·脉冲功率技术·



# 正负双极性重复频率充电电源研制

冯传均, 伍友成, 何 决, 戴文峰, 付佳斌, 刘宏伟 (中国工程物理研究院, 流体物理研究所, 脉冲功率科学与技术重点实验室, 四川 编阳 621900)

摘 要: 针对紧凑型高功率脉冲驱动源的重复频率充电需求,开展了基于LC全桥串联谐振原理的恒流充 电技术研究,并根据紧凑型 Marx 脉冲功率源的工作方式开展了电源关键参数设计,完成了一种正负双极性充电 的紧凑型高压电源研制,实现 20 ms内对单边等效负载电容为 0.15 μF 的双极性 Marx 驱动源充电至±45 kV,平均 充电功率大于 15.5 kW。该电源采用单个高频高压变压器实现了正负双极性高电压同步输出;采用变压器、整 流电路、隔离保护电路、电压检测电路一体化绝缘封装设计,既减小了装置体积又降低了高压绝缘风险;通过 隔离保护、电磁屏蔽等设计有效解决了 Marx 发生器放电过程中瞬时高压信号对电源控制系统的干扰和损伤。

关键词:双极性输出;重频充电;串联谐振;脉冲功率技术
中图分类号:TM531.2
文献标志码: A doi: 10.11884/HPLPB202335.220301

# Development of a bipolar repetitive high voltage power supply

Feng Chuanjun, Wu Youcheng, He Yang, Dai Wenfeng, Fu Jiabin, Liu Hongwei (Key Laboratory of Pulsed Power, Institute of Fluid Physics, CAEP, Mianyang 621900, China)

**Abstract:** In view of the demand for repetitive charging of compact high-power pulse drive source, the constant current charging technology based on LC full bridge series resonant principle is studied, and the key parameters of the power supply are designed according to the working mode of compact Marx pulse power source. A compact high-voltage power supply with positive and negative bipolar charging is developed, charging the equivalent load capacitance of 0.15  $\mu$ F to ±45 kV within 20 ms, and the average charging power is greater than 15.5 kW. The power supply uses a single high-frequency high-voltage transformer to achieve positive and negative bipolar high voltage synchronous output; the integrated insulation packaging design of transformer, rectifier circuit, isolation protection circuit and voltage detection circuit is adopted, which not only reduces the volume of the device but also reduces the risk of high-voltage insulation; through the design of isolation protection and electromagnetic shielding, the interference and damage of the instantaneous high-voltage signal to the power control system during the discharge of the Marx generator are effectively solved.

Key words: bipolar output, repetitive charging, series resonant, pulse power technology

脉冲功率装置小体积、重频运行是当前高功率脉冲功率技术研究及应用的重要发展方向之一,其主要目标是 提高装置体积(重量)功率密度,以满足小型化、轻量化应用需求。紧凑型快 Marx 脉冲功率源因直接产生高压、无 需脉冲形成环节、体积尺寸小等优点,已被广泛应用于生物医学、便携式脉冲驱动源及电磁脉冲辐射等领域<sup>[1-2]</sup>。 储能单元快速重复充电是 Marx 脉冲功率源重复频率运行的前提条件,因此充电电源的性能在一定程度上决定了 脉冲功率源输出性能和重复工作频率<sup>[3-4]</sup>。对储能电容常见的充电方式主要有恒压充电和恒流充电。恒压方式常 采用充电电阻限制充电功率,充电电阻消耗了约 50% 的能量,因此大功率重频装置不适合采用该方式。LC 全桥 串联谐振以"等台阶"升压方式实现对电容的恒流充电,具有恒流输出、效率高、抗短路、带载能力强等优点,且易 于实现紧凑化设计,是较为理想的电容充电方式<sup>[5-7]</sup>。正负双极性充电的 Marx 发生器,开关数量相对单极性充电装 置可减少一半,使得结构更紧凑、回路电感更小,因此常用于紧凑型脉冲功率驱动源中。常规的大功率正负双极

<sup>\*</sup> 收稿日期:2022-09-26; 修订日期:2022-12-12 基金项目:国家自然科学基金项目(51807185) 联系方式:冯传均,fcj1314@126.com。 通信作者:伍友成,wuyoch@sina.com。

性高压充电电源大多采用正极性电源和负极性电源组合使用<sup>18</sup>,这种方式存在一定的不足:①电源控制单元、正/负极性高压输出单元分立设计,使得体积大、成本高;②电源组合使用,控制复杂,容易出现正负充电电压不同步或不平衡;③多台设备并联接地,工作时容易出现电磁互扰。这些问题导致此类电源体积庞大且在复杂电磁环境下无法可靠运行<sup>19</sup>。

本文针对双极性紧凑型 Marx 脉冲功率源的大功率正负高压重复频率充电需求,开展了基于 LC 全桥串联谐振与大功率高频高压变压器技术的正负双极性重频高压充电电源研制。该充电电源基于一体化、模块化、紧凑化设计思想,设计了大功率高频高压双绕组输出变压器,实现一体化正负高电压同步输出,通过对变压器、全桥整流电路、隔离保护电路、电压检测电路采取小型化设计、优化空间布局及环氧绝缘材料一体化封装,研制的高频高压模块实现高压电路全封闭、体积大幅减小。控制电路采用 DC-DC 隔离供电、金属盒屏蔽、接地、滤波等措施,减小模块间相互干扰。通讯控制信号采用电/光-光/电转换,实现物理隔离及远程控制,通过以上措施提高了充电电源对 Marx 脉冲功率源放电过程中产生的高频、高压信号的抗干扰能力,实现对 Marx 脉冲功率源正负双极性重频多脉冲充电。

### 1 充电电源设计需求

正负充电的 Marx 发生器电路如图 1 所示。其工作原理是:首先对储能电容器并联充电,然后再通过开关串联放电,从而使电压倍加而获得更高的脉冲电压输出<sup>[10-11]</sup>。Marx 发生器型脉冲功率源,采用正负极性充电,开关数量可减少一半,回路总电感更小;采用恒流充电和电感隔离方式,充电效率高,充电时间较短,适合较高重频工作;第一级开关采用外触发,其余为过电压自击穿开关,串联后输出负极性高压脉冲加载到负载。脉冲功率源的两组电容器等效电容量均为 0.15 μF,其对充电电源的要求是充电电压不低于 45 kV,具备 1~20 Hz 重频多脉冲运行能力,可实现远程控制,轮廓尺寸不超过 610 mm×420 mm×400 mm,重量不超过 65 kg。



图 1 正负充电的 Marx 发生器电路图

# 2 全桥串联谐振电路原理及工作特性分析

全桥串联谐振逆变电路原理如图 2 所示,由直流电压源 U<sub>1</sub>、滤波电容 C<sub>1</sub>、全桥逆变开关 Q<sub>1</sub>~Q<sub>4</sub>、续流二极管 VD<sub>1</sub>~VD<sub>4</sub>、谐振电容 C<sub>r</sub>、谐振电感 L<sub>r</sub>、高频升压变压器 TX<sub>1</sub>、高压全桥整流二极管 D<sub>1</sub>~D<sub>4</sub>、负载等效电容 C<sub>L</sub>等组 成。工作过程为:滤波后的直流电压经过逆变全桥转换为高频交流电压,通过升压变压器和 LC 谐振电路将电压 升高,后经全桥高频整流硅堆将高频交流电压变换为直流高压对负载电容进行充电。



图 2 全桥串联谐振逆变电路原理图

充电过程中,两组逆变开关Q<sub>1</sub>、Q<sub>4</sub>和Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub>交替导通,完成一个开关周期。一个开关周期包括两个谐振周期,根据谐振频率f<sub>r</sub>与开关频率f<sub>s</sub>的大小关系不同,电路有三种不同工作模式<sup>[12-13]</sup>

(1)当0<fs<fr/2时,为电流断续模式(DCM),整个过程中Q1~Q4工作在软开关状态,开通、关断均可实现零

电流, VD<sub>1</sub>~VD<sub>4</sub> 实现低损耗开通和关断;

(2)当 $f_r/2 \leq f_s \leq f_r$ 时,为电流连续模式(CCM),整个过程中 $Q_1 \sim Q_4$ 工作在硬开通、软关断状态,损耗和电磁干扰相对较小;

(3)当*f<sub>s</sub>>f<sub>r</sub>*时,为电流连续模式 CCM,整个过程中 Q<sub>1</sub>~Q<sub>4</sub>工作在软开通、硬关断状态,关断电流大,造成的损 耗和电磁干扰大。

通过上述分析比较,选取电流断续模式(DCM)作为本充电电源的工作方式,使开关工作在软开关状态,开通 和关断均实现了低损耗。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 有较好的抗短路能力。

#### 3 正负双极性电源电路设计

正负双极性电源电路系统组成如图 3 所示,由三相断路器、电磁干扰(EMI)滤波器、三相不控整流电路、缓冲 电路、滤波电路、全桥逆变电路、LC谐振电路、高频升压变压器、高压全桥整流及保护电路组成的主电路,实现交 流-直流-交流-升压-直流电压变换;基于 FPGA 主控电路、电压检测反馈电路、参数设置及显示电路、脉冲宽度调 制(PWM)控制及驱动电路组成的控制电路,实现 IGBT 开关的隔离驱动、电源的闭环控制及保护。



由电网输入的 380 V/50 Hz 三相交流电压经过 EMI 滤波后,由三相不控整流及滤波电容将交流电压转换为脉动直流电压,经过缓冲电路后,通过 IGBT 全桥逆变电路将直流电压又转换为高频交流电压,经过 LC 谐振电路谐振后,由高频高压变压器实现升压。变压器两个次级绕组参数相同,输出电压经过全桥整流后转换为脉动直流电压,实现对负载电容的充电。控制电路采用可编程逻辑阵列芯片(FPGA)为控制中枢,通过预设充电电压和充电时间值相结合,检测电源输出电压和谐振电流,完成充电闭环控制和过流保护。PWM 信号采用移相控制芯片(UCC3895)实现,并通过全桥驱动模块实现对 IGBT 驱动和故障保护。电源本地控制采用触摸屏设置和显示充电电压、充电时间、重复频率、脉冲个数、充电启动信号等参数;远程控制时上位机和电源通过光纤串口进行通讯,采用人机交互界面设置和显示电源相关参数。

#### 3.1 功率器件设计

输入交流 380 V 经三相不控全桥整流及滤波电路后,将交流电压转换为脉动直流电压,其峰值约为 537 V,考虑电网电压约±10% 的波动,即输入直流电压变化范围为: $V_{in,min}$ =486 V, $V_{in,max}$ =594 V。考虑浪涌尖峰电压等因素影响,整流器件参数按照最大电压的 2 倍选取,整流器件的额定电压  $V_D$ =1188 V。为了给 Marx 功率源气体开关预留足够的恢复时间,设计考虑充电时间(t)为 20 ms,则电源平均充电电流: $I_{out}=C_LV_{out}/t=0.675$  A,最大峰值功率:  $P_{out}=I_{out}V_{out}=30.375$  kW。电源效率  $\eta$  取 0.85,电源的最大输入功率: $P_{in,max}=P_{out}/\eta=35.74$  kW,整流器件正向平均输入电流: $I_D=2P_{in,max}/V_{in,min}=147$  A。根据上述计算结果,三相不控制整流桥模块参数选择为额定工作电压 1200 V、额定电流 300 A,逆变全桥选用 4 只 1200 V/300 A 的 IGBT 组成。由于恒流充电电源的平均充电电流大小与滤波电源 C<sub>1</sub>端的电压成正比,采用大容量电解电容对整流输出的脉动电压进行滤波,以稳定母线电压。电容脉动电压波动 按照最大 5% 设计,则 ΔU=29.7 V,根据计算滤波电容采用 4 只 4700 μF/1200 V 的电解电容并联满足要求,电容放电电阻选用 1.5 kΩ/300 W 的线绕电阻。

## 3.2 高频高压变压器设计

根据设计要求,当*V*<sub>in,min</sub>=486 V时,输出电压幅值不低于 45 kV,即变压器初次级匝数比不小于 92,那么当 *V*<sub>in,max</sub>=594 V,变压器最高输出电压可达到 55 kV。高频高压变压器作为电源的重要组成部分,有着隔离、传递能 量、升压的作用,相较于工频变压器,高频变压器体积可减小数倍,但漏感、分布电容、绝缘及磁芯的选择变得更 加复杂。经综合考虑选用铁氧体磁芯,依据电源最大输出功率,通过面积乘积法(AP)选取磁芯<sup>[14]</sup>, AP 法计算公式 如下:

$$AP = A_e A_w = \left[\frac{P_o(1+\eta) \times 10^4}{\eta K_0 K_C f_s B_m j}\right]^{\frac{1}{1+\chi}} = 2180$$
(1)

$$N_1 = \frac{V_{in,\max} \times 10^4}{K_0 f_s A_e B_m} = \frac{537 \times 10^4}{4 \times 18\ 000 \times 24 \times 0.2} = 15$$
 (2)

式中: *A*e为磁芯横截面积(cm<sup>2</sup>); *A*w为磁芯窗口面积(cm<sup>2</sup>); *P*0为变压器输出功率(W); η为变压器效率, 取值为 0.9; *K*0为比例系数, 正弦波为 4.44, 方波为 4; *K*C为窗口有效利用系数, 取值 0.15; *f*s为开关工作频率(Hz), 值为 18000; *B*m为磁芯工作磁通密度(T), 取值位 0.2; *j*为导线电流密度系数, 选择 UF 磁芯, 取值为 350; *X*为磁芯结构常数选 择 UF 磁芯, 取值为-0.12。通过 AP 公式计算值为 2180 cm<sup>4</sup>, 最终选择两付 UF130 铁氧体磁芯并联, *A*e 值为 24 cm<sup>2</sup>, 其 *AP* 值为 2453 cm<sup>4</sup>。变压器初级绕组匝数 *N*1 由公式(2)计算得 15 匝。变压器绕组结构如图 4 所示, 初/次级绕组 采用同心式结构, 两组参数相同的绕组分别套装在 UF 型磁芯左右两端, 为了绝缘方便, 初级绕组为低压绕组紧靠 着磁芯, 次级绕组为高压绕组套装在初级绕组的外面, 中间用绝缘材料骨架隔开。初级绕组采用多股利兹线代替 单芯漆包线, 并采用 8 线并绕, 层数为单层, 宽度覆盖整个绝缘骨架, 两个初级绕组并联使用。次级绕组两个匝数 为 1380 匝, 线径、电感量等参数均一样。采用分层分段绕制, 可减小变压器的高频漏感和分布电容, 两个绕组输 出分别连接全桥整流后输出正负极性电压。整流桥输出端连接由吸收电阻和隔离硅堆组成的保护电路以及电压 检测电路。为了减小电源体积, 变压器、整流电路、保护电路及电压检测电路采用绝缘材料整体灌封。



Fig. 4 Structure diagram of transformer core and winding 图 4 变压器绕组结构示意图

#### 3.3 谐振元件参数设计

LC 谐振参数是决定充电电源性能的关键因素之一。谐振电容 Cr、谐振电感 Lr 及谐振阻抗 Z 的计算公式如下[15]

$$C_{\rm r} = NC_L \Delta U_L f_c / (4U_{in} f_r) \tag{3}$$

$$L_r = U_{\rm in} / \left( N \pi^2 C_L \Delta U_L f_c f_r \right) \tag{4}$$

$$Z = \sqrt{L_r/C_r} \tag{5}$$

式中: C<sub>L</sub> 为负载电容; ΔU<sub>L</sub> 为负载电容每次放电电压下降值, 完全放电时就等于负载电容充电电压; f<sub>c</sub> 为电源重复 充电频率; U<sub>in</sub> 为逆变桥输入电压。根据电源的设计要求, 对等效电容量 0.3 μF 的负载电容器充电至 45 kV, 充电时 间 20 ms, 等效  $f_c$ 为 50 Hz, 开关频率  $f_s$ 为 18 kHz, 谐振频率  $f_r$ 为 38 kHz,  $U_{in}$ 选取逆变桥输入下限电压为 486 V,  $\Delta U_L$ =45 kV, 计算得  $C_r$ =0.85  $\mu$ F,  $L_r$ =20.6  $\mu$ H, Z=4.93  $\Omega$ , 谐振电容采用多只 0.1  $\mu$ F/1200 V 的金属化聚丙烯膜电容 (CBB22)并联实现;谐振电感充分利用变压器原边的漏感,最大程度减小谐振电感值,从而减小谐振电感体积,剩 余部分采用多股利兹线绕制在空心绝缘骨架上来实现。

#### 3.4 抗电磁干扰设计

电磁干扰耦合的途径主要有两种:一种是传导耦合,即电磁干扰通过导电通路传输到受扰设备,常见为电容性 耦合和电感性耦合;另一种是辐射耦合,即干扰源产生的空间辐射通过特定耦合零级将干扰传递给受扰设备,其中 天线耦合、导线感应耦合、闭合回路耦合和孔缝耦合是四种常见的耦合路径。针对传导耦合干扰,主要采用隔离 措施减小干扰;针对辐射耦合干扰,主要采用接地和屏蔽措施减小干扰。为提高电源系统的电磁兼容性,主要采取 措施包括:(1)采用电源 EMI 滤波器对输入 380 V 和 220 V 交流电压进行滤波处理,滤除电网上的工频和高频谐波 干扰;(2)控制供电电源经过 AC-DC 转换为所需直流电压以后,再经过多路隔离 DC-DC 转换后对各个功能模块供 电,实现功能模块地电位悬浮,减小相互干扰;(3)控制模块 DC 电源线、PWM 驱动输出信号线,均采用双绞线方 式,减小信号线上的差模耦合;(4)在控制信号线上加高频磁环绕制的共模抑制器,实现对高频干扰信号的抑制; (5)通过 IPO EM-U1-P1-U1 型电磁隔离模块对反馈电压信号进行隔离传输,抑制地线上高频信号的干扰,从而保护 FPGA 及控制电路;(6)上位机和电源的控制模块通讯信号通过电/光和光/电转换,实现信号物理隔离,避免上位机 被干扰或损坏;(7)电源控制系统安装在屏蔽金属盒内,固定在电源机箱内部,位置尽量靠近低压端;(8)电源机箱 外壳接大地,防止外部设备的干扰对电源造成影响。

#### 3.5 保护电路设计

电源具有过电流、过电压及正负电压不平衡三种保护。电流保护通过电流传感器检测逆变谐振主回路电流, 该电流信号转换成电压信号后通过高速运放与设定电流基准进行比较,当电流大于设定保护电流时,电源控制模 块停止输出 PWM 信号,电源输出停止并进入保护状态。电压保护通过电压检测模块检测电源输出的正/负高压幅 值,电压检测模块采用电阻分压,高压端和低压端阻值分别为 200 MΩ、20 kΩ,反馈端 RC 响应时间小于 100 μs,采 样电压 0~±5 V 经过变压器隔离后通过高速运放与设定电压基准进行比较,当电压大于设定电压或者正负电压压 差大于 250 V 时,控制模块停止输出 PWM 信号,电源输出停止并进入保护状态。还有一种过电压来自于 Marx 脉 冲功率源电容放电时,在电源输出端会产生一个高电压尖峰和反峰电压,通过在正/负输出端顺向串联一只耐压大 于 2 倍输出电压的高压高频硅堆,并在硅堆后端并联一只耐压 2 倍输出电压的高压高频硅堆,实现吸收尖峰电压 和泄放反峰电压。

#### 4 电源研制及实验结果

根据设计和计算结果,研制了一台正负双极性重频高压 充电源样机,如图 5 所示。电源采用三相交流 380 V 供电,可 重频工作、同步输出正负双极性高压。控制系统采用以 FPGA 为控制中枢的 PWM 方式,通过触摸屏、串口通讯、上位机界 面使电源满足现场控制和远程控制功能,电源尺寸为:600 mm× 420 mm×400 mm,重量小于 60 kg。

#### 4.1 电源单次充放电实验

采用该充电电源对 Marx 脉冲功率源装置进行单次充电 实验,功率源采用正负双极性充电,单边等效电容量为0.15μF。 电源输入交流整流后电压幅值约为582 V,设定电源输出电 压为45 kV、充电时间为18 ms,采用电流线圈测试变压器原 边串联谐振电流,采用阻容分压器测量输出电压,测得输出



Fig. 5 Prototype of bipolar repetition frequency high voltage pulse charging source图 5 双极性重频高压充电电源样机

电压及谐振电流波形如图 6 所示。谐振电流峰值约 220 A,在 15 ms内电容充电电压达到 45 kV,电充电源停止输出,闭环控制电路及电源设计参数得到验证。

#### 4.2 电源重频充电实验

在单次充电性能验证后,对该充电电源进行了重频实验。按照 Marx 脉冲功率源设计的工作频率 20 Hz, 对重



Fig. 6 Experimental waveform of power supply voltage and resonant current 图 6 输出充电电压及谐振电流实验波形

频脉冲电源的工作参数进行了设置,其中20 Hz 重频连续10 脉冲工作的输出电压及谐振电流波形如图7 所示,正 负电压误差小于0.5%。该测试结果和计算结果符合得较好,满足本文双极性 Marx 脉冲功率源的重频充电需求。 目前该电源已集成于紧凑 Marx 重频脉冲功率源中,实现了重频稳定运行,并应用于电子束及微波二极管等实验研 究中。





# 5 结 论

本文针对重频 Marx 脉冲功率源的双极性充电需求,采用基于全桥 LC 串联谐振充电技术的双极性高压充电电源方案,对滤波电容、逆变全桥、谐振参数、高频高压升压变压器以及控制保护电路等开展了详细设计,研制了一 台双极性重频高压充电电源样机。该电源具有紧凑化、模块化特点,重量不超过 60 kg,实现了 20 ms内对两组 0.15 µF 脉冲电容器负载分别充电至正负 45 kV,平均功率大于 15.5 kW,并验证了 20 Hz 的重频工作能力。该充电 电源已成功应用于紧凑型 Marx 脉冲功率源研制中,并作为重频电子束及二极管实验研究平台,运行稳定可靠。

#### 参考文献:

[1] 曾正中. 实用脉冲功率技术引论[M]. 西安: 陕西科学技术出版社, 2003. (Zeng Zhengzhong. Introduction to practical pulse power technology[M]. Xi'an: Shaanxi Science and Technology Press, 2003)

- [2] 伍友成, 何決, 戴文峰, 等. 高功率紧凑型重频快Marx脉冲驱动源[J]. 强激光与粒子束, 2017, 29: 055003. (Wu Youcheng, He Yang, Dai Wenfeng, et al. High power compact repetitive fast Marx pulsed power source[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2017, 29: 055003)
- [3] 刘劲东,何大勇,杨兴旺,等.双谐振拓扑高压脉冲电容器充电电源[J].强激光与粒子束, 2019, 31: 040021. (Liu Jindong, He Dayong, Yang Xingwang, et al. High voltage pulse capacitor charging power supply based on double resonant topology[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2019, 31: 040021)
- [4] 朱鑫淼. 串联谐振充电电源设计[D]. 大连: 大连理工大学, 2014. (Zhu Xinmiao. The design of series resonant charging power supply[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2014)
- [5] 李振超, 张立林, 宋耀东, 等. 申联谐振软开关高压充电电源仿真与设计[J]. 电光系统, 2008(3): 54-58. (Li Zhenchao, Zhang Lilin, Song Yaodong, et al. Simulation and design of series resonant soft switching high voltage charging power supply[J]. Electronic and Electro-Optical Systems, 2008(3): 54-58.
- [6] 杨实,任书庆,来定国,等.大功率高压恒流充电源研制[J]. 强激光与粒子束, 2015, 27: 095006. (Yang Shi, Ren Shuqing, Lai Dingguo, et al. High power high voltage constant current capacitor charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2015, 27: 095006)
- [7] 杨小卫, 严萍, 孙鹞鸿, 等. 35kV/0.7A高压变频恒流充电电源[J]. 高电压技术, 2006, 32(5): 54-56,76. (Yang Xiaowei, Yan Ping, Sun Yaohong, et al. 35 kV/0.7 A high voltage variable frequency constant current capacitor charging power supply[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(5): 54-56,76.
- [8] 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.)
- [9] 李波, 赵娟, 李洪涛, 等. 正负双极性直流高压充电电源设计[J]. 强激光与粒子束, 2022, 34: 095016. (Li Bo, Zhao Juan, Li Hongtao, et al. Design of bipolarity DC high voltage charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2022, 34: 095016)
- [10] 韩旻, 邹晓兵, 张贵新. 脉冲功率技术基础[M]. 北京: 清华大学出版社, 2010. (Han Min, Zou Xiaobing, Zhang Guixin. Basis of pulse power technology[M].
   Beijing: Tsinghua University Press, 2010)
- [11] 王莹, 孙元章, 阮江军, 等. 脉冲功率科学与技术[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2010. (Wang Ying, Buo Yuanzhang, Ruan Jiangjun, et al. Science and technology on pulse power[M]. Beijing: Beihang University Press, 2010)
- [12] 钟和清,徐至新,邹云屏,等. 软开关高压开关电源设计方法的研究[J]. 高电压技术, 2005, 31(1): 20-22,37. (Zhong Heqing, Xu Zhixin, Zou Yunping, et al. Research of the design method for the high voltage soft switching power supply[J]. High Voltage Engineering, 2005, 31(1): 20-22,37)
- [13] 曾江涛, 孙凤举, 许日, 等. 50kV/4A输出高压恒流电源[J]. 强激光与粒子束, 2000, 12(1): 111-114. (Zeng Jiangtao, Sun Fengju, Xu Ri, et al. 50kV/4A high voltage constant current supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2000, 12(1): 111-114)
- [14] 沙占又,马洪涛. 基于AP法选择高频变压器磁心的公式推导及验证[J]. 电源技术应用, 2011, 14(11): 9-13. (Sha Zhanyou, Ma Hongtao. Derivation and validation of formula to select the high-frequency transformer magnetic core based on AP method[J]. Power Supply Technologies and Applications, 2011, 14(11): 9-13)
- [15] 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)