

直流真空断路器快速斥力机构电源系统设计

刘晓明¹, 宋柏阳¹, 陈海¹, 姜文涛², 陈军平³, 邹积岩⁴

(1. 河北工业大学电气工程学院, 智能配用电装备与系统全国重点实验室, 河北省现代电工装备可靠性与智能化国际联合研究中心, 天津 300401; 2. 天津工业大学机械工程学院, 天津 300387; 3. 成都旭光电子股份有限公司, 成都 610500; 4. 大连理工大学电气工程学院, 辽宁 大连 116024)

摘要:为解决真空断路器快速斥力机构可靠供电问题,文中设计了市电输入条件下快速斥力机构双级充电电源软硬件系统。其中,硬件系统主电路包括前级功率因数校正(power factor correction, PFC)电路、后级半桥 LLC 谐振变换器以及基于 LLC 控制芯片 NCP1399 的反馈回路。基于仿真软件 Cadence17.4 分别对 PFC 电路、LLC 谐振变换器进行闭环仿真分析与验证。样机软硬件系统实验结果表明,该电源系统可实现 254~820 V 宽电压范围连续可调直流输出,直流电流 0.1~0.5 A 连续可调,输出电压纹波因数为 2.93%,样机满载效率可达 93.7%。将所设计电源样机用于自主搭建的 10 kV/15 kA 直流真空断路器实验系统,能够实现充放电开关的可靠控制。

关键词: 直流电源充电系统; 直流真空断路器; 快速斥力机构; PFC; LLC 谐振变换器

Design of Power Supply for Fast Repulsion Operating Mechanism of DC Vacuum Circuit Breaker

LIU Xiaoming¹, SONG Boyang¹, CHEN Hai¹, JIANG Wentao², CHEN Junping³, ZOU Jiyan⁴

(1. State Key Laboratory of Intelligent Power Distribution Equipment and System, Hebei International Joint Research Center for Reliability and Intelligence of Modern Electrical Equipment, School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300401, China; 2. School of Mechanical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China; 3. Chengdu Xuguang Electronics Co., Ltd., Chengdu 610500, China; 4. School of Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Liaoning Dalian 116024, China)

Abstract: For solving the reliable energy supply of the fast repulsion operating mechanism of vacuum circuit breaker, a two-stage charging electric supply software and hardware system is designed for the fast repulsion operating mechanism under the condition of commercial electric input. The main circuit of the hardware system includes a front-stage power factor correction (PFC) circuit, a rear-stage half-bridge LLC resonant converter, and a feedback loop based on the LLC control chip NCP1399. The closed-loop simulation analysis and verification of the PFC circuit and LLC resonant converters are performed based on the simulation software Cadence17.4. The experimental results of the software and hardware system of the prototype show that the DC output can be continuously adjusted in a wide voltage range of 254~820 V, the DC current is continuously adjustable from 0.1~0.5 A, the output voltage ripple factor is 2.93%, and the full-load efficiency of the prototype can reach 93.7%. The designed electric supply prototype is used in the self-built 10 kV/15 kA DC vacuum circuit breaker experimental system, which can achieve reliable control of charge and discharge switches.

Key words: DC power charging system; DC vacuum circuit breaker; fast repulsion mechanism; PFC; LLC resonant converter

收稿日期:2026-02-01; 修回日期:2026-04-09

基金项目:国家自然科学基金面上项目(52177155);河北省硕士在读研究生创新能力培养资助项目(CXZZSS2022048)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China Under Grant(52177155), Hebei Province Master's Student Innovation Ability Training Funding Project(CXZZSS2022048).

0 引言

真空断路器作为电力系统保护安全卫士,其动作可靠性与快速性直接影响所在系统的运维安全^[1-2]。相比于断路器其他操动机构,如弹簧机构、永磁机构与液压机构等,永磁斥力机构具有动作速度快、响应及时等优点,是国内外关注热点^[3]。为满足断路器操动机构可靠动作,有必要设计一种宽电压输出范围、适配多工况场景的操动机构充电电源。

通常,操动机构充电单元的实现主要通过驱动电源为电解电容器充电或电源为蓄电池充电两种途径。当驱动电源采用线性电源时,此类电源通过变压器调整输出电压幅值。然而,这种电源转换效率仅为30%~55%,结构上存在变压器体积大且运行过程中存在发热严重等问题^[4]。近年来,小型化、高技术参数开关电源逐渐成为传统线性电源的有效替代,且在工业设备^[5-6]、电力领域^[7-8]等多方面应用广泛。其中,文[9]针对真空断路器永磁机构蓄电池组,设计一种多模式充电的充电电源,输出电压实现350~400 V连续可调。文[10]提出一种可应用于蓄电池充电的双电压整流调制DC/DC转换器,实现输出电压150~400 V可调。文[11]针对蓄电池组提出了一种采用三段式混合控制的LLC变换器,该变换器输出直流电压200~450 V。文[12]针对真空断路器永磁机构,设计了一种为电容器直接充电的电源系统,以反激变换器拓扑为主电路,充电电压范围为300~400 V。文[13]针对真空断路器永磁机构储能电容,设计了一种LCC谐振变换器,输出直流电压380 V。文[14]针对光控模块式真空断路器操动机构,设计了一种反激式充电电源,为分闸电容直接供电,实现300~400 V输出直流电压连续可调。

为满足高技术参数、可靠服役性能真空断路器的工程需要,文中针对快速斥力机构可靠操作需求,设计一种输出电压和输出电流均可调的机构充电电源,且该电源实现宽电压输出,可调范围大于550 V,以适配多电压等级快速斥力机构电源需求。

为提高输入电能质量及宽范围电压输出,高压电源主电路设计采用前级功率因数校正(power factor correction, PFC)电路、后级半桥LLC谐振变换器的双级电路架构;采用LLC控制芯片NCP1399,通过设计电压、电流反馈电路实现了稳压与恒流功能。针对自主设计电源系统最高输出电压820 V,在仿真分析基础上,制作样机并进行测试实验,以得到输出电压、电流等性能参数变化曲线;并将所

设计电源系统样机用于10 kV/15 kA直流快速斥力机构真空断路器操动实验中,得到运动特性曲线,以实现断路器操动机构可靠储能供给。

1 电源系统电路设计与实现

所设计直流真空断路器快速斥力机构用双级高压电源系统,见图1,主要包括高压电源板本体、电源开关单元和分闸充电电容3部分。其中,高压电源板本体部分将市电输入通过整流滤波电路输入至PFC电路中,半桥LLC谐振变换器将PFC电路输出电压转换成直流输出,反馈回路检测输出电压、电流值,并根据输出需要调节输出电压电流。分闸电解电容作为储能单元,与高压电源板本体部分共同构成快速斥力机构充电单元。电源开关单元包含电源充放电开关以及晶闸管单元两部分。充放电开关控制高压电源板向分闸电解电容储能单元充电,晶闸管单元控制充电单元向快速斥力机构分闸线圈提供电能。

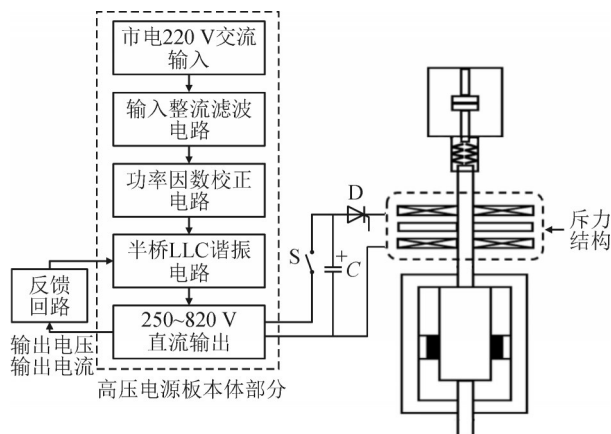


图1 直流真空断路器快速斥力机构电源系统

Fig. 1 The power system of the fast repulsion mechanism of the DC vacuum circuit breaker

1.1 功率因数校正电路

PFC电路可降低市电中高脉冲电流对电源设备中易损器件的冲击,同时实现理想状态下输入电流为纯电阻式负载的电流^[15]。研究表明,Boost拓扑结构在当下PFC应用研究中最常见,且搭建该电路时所需器件数量少于其他拓扑结构^[16]。

Boost-PFC变换器工作模式根据拓扑中电感电流是否连续分为以下3种模式:①断续模式(DCM);②连续模式(CCM);③临界连续模式(CRM)。其中,CCM模式下电感电流连续,具有最低的峰值电流与有效值,能有效减少功率器件电流应力^[17]。因此,文中采用工作于CCM模式下Boost-PFC拓扑结构,见图2。

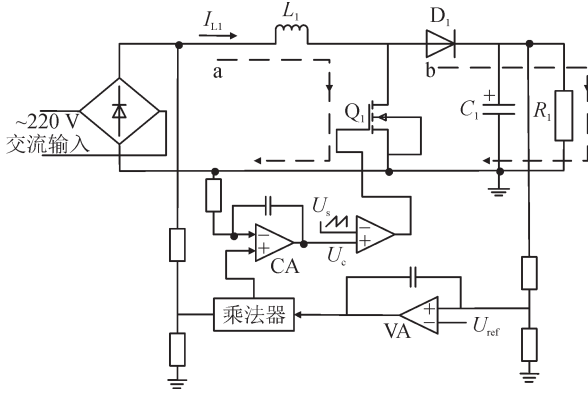


图2 Boost-PFC拓扑工作原理

Fig. 2 Working principle of Boost-PFC

1.2 LLC谐振变换器电路

LLC谐振变换器包含全桥LLC谐振变换器和半桥LLC谐振变换器两种基本拓扑结构,其中,半桥LLC谐振变换器拓扑适用于电压宽输出范围要求^[18]。半桥LLC谐振变换器原理见图3。

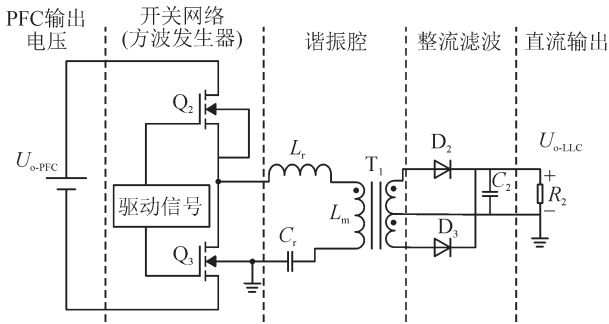


图3 半桥LLC谐振变换器原理

Fig. 3 Principle of half-bridge LLC resonant converter

半桥LLC谐振变换器包括前级PFC输出、开关网络、谐振腔、整流滤波电路和直流输出部分。开关网络中,占空比接近50%的驱动信号控制 Q_2 和 Q_3 两个开关管交替导通,将前级PFC电路输出的直流电压转变为方波电压信号。谐振腔对方波中基波分量响应,输出正弦波。整流滤波电路中二极管 D_2 和 D_3 将变压器次级绕组上正弦电压转变为直流电压,滤波电容 C_2 用以去除高频谐波。

1.3 双级高压电源板主电路关键参数设计

参数设计包括前级PFC中升压电感、后级半桥LLC谐振变换器励磁电感、谐振电感与谐振电容。

1.3.1 PFC升压电感参数计算

为保证PFC工作于CCM模式下,电感越大越好。但电感过大,易出现磁饱和,可能导致电感开路、烧毁开关管引发爆炸。因此,实际选取电感量时需考虑一定阈值。电感线圈峰值电流 $I_{L1-peak}$ 、线圈电流有效值 I_{L1-rms} 、电感量值 L_1 计算如下:

$$I_{L1-peak} = \frac{\sqrt{2} \times P_o}{\mu_L \times U_{i-min}} = \frac{\sqrt{2} \times 600}{0.9 \times 198} = 4.76 \text{ A} \quad (1)$$

$$I_{L1-rms} = \frac{P_o}{\mu_L \times U_{i-min}} = \frac{600}{0.9 \times 198} = 3.37 \text{ A} \quad (2)$$

$$L_1 = \frac{U_{i-min}^2 (U_{o-PFC} - \sqrt{2} U_{i-min}) / U_{o-PFC}}{2 \times I\% \times f_{s-PFC} \times P_o \times \mu_{PFC}} = 453 \text{ } \mu\text{H} \quad (3)$$

式(1)-(3)中:市电输入电压 U_{i-min} 最低值设定198 V; $I\%$ 为最大峰峰电流值与峰值电流值之比(一般取25%~45%),本设计取35%; μ_L 为电感器件效率(取0.9); μ_{PFC} 为PFC电路工作效率(取0.93); f_{s-PFC} 为PFC电路工作频率(取65 kHz); U_{o-PFC} 为PFC电路输出电压(取396 V);求得电感 $L_1 = 453 \text{ } \mu\text{H}$,实际电路设计中选取 $L_1 = 500 \text{ } \mu\text{H}$ 。

1.3.2 半桥LLC谐振变换器谐振腔参数计算

半桥LLC谐振变换器输出功率 P_{o-LLC}

$$P_{o-LLC} = U_{o-LLC \max} \times I_{o-LLC \max} = 410 \text{ W} \quad (4)$$

式(4)中,最大输出电压 $U_{o-LLC \max} = 820 \text{ V}$,最大输出电流 $I_{o-LLC \max} = 0.5 \text{ A}$ 。输入主变压器电流平均值与励磁电感量为

$$I_{in-trans} = \frac{P_{o-LLC}}{\mu_L \times U_{o-PFC}} = 1.14 \text{ A} \quad (5)$$

$$L_m = \frac{U_{o-PFC} \times D_{\max}}{f_{s-trans} \times I_{in-trans}} = 315.79 \text{ } \mu\text{H} \quad (6)$$

式(5)、(6)中,选取励磁电感量 $L_m = 320 \text{ } \mu\text{H}$ 。在半桥LLC谐振变换器中,存在关系 $\gamma = L_r / L_m$ 。工程实际中, $\gamma = 0.23$,谐振电感 L_r 计算值73.2 μH ,选取 $L_r = 74 \text{ } \mu\text{H}$ 。

设定LLC谐振变换器电路最低谐振频率 $f_r = 85 \text{ kHz}$ 。最高输入电压增益与输出电压250 V时负载等效电阻分别为

$$G_{\max} = 2n \times \frac{(U_{o-LLC} + 0.7)}{U_{i-min}} = 34.15 \quad (7)$$

$$R_L = \frac{U_{o-LLC \min}^2}{P_{o-LLC}} = 157 \text{ } \Omega \quad (8)$$

式(7)、(8)中,LLC谐振变换器最小输出电压 $U_{o-LLC \min} = 250 \text{ V}$ 。

反射电阻与MOSFET零电压开通品质因数

$$R_{ac} = n^2 \frac{8}{\pi^2} R_L = 2160.15 \text{ } \Omega \quad (9)$$

$$Q = \frac{0.95}{3 \times G_{\max}} \sqrt{3 + \frac{G_{\max}^2}{G_{\max}^2 - 1}} = 0.018 \quad (10)$$

谐振电容 C_r 为

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r R_{ac} Q} = 47 \text{ nF} \quad (11)$$

1.4 主控芯片选择及反馈部分设计

采用电流控制模式的LLC主控芯片,NCP1399应用于中高功率电源系统中,解决了LLC控制IC只有电压变频模式的不足,在提高电源工作效率的同

时,降低了待机电耗^[19]。为此,文中选择NCP1399作为主电路控制芯片。

反馈部分是控制电参量输出范围、保证输出电压电流稳定、保护电源系统的核心。基于电流控制模式,设计了电压外环、电流内环反馈部分拓扑,结合主控芯片反馈输入端,实现对输出电压和电流监控,以及宽范围、高幅值电压输出与输出电流连续可调。

1.4.1 电压反馈原理

电压反馈拓扑见图4。其中,12 V电源为运放 $U_{7.1}$ 供电,根据分压原理运算放大器3端电压 U_{3-ref} 为稳定的6 V直流电压。调节滑动变阻器 R_{T2} 改变下拉电阻的总阻值,上拉电阻与下拉电阻所在支路上电流(输出电流)不变,即可调整输出电压。在此瞬间运算放大器2端电压受下拉电阻值变化影响,与3端基准电压并不相等,运放1端输出一个高(低)电平信号,电平信号通过控制光耦器件中发光二极管亮度,从而控制光耦器件中三极管的电流大小,与三极管相连接的LLC主控芯片根据流过三极管的电流大小实时调整输出频率实现输出稳压。输出电压 U_{o-LLC} 为

$$U_{o-LLC} = \frac{6 \times (R_{59} + R_{T2} + R_{55} + R_{56} + R_{57} + R_{58})}{R_{59} + R_{T2}} \quad (12)$$

选取 R_{T2} 在0~50 k Ω 可调, R_{55} 、 R_{56} 、 R_{57} 、 R_{58} 的值均为750 k Ω , $R_{59} = 22$ k Ω 。设计电压反馈拓扑,实现输出电压理论值在256~824 V连续可调。

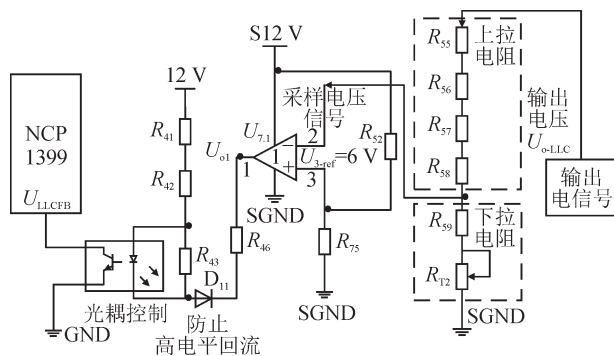


图4 电压反馈原理

Fig. 4 The principle of voltage feedback

1.4.2 电流反馈原理

设计电流反馈见图5。 $U_{7.1}$ 与 $U_{7.2}$ 均为运放器件LM2904中一部分,12 V电压仍为运放 $U_{7.2}$ 供电,同时 R_{61} 、 R_{64} 、 R_{T1} 组成的下拉电阻与 R_{14} 分压,下拉电阻电压为运放5端电压是运放 $U_{7.2}$ 基准电压,6端电压为电流检测电阻上电压。

当输出电流需要改变时,通过调节 R_{T1} 改变下拉电阻阻值,根据分压原理运放5端的基准电压值变化,但6端电压值在调整下拉电阻的瞬间不突变,

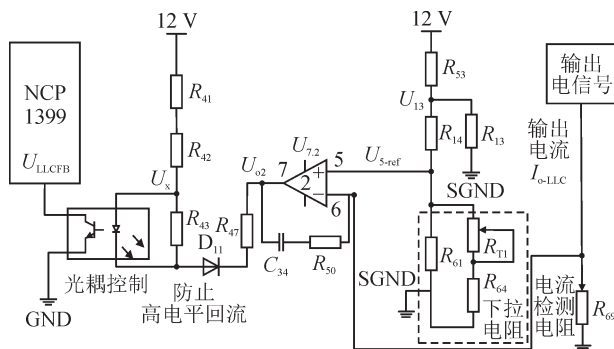


图5 电流反馈电路

Fig. 5 The circuit of current feedback

在该瞬间比较器输出一个高(低)电平,电平信号通过控制光耦器件中三极管电流大小,控制芯片实时调整输出频率以稳定调整后的输出电流。

电流反馈拓扑中,电流检测电阻 $R_{69} = 0.2 \Omega$, R_{13} 、 R_{14} 、 R_{53} 均为27 k Ω , $R_{61} = 700 \Omega$ 、 $R_{64} = 105 \Omega$, R_{T1} 选取0~1.2 k Ω 滑动变阻器,根据分压原理 $U_{13} = 6$ V。当 $R_{T1} = 0$ 时,下拉总电阻为91 Ω ,运算放大器5端基准电压为

$$U_{5-ref} = \frac{91}{91 + 27\,000} \times 6 = 0.02 \text{ V} \quad (13)$$

LLC输出电流为

$$I_{o-LLC} = \frac{U_{5-ref}}{R_{69}} = 0.1 \text{ A} \quad (14)$$

$R_{T1} = 1.2$ k Ω 时,下拉总电阻455 Ω ,5端基准电压为

$$U_{5-ref} = \frac{455}{455 + 27\,000} \times 6 = 0.1 \text{ V} \quad (15)$$

LLC输出电流为

$$I_{o-LLC} = \frac{U_{5-ref}}{R_{69}} = 0.5 \text{ A} \quad (16)$$

通过设计电流反馈拓扑,实现输出电流0.1~0.5 A连续可调。

2 仿真与实验结果分析

2.1 高压电源板仿真分析

根据控制要求,结合经济性与可靠性,PFC电路主控制芯片采用NCP1654电源芯片。利用Cadence17.4软件对输入整流部分与PFC电路进行闭环仿真分析,见图6。

U_3 和 R_5 以及 U_{21} 模拟NCP1654芯片中振荡信号;计算器 E_2 检测 R_3 上反馈电压;根据所检测反馈电压输出逻辑高电平或低电平。将振荡信号与逻辑电平进行与运算,输出一个高电平或低电平信号,此时该信号即具备PWM功能。PWM信号再与特定门限电压1 V比较,最终在运放7端输出开关管 Q_1 的驱动电压。PFC电路升压电感电流波形见

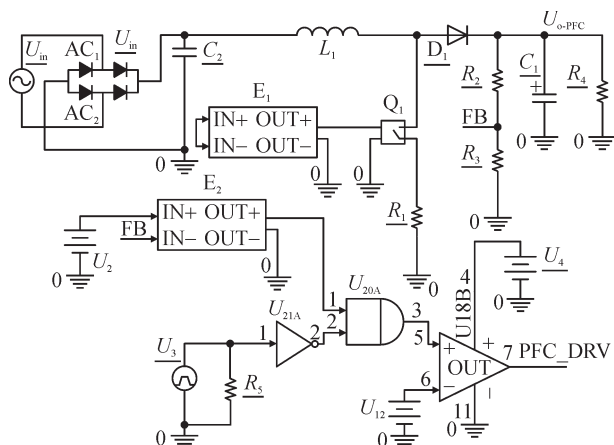


图6 输入整流电路及PFC电路仿真

Fig. 6 The simulation of input rectifier circuit and PFC circuit

图7. PFC电路升压电感电流 I_{L1} 在工作周期内始终连续,符合CCM工作模式,电感峰值电流为5.537 A,当放大电感电流波形时发现电感电流波形为周期15 μs 的三角波,工作周期符合PFC电路工作频率。MOSFET漏极与栅极电压仿真波形见图8。

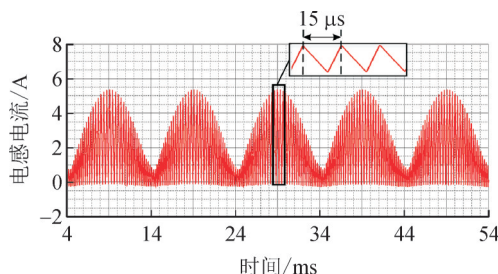
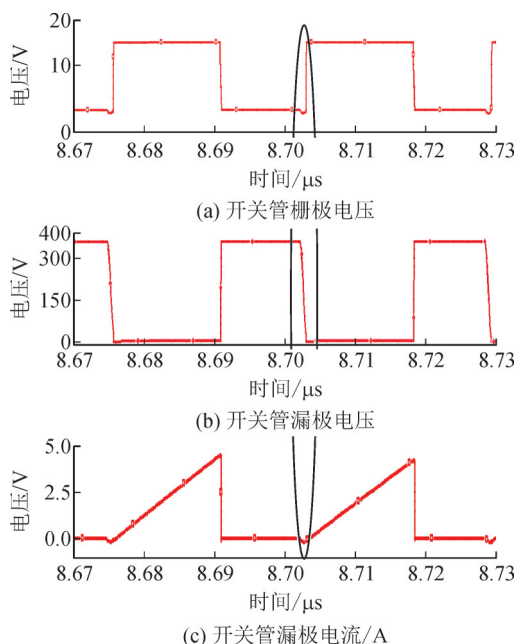


图7 PFC电路升压电感电流波形

Fig. 7 Boost inductor current waveform of PFC circuit

图8 MOSFET Q_1 栅极电压、漏极电压、漏极电流波形
Fig. 8 The gate voltage, drain voltage, drain current waveforms of MOSFET Q_1

MOSFET Q_1 在开通过程中符合零电压开通 (ZVS), 实现了软开关功能; 漏极电流最大值3.036 A, 漏源电压最大值384.56 V, 满足要求。

PFC电路输出电压波形见图9。由图9可知, PFC电路仿真输出电压稳定值为402.617 V, 理论输出值400 V, 误差小于0.6%。

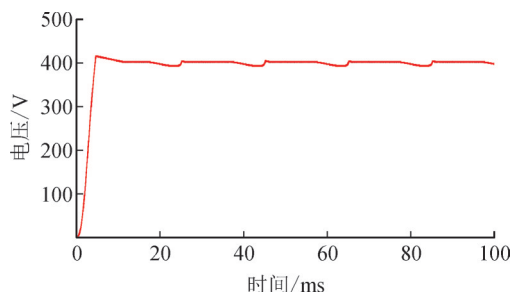


图9 PFC电路输出电压波形

Fig. 9 The output voltage waveform of PFC circuit

半桥LLC谐振电路仿真原理见图10。在半桥LLC电路仿真过程中, 由于TL431控制输出最大电压36 V, LLC部分输出最大值820 V, 增加电压源 U_{20} 以模拟LLC输出电压。 U_{21} 、 R_{47} 、 R_{48} 将光耦器件 F_1 输出电流信号转换为电压信号, 以控制压控振荡器工作频率(其中, LLC谐振变换器主控芯片设定工作频率最小值85 kHz, 最大值100 kHz)。运算放大器 U_{29} 将压控振荡器 U_{28} 输出的单路PWM信号转换为双路占空比均为0.5的互补PWM信号, 两路互补的PWM信号再通过计算器 E_2 、 E_3 从而控制 MOSFET Q_2 、 Q_3 开通与关断。

MOSFET Q_2 和 Q_3 栅源电压仿真波形见图11, 由图11可知, MOSFET Q_2 和 Q_3 在仿真实验中可实现交替导通, 开关网络在半桥LLC谐振变换器中可产生方波。谐振电感电流 I_{Lr} 仿真波形见图12, 由图12可知, 谐振电感电流最大值5.362 A, 无尖峰冲击电流。输出电压 U_{o-LLC} 仿真波形见图13。图13(a)、(b)分别为最低250 V输出电压波形、最高820 V输出电压波形。

2.2 实验结果与分析

为实现仿真结果分析与验证, 文中对所设计电源进行样机制作。样机主要元器件参数见表1。

所设计250~820 V电压可调、0.1~0.5 A电流可调高压电源板样机见图14。搭建样机测试平台见图15。采用THDP0200高压探头、TCP0030A电流钳, 对电参量进行测试。采集输出电参量波形时,

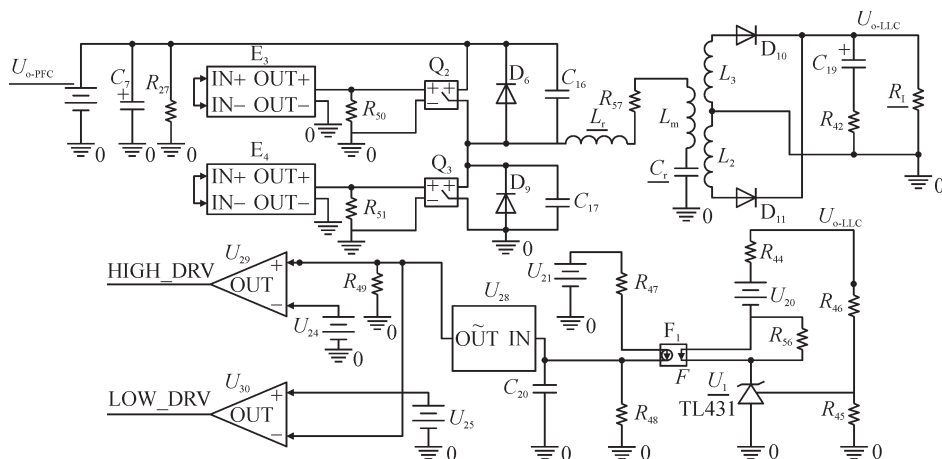


图10 半桥LLC谐振变换器仿真电路

Fig. 10 The simulation circuit of half-bridge LLC resonant converter

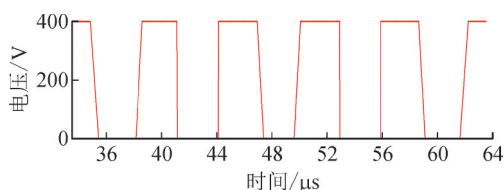
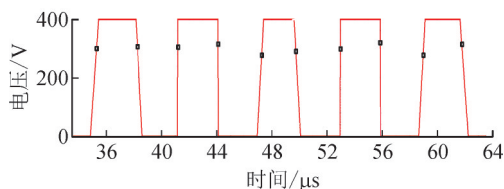
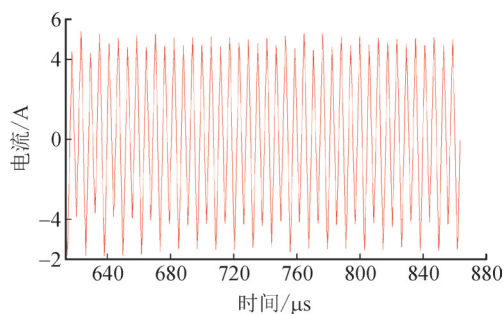
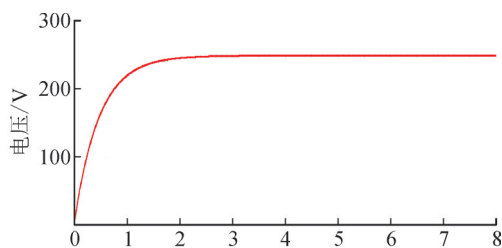
(a) Q₂栅源(b) Q₃栅源图11 MOSFET Q₂和Q₃栅源电压仿真波形Fig. 11 The gate-source voltage simulation waveform of MOSFET Q₂ and Q₃

图12 谐振电感电流仿真波形

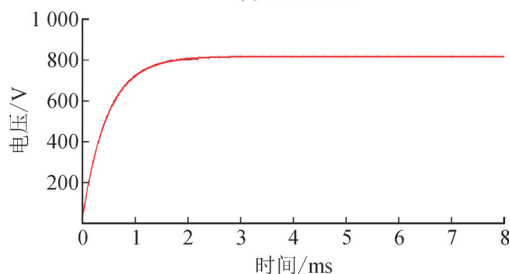
Fig. 12 The simulation waveform of resonant inductor current

将0~2 kΩ可调电阻作为样机测试负载,高压探头测量负载电阻两端电压作为样机输出电压,电流钳夹在样机正极输出位置测量输出电流。

PFC电路电感电流波形及PFC输出电压波形见图16、17。电感电流连续,符合CCM工作模式,峰值电流5.57 A,与仿真波形相比,误差为0.59%;输出电压稳定值404.56 V,与PFC电路理论输出电压值400 V相比,误差为1.14%。



(a) 最低输出



(b) 最高输出

图13 输出电压仿真波形

Fig. 13 The simulation waveform of output voltage

表1 主要元器件参数

Table 1 The main component parameters

主要器件	参数值
PFC电路升压电感/ μH	500
PFC电路主控芯片	NCP1654
LLC电路主控芯片	NCP1399
LLC电路谐振电感/ μH	74
LLC电路励磁电感/ μH	320
LLC电路谐振电容/nF	47

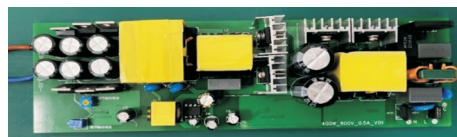


图14 高压电源板样机实物图

Fig. 14 The high-voltage power board prototype

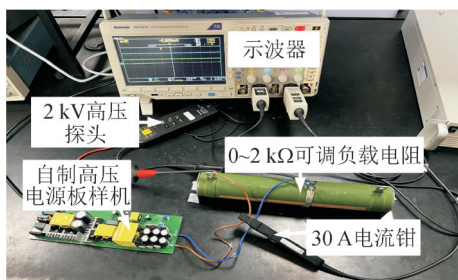


图15 高压电源板实验测试平台

Fig. 15 The high voltage power supply board test platform

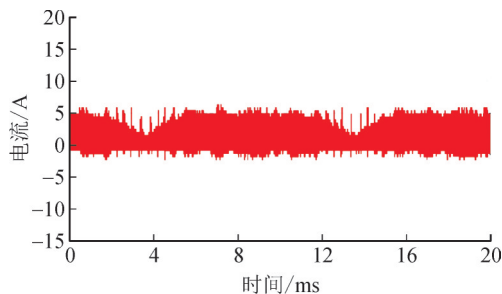


图16 CCM电感电流波形

Fig. 16 Waveform of CCM inductor current

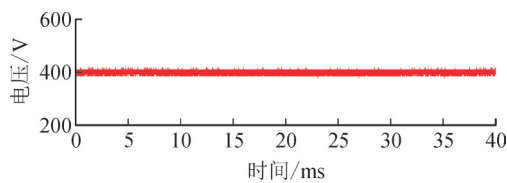
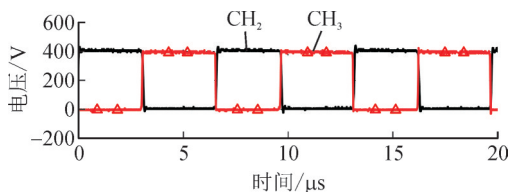


图17 PFC输出电压波形

Fig. 17 Waveform of PFC output voltage

MOSFET Q_2 和 Q_3 栅源电压实验波形见图18。示波器设置CH₂、CH₃分别采集 Q_3 、 Q_2 开关管栅源电压波形,两个开关管成功实现交替导通。

图18 MOSFET Q_2 、 Q_3 栅源电压实验波形Fig. 18 Gate-source voltage waveform of MOSFET Q_2 、 Q_3

电压纹波因数为脉动量直流电压的峰值与谷值之差的一半对直流分量的绝对值之比^[20-21]。实验研究表明,当输出电压稳定值最大达到820 V时,电压纹波因数为2.93%,满足GB/T 19826—2014中试验直流电源的技术要求。

输入电压电流采集波形见图19。输入电压峰值318 V,输入电流峰值2.805 A,满载时样机效率为

$$\eta = \frac{U_{o-LLC\max} \times I_{o-LLC\max}}{U_{ir} \times I_{ir}} = 93.7\% \quad (17)$$

式(17)中: U_{ir} 为输入电压有效值; I_{ir} 为输入电

流有效值。

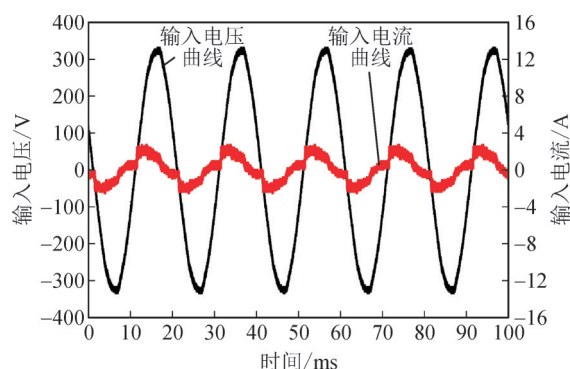
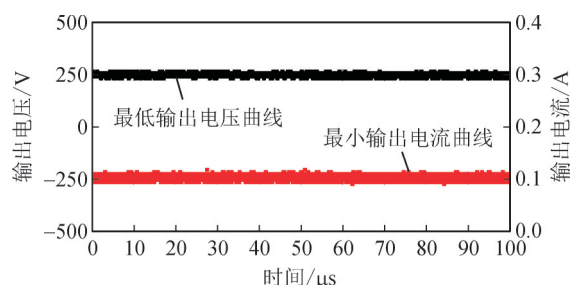


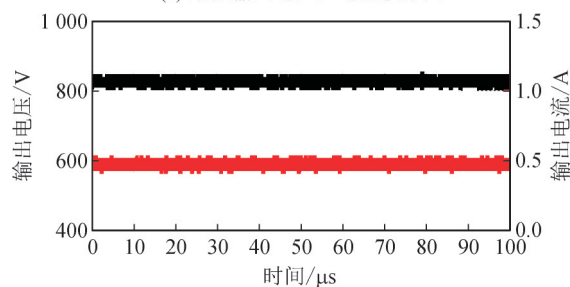
图19 输入电压电流波形

Fig. 19 Waveform of the input voltage and current

高压电源板输出电压电流波形见图20。高压电源板输出电压稳定值在254~820 V之间,输出电流稳定值在0.1~0.5 A之间,误差小于1.6%,满足GB/T 19826—2014直流电源设备通用技术条件及安全要求。



(a) 最低输出电压、电流波形图



(b) 最高输出电压、电流波形图

图20 输出电压电流波形

Fig. 20 Waveform of the output voltage and current

在针对高压电源板本体测试基础上,针对10 kV/15 kA直流真空断路器,以可靠分闸为基准要求,将高压电源板样机与分闸充电电容作为机构充电电源单元接入直流真空断路器系统,见图21。分闸实验结果见图22。断路器分闸动作时间4.4 ms,实现了机构可靠充电设计要求。

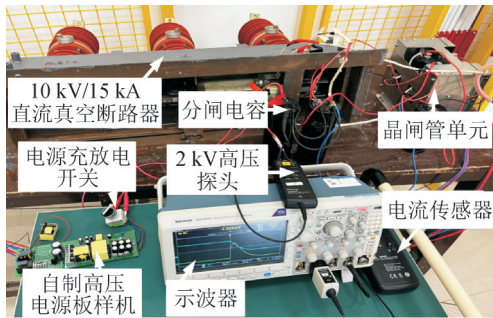


图21 直流真空断路器分闸实验测试平台

Fig. 21 DC vacuum circuit breaker opening test

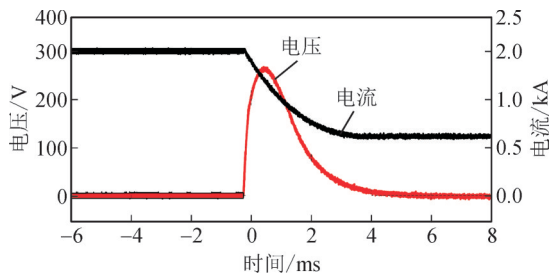


图22 直流真空断路器分闸曲线

Fig. 22 Curve of the DC vacuum circuit breaker in opening process

3 结语

文中以 10 kV/15 kA 直流真空断路器为对象, 自制一种 254~820 V 宽电压范围连续可调、0.1~0.5 A 电流连续可调的机构充电电源, 实现了直流真空断路器可靠动作。该电源采用 Boost-PFC 拓扑与 LLC 谐振变换器组成的双级架构作为主电路, 并基于主控芯片 NCP1399 完成反馈电路的设计。

实验结果表明, 前级 PFC 电路以及后级半桥 LLC 谐振变换器的闭环仿真结果与理论值误差小于 0.6%。PFC 电路中升压电感电流及输出电压、半桥 LLC 谐振变换器输出电压与电流波形采集误差均小于 3%, 高压电源板样机效率达 93.7%。

参考文献:

- [1] 黄翀阳, 刘晓明, 曹云东, 等. 双断口直流真空断路器非同期开断电弧特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(9): 3480-3489. Huang Chongyang, Liu Xiaoming, Cao Yundong, et al. Analysis of vacuum arc characteristics with double - break DC - VCB on asynchronous[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(9): 3480 - 3489.
- [2] 曹宇鹏, 罗林, 王乔, 等. 基于卷积深度网络的高压真空断路器机械故障诊断方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(3): 39-47. Cao Yupeng, Luo Lin, Wang Qiao, et al. Fault diagnosis of high-voltage vacuum circuit breaker with a convolutional deep network [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(3): 39-47.
- [3] 艾绍贵, 李秀广, 杜玮, 等. 基于永磁斥力机构的真空快速开关的研究[J]. 高压电器, 2017, 53(2): 54-60. Ai Shaogui, Li Xiuguang, Du Wei, et al. Study on high speed vacuum switch based on permanent magnetic repulsion mechanism [J]. High Voltage Apparatus, 2017, 53(2): 54-60.
- [4] Wang Fangzhou, Chen Wanjuan, Wang Zeheng, et al. A low turn-on voltage AlGaIn/GaN lateral field-effect rectifier compatible with p-GaN gate HEMT technology[J]. Semiconductor Science and Technology, 2021, 36(3).
- [5] Zhang Guidong, Zeng Junming, Xiao Wenxun, et al. A self-protected single-stage LLC resonant rectifier[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3361 - 3372.
- [6] 郭成, 孙科. 一种变流器结合变压器的单相—三相电源变换方案研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2022, 43(3): 112-118. Guo Cheng, Sun Ke. Research on single - phase to three - phase power conversion scheme based on converter combined with transformer[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2022, 43(3): 112-118.
- [7] 孙恒一, 赵伟华, 陈然, 等. 基于区块链和市场机制的新能源消纳优化调度策略[J]. 智慧电力, 2022, 50(7): 52-57. Sun Hengyi, Zhao Weihua, Chen Ran, et al. Optimal scheduling strategy of renewable energy consumption based on blockchain and market mechanism[J]. Smart Power, 2022, 50(7): 52-57.
- [8] 林维明, 肖健, 张亮亮. 升压型 Boost-PFC 电路的频率反走临界电流控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(4): 66-76. Lin Weiming, Xiao Jian, Zhang Liangliang. Frequency reverse method in boundary current control of Boost - PFC circuits[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(4): 66-76.
- [9] Zhang Yi, Zhang Donglai, Li Jie, et al. Bidirectional LCL resonant converter with wide output voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11813-11826.
- [10] Zong Sheng, Fan Guoxing, Yang Xiaobo. Double voltage rectification modulation for bidirectional DC/DC resonant converters for wide voltage range operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6510-6521.
- [11] 戴水东, 夏克文. 一种宽电压范围充电机混合控制策略[J]. 高压电器, 2019, 55(12): 168-174. Dai Shuidong, Xia Kewen. Hybrid control strategy of charger with wide voltage range[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(12): 168-174.
- [12] 王朝瑞. 高压直流真空断路器电源系统的研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2018. Wang Chaorui. The research on power system of high voltage DC vacuum circuit breaker[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2018.
- [13] 袁臣虎, 杜永恒, 刘晓明, 等. LCC 谐振式永磁机构储能电容恒流充电控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(s2): 432-439. Yuan Chenhu, Du Yongheng, Liu Xiaoming, et al. Constant current charging control of LCC resonant permanent magnet mechanism energy storage capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(s2): 432-439.
- [14] 葛国伟, 段雄英, 廖敏夫, 等. 光控真空断路器模块低功耗自具

- 电源设计[J]. 高电压技术, 2014, 40(1): 300-308.
- Ge Guowei, Duan Xiongying, Liao Minfu, et al. Design of low power self-supplying power source module of fiber-controlled vacuum interrupter module[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(1): 300-308.
- [15] 曾桑杰, 李红梅, 张恒果, 等. Boost PFC 变换器的无模型预测电流控制[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(1): 106-111.
- Zeng Shenjie, Li Hongmei, Zhang Hengguo, et al. Model-free predictive current control for Boost PFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1): 106-111.
- [16] 田涵雷, 夏益文, 陈茂林, 等. 具有功率解耦能力的单级无桥式虚拟三端口整流器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(8): 2006-2017.
- Tian Hanlei, Xia Yiwen, Chen Maolin, et al. Virtual three-port network for single-stage bridgeless rectifier with power decoupling capability[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 2006-2017.
- [17] Zeng Hulong, Jiao Pengcheng, Liu Yonghui, et al. Analytical modeling of resonant converters in frequency domain for wireless power transfer: continuous current mode (CCM) operation[J]. Energy, 2022(246): 123371.
- [18] 何圣仲, 陈宇航, 代东雷, 等. 一种 PWM 控制宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(6): 62-71.
- He Shengzhong, Chen Yuhang, Dai Donglei, et al. PWM controlled wide output LLC converter[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(6): 62-71.
- [19] 沈周. 半桥 LLC 谐振式 Boost 开关电源辐射电磁干扰分析与抑制研究[D]. 南京: 南京师范大学, 2019.
- Shen Zhou. Analysis and suppression of radiated electromagnetic interference of half-bridge LLC resonant Boost switching power supply[D]. Nanjing: Nanjing Normal University, 2019.
- [20] GB/T 19826—2014 电力工程直流电源设备通用技术条件及安全技术要求[S].
- GB/T 19826—2014 General specification and safety requirements for DC power supply equipment of power projects[S].
- [21] 孙晓武. 直流支撑电容器的纹波电流影响其温升的研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2020, 41(4): 76-80.
- Sun Xiaowu. Study on the influence of ripple current on temperature rise of DC support capacitor[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2020, 41(4): 76-80.
- 刘晓明(1968—), 女, 工学博士, 二级教授, 主要从事高压电器和智能电器研究工作(通信作者)(E-mail: liuxiaoming@hebut.edu.cn)。
- 宋柏阳(1998—), 男, 硕士研究生, 主要从事现代电器设计与应用、开关电源设计与应用研究(E-mail: xiaosongts@163.com)。

《高压电器》2026 年 8 期广告单位

封面拉页: 江苏德春电力科技股份有限公司

封面: 上海科石科技发展有限公司

封二: 阳光电源股份有限公司

封三: 河南平高通用电气有限公司

封底: 江苏镇安电力设备有限公司

前彩 1: 北京京东方真空电器有限责任公司

前彩 2: 陕西泰普瑞电工技术有限公司

前彩 3: 三明市海斯福化工有限责任公司

前彩 4: 上海楷新机器人自动化设备有限公司

前彩 5: 上海新远仪表厂有限公司

前彩 6: 国网电力科学研究院武汉南瑞有限责任公司

前彩 7: 广东金晖隆电气股份有限公司

前彩 8: 西安华伟电力电子技术有限责任公司

前彩 9: 扬州金源机器人自动化设备有限公司

前彩 10: 温州昌泰电气有限公司

前彩 11: 中国振华电子集团宇光电工有限公司

前彩 12: 广州创研智能科技有限公司

中彩 1: 山东电工电气日立高压开关有限公司

中彩 2: 西安高压电器研究院股份有限公司(业务)

中彩 3: 东莞市利群榕兴高分子科技有限公司

中彩 4: 安徽伽德罗工业技术有限公司

后彩 1: 西安西电电工材料有限责任公司

后彩 2: 浙江炬宏电力设备有限公司

后彩 3: 西安西电高压开关操动机构有限责任公司

后彩 4: 德基申(厦门)电气有限公司