



·特种电源技术·

正负双极性直流高压充电电源设计*

李 波, 赵 娟, 李洪涛, 张 信, 马 勋, 李松杰, 肖金水, 黄宇鹏, 康传会

(中国工程物理研究院 流体物理研究所, 四川 绵阳 621900)

摘 要: 高压脉冲电容器是脉冲功率系统中应用较广的储能器件。根据大容量能库型脉冲装置对充电电源的技术要求, 研制了一种输出电压 $\pm 0.5 \sim \pm 10$ kV 可调、最大平均功率约 3 kW、双极性一体化直流高压充电电源。设计上采用控制电路与正负双极性直流高压输出主电路一体化方式, 通过隔离、屏蔽和保护措施, 解决了目前双极性直流高压充电电源存在的正负极性电压不平衡、采样控制信号与高压地未隔离问题, 减小了电源体积, 提高了电源的鲁棒性、可靠性和电磁干扰能力。100 多台充电电源在 18.3 MJ 脉冲装置中同时运行, 在复杂电磁干扰环境下可靠稳定工作。

关键词: 正负双极性; 一体化充电电源; 隔离屏蔽; 电位不平衡

中图分类号: TM836

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202234.210490

Design of bipolarity DC high voltage charging power supply

Li Bo, Zhao Juan, Li Hongtao, Zhang Xin, Ma Xun, Li Songjie,

Xiao Jinshui, Huang Yupeng, Kang Chuanhui

(Institute of Fluid Physics, CAEP, Mianyang 621900, China)

Abstract: High voltage pulse capacitor is the most extensively used devices in pulsed power system. According to the technical requirements of pulsed power system for the charging power supply, a set of bipolarity DC high voltage charging power supply, with output voltage of $\pm 0.5 \sim \pm 10$ kV and maximum average power of 3 kW, has been developed. The charging power supply adopted the integrated design of the control circuit and the high voltage output circuit. The problems, such as the imbalance of output voltages of positive and negative polarity, the conduction of the sample and the control circuit, have been solved by means of isolation, shielding and protection. The volume of the charging power supply was reduced, and the robustness, reliability and electromagnetic compatibility were improved. Multiple charging power supplies working in parallel can work reliably under the complex electromagnetic interference environment stimulated by the pulsed power apparatus with the energy storage of 18.3 MJ.

Key words: bipolarity, integrated charging power supply, isolation and shielding, positive and negative output voltage imbalance

脉冲功率技术装置通常采用脉冲电容器储存能量, 利用真空开关、气体开关、固态开关的快速导通释放能量来获取所需的高脉冲功率, 而脉冲电容的高压充电电源是脉冲功率设备充电的关键。高压充电电源拓扑包括电阻限流型恒压充电、LC 工频谐振型充电、桥式谐振变换器等, 其中桥式谐振型中的全桥串联谐振变换器以具备恒流充电特性、负载适应性强、充电效率高、软开关、功率密度大等一系列优点得到了广泛的讨论和应用^[1-8]。目前采用全桥串联谐振高压充电电源大多数是单极性电源, 即正极性充电电源或负极性充电电源, 正负双极性充电电源较少, 具有以下特点和不足: ①正极性和负极性输出分别通过 2 个分立单元单独控制; ②控制单元、正极性高压输出单元以及负极性高压输出单元分立设计; ③正负高压采样信号直接进入控制电路, 高压输出地与控制信号共地; ④未考虑正负极性电压不平衡保护设计; ⑤隔离与屏蔽等措施不完善。这些问题使得现有的大部分高压充电电源不能满足复杂电磁干扰环境下可靠稳定运行的要求。

* 收稿日期: 2021-11-14; 修订日期: 2022-02-18

基金项目: 中国科协青年人才托举工程项目(2019QNRC001)

联系方式: 李 波, 120546232@qq.com。

通信作者: 肖金水, jinshui_xiao@126.com。

本文针对直流高压电源现有技术存在的不足,提出了一种正负双极性直流高压一体化充电电源。采用控制电路与正负双极性直流高压输出主电路一体化设计,通过隔离、屏蔽和保护等措施,解决了目前双极性直流高压充电电源存在的正负极性电压不平衡、采样控制信号与高压地未隔离等问题,减小了电源体积,提高了电源的鲁棒性、可靠性和电磁干扰能力。

1 系统结构与工作原理

正负双极性直流高压一体化充电电源系统组成如图1所示,由电磁干扰(EMI)滤波单元、缓起动和保护单元、低压整流滤波电路、全桥逆变电路、LC谐振及高压变压器单元、正负高压整流滤波电路、正负高压隔离采样电路、保护电路以及控制电路组成。充电电源具有本地手动控制和远程通信控制功能,采用3根光纤实现本地电源与远程计算机之间通信,可进行充电电压预设、正负充电电压实时采样显示,同时具有过电压、过电流、短路、断路、过温、电位不平衡6种保护功能,多台电源可直接并联使用。

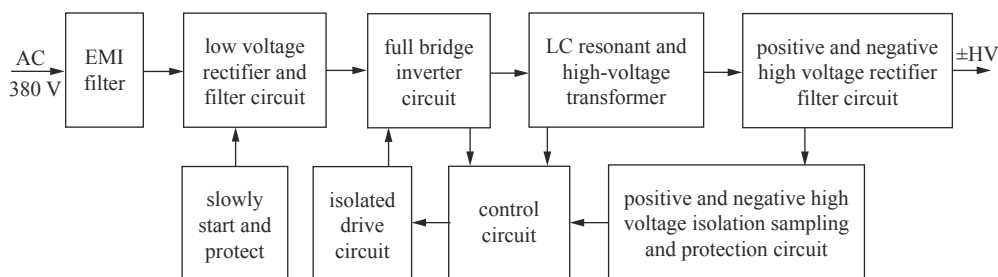


Fig. 1 Overall structure of the system

图1 系统总体结构图

功率电路将来自电网的三相交流电经EMI滤波和低压整流滤波电路后得到直流电压,通过全桥逆变电路实现直流到高频交流的转换,随后经电容、电感谐振后,由高频变压器升压至所需高压,再经高压整流和滤波电路后给负载电容充电。通过正负高压隔离采样电路实时监测充电电源输出直流高压,当负载电容充电到指定电压后,反馈控制电路停止驱动信号输出,停止功率电路输出,电源完成本次充电。由于充电电源同时对多台大电容充电,储能较大,长时间维持高压风险较大,要求电容器充电至所需电压后,10 s之内完成泄放,停止充电后充电电路阻抗较高,10 s内电压下降小于1%且可通过预置电压设定予以补偿。

2 谐振电路原理和工作特性分析

2.1 全桥串联谐振电路分析

全桥串联谐振逆变电路原理如图2所示,由直流侧母线电容、全桥开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、变比为 n 的高频变压器T、续流二极管 $D_1 \sim D_4$ 、高频整流桥 $D_5 \sim D_{12}$ 、 $R_1 \sim R_4$ 及 $C_1 \sim C_4$ 组成阻容采样电路及负载储能电容 C 组成。两组逆变开关 Q_1, Q_4 和 Q_2, Q_3 交替导通,完成一个开关周期。一个开关周期又可分为2个谐振周期,根据逆变开关和高压整流二极管的导通情况分为4种工作模式。具体工作过程为:电源通过谐振电路将直

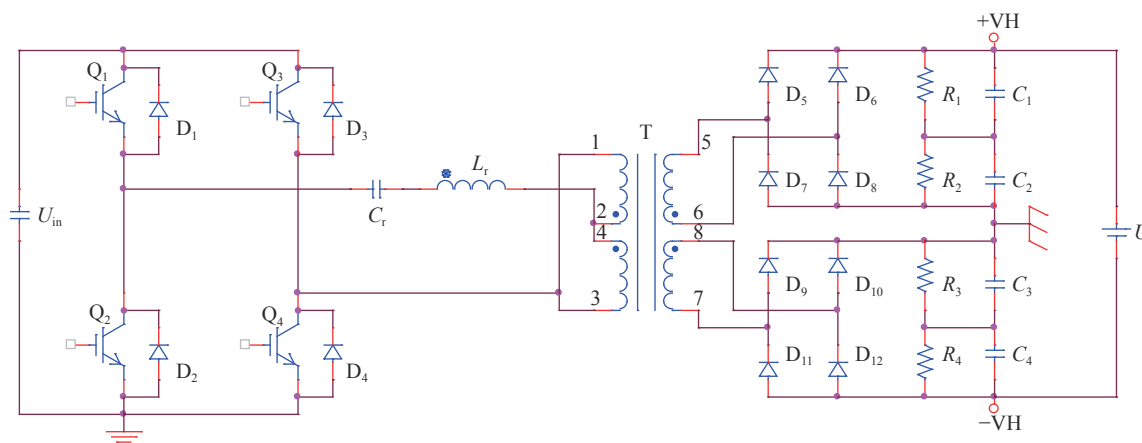


Fig. 2 Schematic of LC resonant circuit

图2 LC谐振电路原理

流母线直流电压转变成高频的交流电压,它通过高频变压器升压后,经高频整流硅堆将交流高压变成直流高压,给负载电容器充电。

根据谐振回路谐振频率 f_r 与IGBT开关频率 f_s 的关系,串联谐振有3种工作模式^[9]:①当 $0 < f_s < f_r/2$ 时,电流断续工作模式(DCM),整个过程中 $Q_1 \sim Q_4$ 工作在软开关状态,实现零电流开通,开通损耗极低,电流谐振过零时关断,关断损耗极低;②当 $f_r/2 < f_s < f_r$ 时,电流连续工作模式(CCM),谐振回路呈容性;③当 $f_s > f_r$,电流连续工作模式,谐振回路呈感性。

为了提高能量传输效率和抵抗负载短路的能力,同时降低传导和辐射噪声电平,本电源选择断续工作模式,使开关工作在软开关状态,开通和关断均实现低损耗。当负载短路时,正半周的谐振电流可以通过续流二极管在负半周全部返回电源,因此具有很好的抗短路能力。

2.2 串联谐振电路特征

理想情况下,串联谐振时高压大电容充电电源的平均输出电流为

$$I'_o = \frac{8U_{in}C_r f_s}{n} \quad (1)$$

谐振频率为

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

式中: U_{in} 为逆变直流母线电压; f_s 为开关频率; C_r 为谐振电容; n 为变压器变比; L_r 为谐振电感。

由于高压变压器寄生电容 C_p 的存在,使串联谐振电路变成了串并联谐振电路,随输出电压的升高,在一个谐振周期中充电电流的波形经历了3种变化过程:双脉冲电流输出、单脉冲电流输出、无电流输出^[10]。定义 m 为电路等效电压增益, $m=U_o/U_{in}$, U_o 为等效输出电压(折算到变压器低压侧的值, $U_o=U/n$, U 为输出电压),定义 k 为并联谐振电容与串联谐振电容的比值, $k=C_p/C_r$ 。

当等效电容电压 $U_o < \frac{1}{k+1}U_{in}$ 时,充电电流在正负谐振周期对负载电容器进行充电,在谐振电流的一个周期中有双脉冲电流输出,充电电源输出电流与平均输出电流之比为

$$\frac{I_o}{I'_o} = 1 - \frac{1}{2} \times \frac{km}{1-m} \quad (3)$$

当等效电容电压 $\frac{1}{k+1}U_{in} < U_o < \frac{2}{k+1}U_{in}$ 时,反向谐振电流不能把并联电容充至 $-U_o$,在谐振电流反向时不对负载电容器进行充电,在谐振电流的一个周期中只有单脉冲电流输出,充电电源输出电流与平均输出电流之比

$$\frac{I_o}{I'_o} = \frac{1}{2} \times \frac{k[2-(k+1)m]}{(k+1)m+(k-1)} \quad (4)$$

当等效电容电压 $U_o > \frac{2}{k+1}U_{in}$ 时,充电电流在正负谐振半个周期均为零。为了确保负载电容器正常充电,充电电流应满足双脉冲电流或单脉冲电流输出的要求。

3 电源设计

3.1 谐振电路设计

正负双极性直流高压充电电源指标要求:输出直流高压 $\pm 1 \sim \pm 10$ kV可调;560 μ F电容器充电至 ± 10 kV时,充电时间约90 s;具有正负极性高压电位不平衡检测和负载短路、断路等保护功能;多台充电电源可直接并联使用;在复杂电磁干扰环境下可靠运行。

根据充电电源技术要求,采用全桥串联谐振电路拓扑结构设计了正负双极性直流高压电源,为了提高能量传输效率和抵抗负载短路的能力,选择断续工作模式,设计开关频率 $f_s=20$ kHz,谐振频率 $f_r=50$ kHz。具体谐振电路设计如下。

高压变压器参数设计:高压变压器是电源的重要组成部分,实现电压变换、功率传输以及电气隔离功能,并且其分布参数参与谐振过程^[11]。变压器参数关系到谐振参数的选择,进而影响其他电路元器件的选择。电网电压按 $\pm 10\%$ 的波动考虑,则输入电压范围为342~418 V,经过整流滤波后的直流电压为484~591 V,为保证最低工作电压时电源输出能满足要求,按最低直流电压设计电路参数,变压器匝比 $n=U/U_{in}=41.3$,考虑到充电末期,充电速

度将变慢, n 需要留有一定裕量, 因此变压器匝比取 $n=48$ 。为了减小分布电容和电感、提高输出效率, 初级绕组采用双线并绕方式。为了实现正负双极性电压输出和保证正负双极性输出电压的一致性, 次级绕组将一个绕组等分成 2 个完全相同的绕组(匝数、材料、绕制方式均一样), 采用 2 个参数相同的全桥整流电路分别对两个绕组进行高压整流, 通过将直流高压串联, 串联点接大地的方式实现正负极性电压输出, 一个次级绕组输出+10 kV 电压, 另一个次级绕组输出-10 kV 电压。这种方式保证了正负双极性电压输出的一致性, 且降低了整流滤波电路元件的耐压要求。

谐振电路参数设计: 变压器变比 1:48, 寄生电容 $C_p=0.02 \mu\text{F}$ 。当输出电压 $U=\pm 10 \text{ kV}$, 原边直流母线电压 $U_{in}=484 \text{ V}$, 则 $m=U_o/U_{in}=0.86$ 。当负载电容为 $560 \mu\text{F}$, 采用恒流方式充到 $\pm 10 \text{ kV}$, 充电时间约 90 s, 则最高电压时最小输出电流 $I_o=CU/t=0.124 \text{ A}$ 。为了确保负载电容在充电末端正常充电, 电路在充电末端至少应工作于单脉冲电流充电状态, 即当 $I_o>0.124 \text{ A}$, 根据式(1)、式(4)可知: $k<0.146$, 则 $C_r>0.137 \mu\text{F}$ 。实际选择谐振电容时要留有裕量, 以防母线电压波动影响, 但也不能太大, 太大时当要求输出小电流时调频范围较大, 所以折中考虑, 谐振电容选取 $0.15 \mu\text{F}$ 。根据式(2)可知: 谐振电感 $L_r=67.6 \mu\text{H}$, 考虑变压器漏感约 $7 \mu\text{H}$, 选择谐振电感为 $60 \mu\text{H}$ 。

3.2 驱动电路设计

驱动电路是主电路与控制信号电路之间的接口, 对开关性能甚至整个装置的性能都有着重要的影响^[12]。性能良好的驱动电路可以使器件工作在较为理想的开关状态, 有利于缩短开关时间, 减小开关损耗, 对装置的运行效率、可靠性和安全性都有重要的意义。在驱动电路设计中, 驱动脉冲电压幅值 U_g 、栅极串联电阻 R_g 、最大输出电流 I_g 是必须关注的基本参数。 U_g 值与通态损耗和开关速度有关, R_g 值和开关过程相关。如果驱动功率或输出电流能力不够, 轻则驱动波形畸变, 重则驱动不了开关。为了保障开关管可靠、快速关断, 设计了隔离驱动电路。

隔离驱动电路原理如图 3 所示, 由隔离芯片、驱动芯片、电源模块以及电阻等器件组成。电源控制电路输出两路+5 V PWM 信号, PWM 信号经 SI8620 型数字隔离芯片隔离后输出至逆变板, 逆变板采用专用隔离驱动芯片 SI8233 对控制板输出控制信号进行隔离驱动。该芯片电源最大供电电压 24 V, 最大输出信号电流 4 A。该信号经栅极电阻接至 IGBT 栅极和发射极之间, 使开关管快速导通, 通过调节栅极电阻阻值可以改变开关管的驱动电流和开关导通速度。当驱动电压脉冲消失后立刻使开关管栅极与源极之间电压变为 0 V, 确保开关管快速、可靠地关断, 使开关管工作在较为理想的开关状态。缩短了开关时间、减小了开关损耗, 提高了电源运行效率、可靠性和安全性。

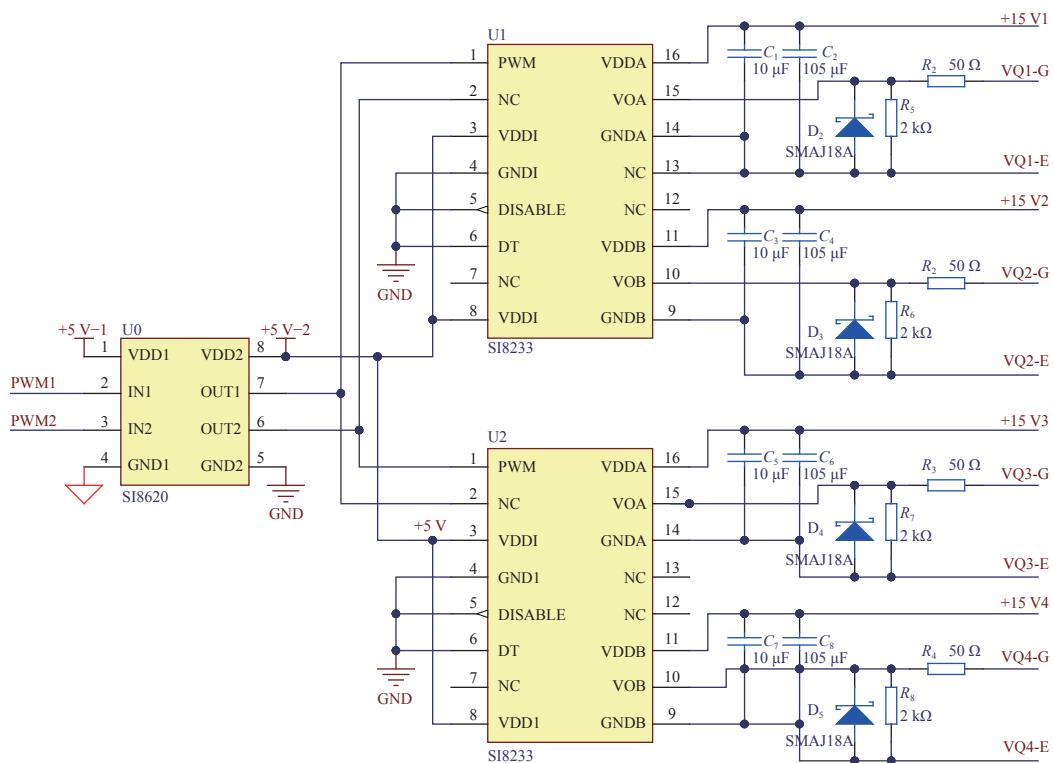


Fig. 3 Schematic of driver circuit

图 3 驱动电路原理

3.3 电磁干扰设计

为了提高充电电源抗电磁干扰能力,满足复杂电磁干扰环境下可靠稳定运行要求,进行了电磁干扰设计。电磁干扰耦合途径主要包含传导性耦合和辐射性耦合两大类,针对传导性耦合主要采取隔离的措施,解决信号与信号之间,高压地、低压地、信号地以及控制地之间相互干扰;针对辐射性耦合主要采用屏蔽与接地措施,将外源干扰屏蔽在电源外部并通过大地释放。

充电电源内部信号隔离与接地框图如图4所示,主要由手动设置与显示地、控制板地、驱动电路地、全桥逆变及谐振回路地、正负高压输出地、采样电路隔离供电地以及远程计算机控制地组成。电源主要采用隔离芯片、变压器隔离和光纤隔离方法,为避免以上各个单元地及信号相互之间的干扰,具体措施为:①正负高压隔离采样电路采用变压器隔离供电,利用光纤实现直流高压采样信号与控制板之间的传输,通过SG3525芯片产生PWM信号,PWM信号经NCP5183驱动芯片后驱动IGBT芯片,通过串联谐振电路将+24 V直流转化为+30 V/50 kHz交流电压,交流电压整流后经DC/DC模块为正负高压隔离采样电路供电;采样电路采样的0~5 V直流电压经AD652电压频率转换芯片后,产生频率不等的高频数字信号,数字信号通过光纤发送至控制板,实现高压采样信号地与控制电路地之间隔离;②控制板手动设置和显示电信号均采用SI8620数字隔离芯片进行隔离处理;③直流高压地与谐振回路之间通过高压变压器实现隔离;④控制板PWM输出信号通过SI8620数字隔离芯片后进入SI8233隔离驱动芯片,实现控制板地与逆变驱动信号地之间隔离;⑤直流高压输出地连接电源机箱外壳与AC380 V输入地隔离;⑥采用光纤通信,实现本地电源控制板与远程计算机之间隔离。

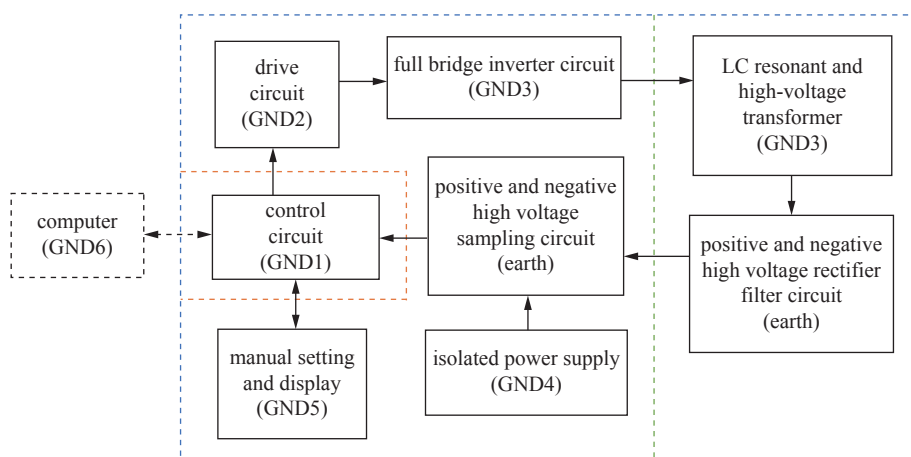


Fig. 4 Block diagram of signal isolation and grounding

图4 信号隔离与接地框图

电源整体进行了电磁屏蔽与接地设计:①电源机箱采用铝制封闭机箱(图4蓝色虚线部分)并与大地相连接,避免高压充电时外部设备及复杂电磁环境对电源本机造成干扰和地电位抬升;②机箱内部采用分区设计,利用机箱外壳及大地相连接的铝板,将高频串联谐振升压电路单元与低压电路单元分开(图4绿色虚线将机箱分成2个部分),各自形成封闭区间,避免高频信号对低压电路单元造成干扰;③控制板采样屏蔽设计,将控制板装在屏蔽盒中(图4橙色虚线部分),避免电源内部高频、高压信号对控制电路造成干扰。

3.4 保护设计

电源同时具有过电压、过电流、短路、断路、过温、电位不平衡等6种保护功能。可同时对电源工作状态进行实时监测与保护,避免因负载异常等造成电源损坏,提高了电源的鲁棒性和可靠性。具体设计如下。

3.4.1 正负极性高压电位不平衡和过电压保护设计

采用阻容分压器(高压臂电阻25 M Ω /20 W,低压臂电阻10 k Ω /0.25 W,高压臂电容50 pF/30 kV,低压臂电容125 nF/50 V)实时对电源输出正负极性高压进行采样,采样的0~ \pm 2.5 V直流信号进入正负高压隔离采样电路,隔离采样电路将0~ \pm 2.5 V直流信号转换为两路高频数字信号,经光纤传输至控制板,控制板通过AD652频率电压电路将高频数字信号还原为两路0~2.5 V直流信号,并通过MAX9013快速比较器对两路直流信号进行判断和比较。当正负直流高压绝对值相差0.2 kV或单极性电压大于过电压设定值时,控制板停止PWM信号输出并上报电源工作状态,电源自动进入保护模式,停止输出直流高压。正负极性高压电位不平衡保护电路可以实时检测负载电容器充电回路工作状态,避免因负载回路原因造成电容器损坏。

3.4.2 过电流和短路保护设计

采用 HCS-LA-50A 型电流传感器检测逆变谐振回路的谐振电流, 该电流经高速运放与设定电流基准进行比较, 当采样电流大于设定电流时, 控制板停止信号输出并上报电源工作状态, 电源自动进入保护模式, 停止输出直流高压。

3.4.3 断路保护设计

采用阻容分压器快速对负载充电回路状态进行检测与比较, 当负载断路时采样板直接输出光信号送至控制板, 控制板停止 PWM 信号输出并上报电源工作状态, 停止输出直流高压。

3.4.4 过温保护设计

正负双极性直流高压一体化充电电源功率较大, 以确保电源可靠、稳定的工作。对全桥 IGBT 设计了散热器和温度开关, 用风扇强制冷却, 当开关管温度超过 $70\text{ }^{\circ}\text{C}$, 温度开关断开, 通过控制电路使 IGBT 驱动端无驱动信号输入, 从而停止输出, 避免长时间工作开关管温度过高而损坏。

4 实验结果

研制了一种正负双极性直流高压一体化充电电源, 结合 Pearson 电流环 (110 型, 0.1 V/A)、示波器对电源整机进行了一系列试验, 各项指标均满足设计要求。其中 IGBT 驱动电压和谐振电路电流波形如图 5 所示。可以看出: ①谐振周期约 $20\text{ }\mu\text{s}$ ($f_r=50\text{ kHz}$), 开关周期约 $48\text{ }\mu\text{s}$ ($f_s=21\text{ kHz}$), 谐振电流断续工作, IGBT 实现零电流开通, 不存在开通损耗, 电流谐振过零时关断, 不存在关断损耗; ②驱动信号能使 2 组 IGBT 开关可靠、快速地交替导通和关断, 且两组信号之间没有干扰。

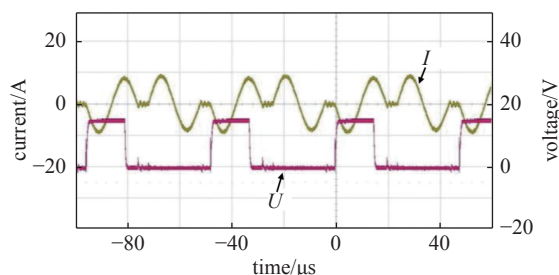


Fig. 5 IGBT driving voltage and resonance current waveform

图 5 IGBT 驱动电压及谐振电流波形

100 多台充电电源同时工作, 单台电源负载为 $560\text{ }\mu\text{F}$ 电容器, 电源经充电开关后给负载电容器充电, 充电时充电开关导通, 电源输出电压等于负载电容器电压。采用 Tek P6015A 高压探头检测电源两端输出的电压波形, 结合示波器对电源整个充电过程进行了测试。电容器充电电压 $\pm 10.5\text{ kV}$ 时, 电源输出正负极性分别对地端的电压波形如图 6(a) 所示, 电源两端电压波形如图 6(b) 所示。可以看出: ①负载电容器充电至 $\pm 10\text{ kV}$ 时, 充电时间约 90 s , 满足设计要求; ②正负极性电压上升速率几乎一致; ③负载电容器两端电压平滑上升, 电源输出电流随着输出电压的增加, 充电电流逐渐减小。

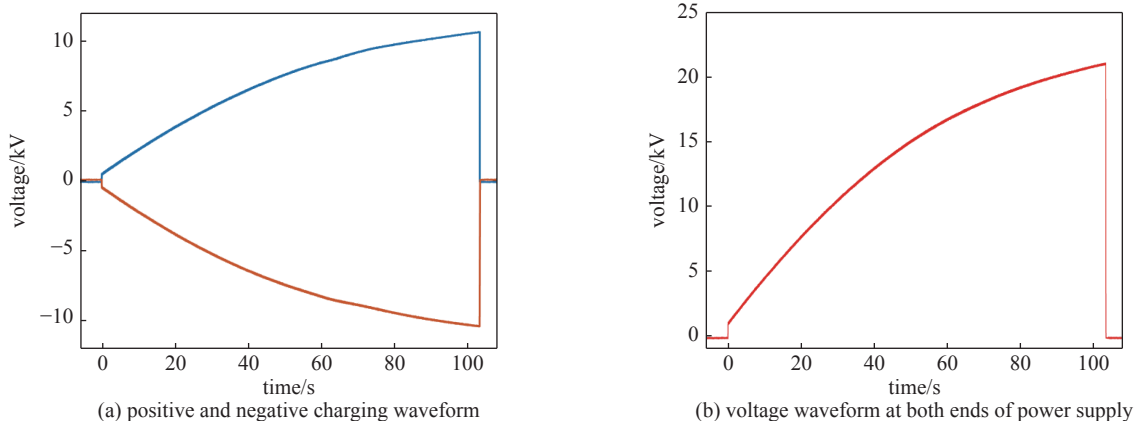


Fig. 6 Charging voltage waveforms

图 6 充电电压波形

采用 HV-40 型直流高压探头检测负载电容器的电压, 结合万用表实时显示电容器两端的充电电压, 对电源输出正负极性电压的平衡性进行了测试。充电电压 $\pm 10\text{ kV}$, 充电过程中各个电压点的正负极性电压测试结果如表 1 所示。结果表明: ①在整个充电过程中, 负载电容正负极性电压偏差在 $0.05\sim 0.09\text{ kV}$ 之间, 正负电压一致性较好, 比较稳定; ②电源在设计电压 $\pm 10\text{ kV}$ 下, 正负极性电压偏差小于 0.1% , 偏差较小。

表 1 试验结果
Table 1 Results of experiments

No.	positive voltage/kV	negative voltage/kV	absolute deviation/kV
1	1.01	-1.06	0.05
2	2.05	-2.10	0.05
3	3.03	-3.09	0.06
4	3.96	-4.02	0.06
5	5.09	-5.01	0.08
6	6.08	-6.00	0.08
7	7.08	-6.99	0.09
8	8.07	-7.99	0.08
9	9.09	-9.01	0.08
10	10.05	-9.96	0.09

5 结 论

在系统分析全桥串联谐振电路拓扑的基础上,采用控制电路与正负双极性直流高压输出主电路一体化设计,通过隔离、屏蔽和保护等措施,研制了一种输出电压 $\pm 0.5\sim\pm 10$ kV可调、最大平均功率约3 kW、输出 ± 10 kV下正负极性电压差小于0.1 kV的一体化直流高压充电电源。解决了目前双极性直流高压充电电源存在正负极性电压不平衡、采样控制信号与高压地未隔离问题,减小了电源体积,提高了电源的鲁棒性、可靠性和电磁干扰能力。通过试验证明,100多台充电电源同时工作给电容器充电,在储能18.3 MJ、单路放电电流最大540 kA的能库型脉冲功率装置放电产生的复杂电磁干扰环境下实现可靠稳定运行。

参考文献:

- [1] 苏建仓,王利民,丁永忠,等. 串联谐振充电电源分析及设计[J]. 强激光与粒子束, 2004, 16(12): 1611-1614. (Su Jiancang, Wang Limin, Ding Yongzhong, et al. Analysis and design of series resonant charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2004, 16(12): 1611-1614)
- [2] 樊生文,蔡斌峰,王泽庭. 基于串联谐振的电子束焊机灯丝电源的研究[J]. 电源技术, 2016, 40(5): 1113-1115,1121. (Fan Shengwen, Cai Binpeng, Wang Zeting. Research on series resonant electron beam welding filament power supply[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2016, 40(5): 1113-1115,1121)
- [3] 黄新波,刘斌,张周熊,等. 调频式串联谐振试验电源数字控制器设计[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(7): 138-142,155. (Huang Xinbo, Liu Bin, Zhang Zhouxiang, et al. Design of digital controller for frequency-tuned series resonance power source[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7): 138-142,155)
- [4] 钟和清,徐至新,邹云屏,等. 寄生电容对串联谐振电容器充电电源特性的影响[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 40-44. (Zhong Heqing, Xu Zhixin, Zou Yunping, et al. Effects of parasitical capacitors on charging characteristic of series resonant CCPS[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 40-44)
- [5] 廖永福,林磊,李傲,等. 移相串联谐振高压电容器充电电源谐振参数设计方法及其电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(16): 83-92. (Liao Yongfu, Lin Lei, Li Ao, et al. Resonant parameters design method and current control strategy of phase-shifted series resonant high-voltage capacitor charging power supply[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(16): 83-92)
- [6] 甘延青,宋法伦,李飞,等. 高功率重复频率脉冲充电电源设计与实验研究[J]. 强激光与粒子束, 2018, 30: 065003. (Gan Yanqing, Song Falun, Li Fei, et al. Design and experimental research of high power repetitive pulse charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2018, 30: 065003)
- [7] 刘坤,付荣耀,高迎慧,等. 高压高频充电电源控制系统的设计[J]. 强激光与粒子束, 2016, 28: 045001. (Liu Kun, Fu Rongyao, Gao Yinghui, et al. Design of control system of high voltage repetition frequency charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2016, 28: 045001)
- [8] 李伟,刘庆想,张政权. 恒功率输入恒流输出的电容器充电电源[J]. 强激光与粒子束, 2016, 28: 075003. (Li Wei, Liu Qingxiang, Zhang Zhengquan. Capacitor charging power supply with constant power input and constant current output[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2016, 28: 075003)
- [9] 高迎慧,史孝侠,严萍. 高功率密度电容器充电电源[J]. 强激光与粒子束, 2002, 24(4): 943-948. (Gao Yinghui, Shi Xiaoxia, Yan Ping. High power density capacitor charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2002, 24(4): 943-948)
- [10] 张小龙. 串联谐振软开关电容器充电电源研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2009: 5. (Zhang Xiaolong. Research on series resonant soft-switching capacitor charging power supply[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2009: 5)
- [11] 冯传均,何洪,戴文峰,等. 串联谐振高压电容充电电源设计及分析[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31: 055002. (Feng Chuanjun, He Yang, Dai Wenfeng, et al. Design and analysis of series resonant high voltage capacitor charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2019, 31: 055002)
- [12] 李波,赵娟,李洪涛,等. 一种新型等离子体磁控溅射镀膜电源设计[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31: 040020. (Li Bo, Zhao Juan, Li Hongtao, et al. Design of new power source for plasma magnetron sputtering coating[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2019, 31: 040020)