70.
- [10] LIN Zeqin. Research of high power TEA CO₂ laser full-bridge power supply with series resonant mode [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2012, 25 – 40. (in Chinese)
林泽钦. 高功率 TEA CO₂ 激光器全桥串联谐振电源的研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2012, 25 – 40.
- [11] E A Kopelovich, V V Vanyaev, S V Khvatov. Features of electromagnetic processes in high voltage power supplies with a series resonant inverter [J]. Russian Electrical Engineering, 2011, 82(10): 523 – 528.
- [12] Hyun-Lark Do. Soft-switching high step-up DC-DC converter with single magnetic component [J]. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011, 1(128): 129 – 132.
- [13] Z W WU, Z L ZHANG, C L YIN, et al. Design of a soft switching bidirectional DC-DC power converter for ultra-capacitor-battery interface [J]. International Journal of Automotive Technology, 2012, 13(2): 325 – 336.
- [14] KANG Wei, ZHANG Lixia, LIU Chunyan. Output filter design method in current-source PWM converters [J]. Transations of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 83 – 89. (in Chinese)
康伟, 张丽霞, 刘春艳. 电流型 PWM 整流器输出滤波器设计方法 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(6): 83 – 89.
- [15] YANG Dongsheng, RUAN Xinbo, LI Yan, et al. A new multiple-input full bridge converter [J]. Transations of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 24 – 32. (in Chinese)
杨东升, 阮新波, 李艳, 等. 一种新的多输入全桥变换器 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 24 – 32.
- [16] Todor Filchev, Fabio Carastro, Pat Wheeler, et al. High voltage high frequency power transformer for pulsed power application [C]. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2010: 165 – 170.
- [17] ZHANG Yu, LIU Jinliang, CHENG Xinbing, et al. Output characteristics of a kind of high-voltage pulse transformer with closed magnetic core [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2010, 38(4): 1019 – 1027.
- [18] Luca Dalessandro, Fabiana Da, Silveria Cavalcante, et al. Self-capacitance of high-voltage transformers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 2081 – 2092.