串联谐振高压电容充电电源设计及分析

冯传均, 何 泱, 戴文峰, 伍友成, 付佳斌, 王敏华

(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 绵阳 621900)

摘 要: 针对高功率脉冲驱动源的重复频率充电需求,基于全桥串联谐振恒流充电技术,研制了一台紧 凑型串联谐振高压电容充电电源,平均充电功率 12 kW。该电源采用超级电容器预储能和全桥串联谐振电路, 大幅降低了场地供电需求,结合模块化集成设计,实现了一体化、便携式设计。针对脉冲驱动源工作需求,分析 了全桥串联谐振电路的基本原理和工作过程,给出了电路参数设计方法和 Pspice 电路仿真结果,利用该电源 对等效电容量为 0.3 μF 的脉冲驱动源进行了充电测试,实现了 45 ms 内充电 60 kV 以上,实验结果表明,其输 出能力满足 PFL-Marx 脉冲驱动源的 20 Hz 重频充电需求。

关键词: 脉冲功率; 串联谐振; 恒流充电; 重复频率; 便携式
 中图分类号: TM853
 文献标志码: A doi:10.11884/HPLPB201931.180355

Design and analysis of series resonant high voltage capacitor charging power supply

Feng Chuanjun, He Yang, Dai Wenfeng, Wu Youcheng, Fu Jiabin, Wang Minhua (Key Laboratory of Pulsed Power Science and Technology, Institute of Fluid Physics, CAEP, P. O. Box 919-108, Mianyang 621900, China)

Abstract: A compact series resonant high voltage capacitor charging power supply with an average charging power of 12 kW is developed based on full bridge series resonant constant current charging technology to meet the repetitive charging requirement of a high power pulsed generator. The power supply uses supercapacitor pre-storage and full-bridge series resonant circuit, which greatly reduces the demand for environmental power supply. Combining with modular integrated design, the integrated and portable design is realized. According to the working requirement of the pulsed power generator, this paper analyses the basic principle and working process of the full bridge series resonant circuit, presents the design method of circuit parameters and the circuit simulation results. The power supply developed was used to charge a PFL-Marx pulsed power generator with the equivalent capacitance of 0.3 μ F, the charging voltage was more than 60 kV in 45 ms. The experimental results show that its output capacity meets 20 Hz repetitive charging requirement of the PFL-Marx pulsed power generator.

Key words: pulse power; series resonant; constant current charging; repetitive charging; portable design

PACS: 84.70. + p; 84.40. Az

脉冲功率系统是通过对脉冲能量进行时间压缩获得短脉冲、高功率的电装置,高压充电电源作为脉冲功率 系统的重要组成部分之一,按照应用需求对高压脉冲电容充电,为脉冲功率系统提供初始能量。常用的充电方 式有恒压充电和恒流充电两种方式,恒压充电方式一般通过串联电阻调节充电电流,效率通常小于 50%,电源 工作频率低、体积大^[1-2],不能满足重复频率高功率脉冲源发展的需求。全桥串联谐振充电很好地解决了这一 问题,与传统恒压电源相比,它具有恒流充电、体积小、效率高、功率密度大、适合负载参数大范围变化等优点, 是高压脉冲电容较为理想的重复频率充电电源^[3-4]。

针对固态脉冲形成线高功率脉冲驱动源(PFL-Marx)的重复频率充电需求,本文开展了大功率重复频率充

^{*} 收稿日期:2018-12-09; 修订日期:2019-02-19

基金项目:国家高技术发展计划项目

作者简介:冯传均(1989-),男,本科,从事电气自动化及高压电源技术研究;fcj1314@126.com。

通信作者:伍友成(1979—),男,博士,从事高功率脉冲技术研究;wuyoch@sina.com。

电电源设计和实验研究。该脉冲驱动源等效负载电容量为 0.3 μF、最高充电电压 60 kV,工作方式为猝发式多脉冲(5 脉冲/20 Hz),工作间隔大于 60 s。除需要满足重复频率充电要求外,充电电源还需要满足一体化、便携式等设计要求。根据脉冲驱动源的工作参数计算,采用恒流方式充电的峰值功率约 24 kW,其供电输入功率应更大,常规的充电电源通常采用三相电整流滤波后供给电源^[5-6],这种供电方式电能利用率不高,体积庞大、成本高昂,且不利于电源的一体化、便携式设计。本文采用超级电容器预储能和全桥串联谐振软开关电路拓扑结构,超级电容预储能方式能够降低充电电源对供电功率的需求,易于实现电源便携式设计。根据电源的具体应用需求,对超级电容、逆变全桥、高压升压变压器以及谐振元件进行了参数计算,通过 Pspice 软件进行了电路仿真分析,得到了实验验证。

1 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 1 所示,由直流 电源 U_1 、逆变开关 $Q_1 \sim Q_4$ 、续流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 、 谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 、高频变压器 TX_1 、高压整 流二极管 $D_1 \sim D_4$ 、负载电容 C_L 等组成。

1.1 全桥串联谐振逆变电路三种工作模式

根据谐振频率 *f*_r与开关频率 *f*_s的大小关系不同,电路有三种不同工作模式:

(1) 当 $0 < f_s < 0.5 f_r$ 时,为电流断续模式 (DCM),电流波形如图 2(a)所示。整个过程 $Q_1 \sim$



Fig. 1 Principle diagram of full bridge series resonant inverter 图 1 全桥串联谐振逆变电路原理图

Q。工作在软开关状态,开通关断均可实现零电流,VD,~VD。实现低损耗开通和关断;

(2)当 0.5*f*₁≪*f*₅≪*f*₁时,为电流连续续模式(CCM),电流波形如图 2(b)所示。整个过程 Q₁~Q₄工作在 硬开通,软关断状态,损耗和电磁干扰相对较小;

(3)当 $f_s > f_r$ 时,为电流连续模式(CCM),电流波形如图2(c)所示。整个过程 $Q_1 \sim Q_4$ 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,因此具有很好的抗短路能力^[7-8]。



1.2 工作在 DCM 模式下的稳态分析

充电过程中,两组逆变开关 Q₁,Q₄和 Q₂,Q₃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^[9],其可根据 Q₁~Q₄和 D₁~D₄导通情况分为 4 个阶段。为方便分析,将逆变开关、高频变压器、整流硅堆均 当作理想器件考虑,把负载电容 C₁折算到变压器原边,负载等效电容 C'₁ = n²C₁,图 3 为 4 个阶段等效电路图。

第一阶段, Q_1 , Q_4 导通, Q_2 , Q_3 截止, 电源向 C_r 正向充电, D_1 , D_4 导通, C'_L 开始被充电。等效电路如图 3(a) 所示, 由于等效电容 C'_L 远远大于谐振电容 C_r , 回路中的电阻也远小于 C_r 和 L_r 的等效阻抗, 因此回路电流为

$$i = (U_1/Z)\sin(\omega t) \tag{1}$$

谐振电容电压 U₁和负载电容 U'₁分别表示为

冯传均等:串联谐振高压电容充电电源设计及分析



Fig. 3 Full bridge series resonance equivalent circuit 图 3 全桥串联谐振等效电路

$$U_{\rm r} = U_{\rm r0} + U_1 [1 - \cos(\omega t)] \tag{2}$$

$$U'_{\rm L} = U'_{\rm L0} + \partial U_1 [1 - \cos(\omega t)]$$
⁽³⁾

式中: U_{r_0} , U'_{L_0} 分别为 C_r 和 C'_L 的初始电压; ω 为谐振频率;Z为回路阻抗; ∂ 为谐振电容量和负载电容量之比; U_1 为回路初始电压之和。上述参数可分别表示为: $\omega = 1/\sqrt{L_rC_r}$, $Z = \sqrt{L_r/C_r}$, $\partial = C_r/C'_L$ 。 $U_1 = U_0 - U_{r_0} - U'_{L_0}$ (4)

式中:U。为电源初始电压。

根据公式(1)~(3),第一阶段的充电峰值电流 i_{p1} ,充电结束时刻 C_r 电压 U_{r1} , C'_L 电压 U'_{L0} 分别为: $i_{p1} = U_1/Z$, $U_{r1} = U_{r0} + 2U_1$, $U'_{L1} = U'_{L0} + 2\partial U_1$ 。

第二阶段, $Q_1 \sim Q_4$ 均截止, C_r 开始放电,谐振电流通过 VD_1 , VD_4 续流, D_2 , D_3 导通 C'_1 开始被充电,等效电路如图 3(b)所示,回路电压初始值之和为

$$U_2 = -U_0 + U_{\rm rl} - U_{\rm Ll}^{\prime} \tag{5}$$

第二阶段的充电峰值电流 i_{p2} ,充电结束时刻 C_r 电压 U_{r2} , C'_L 电压 U'_{L2} 分别为: $i_{p2} = -U_2/Z$, $U_{r2} = U_{r1} - 2U_2$, $U'_{L2} = U'_{L1} + 2\partial U_2$ 。

第三阶段, Q_2 , Q_3 导通, Q_1 , Q_4 截止, 电源向 C_r 反向充电, D_2 , D_3 导通, C'_L 开始被充电。等效电路如图 3(c) 所示, 回路电压初始值之和为

$$U_3 = U_0 + U_{\rm r2} + U_{\rm L2}^{\prime} \tag{6}$$

第三阶段的充电峰值电流 i_{p3} ,充电结束时刻 C_r 电压 U_{r3} , C'_L 电压 U'_{L3} 分别为: $i_{p3} = -U_3/Z$, $U_{r3} = U_{r2} - 2U_3$, $U'_{L3} = U'_{L2} + 2\partial U_3$ 。

第四阶段,Q₁~Q₄均截止,C_r开始放电,谐振电流通过续流二极管 VD₂,VD₃续流,高压整流二极管 D₁,D₄ 导通,C_r开始被充电,等效电路如图 3(b)所示,回路电压初始值之和为

$$U_4 = -U_0 - U_{\rm r3} + U_{\rm L3}^{\prime} \tag{7}$$

第四阶段的充电峰值电流 i_{p4} ,充电结束时刻 C_r 电压 U_{r4} , C'_L 电压 U'_{L4} 分别为: $i_{p4} = U_4/Z$, $U_{r4} = U_{r3} + 2U_4$, $U'_{L4} = U'_{L3} + 2\partial U_4$ 。

根据公式(4)~(7)为全桥串联谐振电压递推公式,应用递推公式,给定回路参数及初始条件,就可以计算 出谐振周期的电压电流值。一个开关周期,负载电容的电压增量 ΔU_L=8∂U₀,因此这种方式也称为"等台阶充 电"^[10-11],得出充电电流平均值 I_{avg}为

$$I_{\rm avg} = 2U_0 / \pi Z \tag{8}$$

2 电源设计及实现

2.1 电源电路结构及工作原理

串联谐振高压电容充电电源电路原理如图 4 所示。 U_1 为直流稳压电源, C_1 为储能电容器组, $Q_1 \sim Q_4$ 和 VD₁ ~ VD₄组成全桥逆变电路, L_r 为谐振电感, C_r 为谐振电容, Q_1 为电流测量线圈,TX₁为高频升压变压器, D_{01} ~ D_{06} 为 6 组高压全桥整流, $C_{01} \sim C_{06}$ 为 6 组高压滤波电容, R_1 , R_2 和 R_3 , R_4 为分压测量电阻, C_1 为负载高压电容。

电源采用 220 V/50 Hz 工频交流电压供电,经过直流稳压电源输出 0~420 V 可调的直流电压,对 C₁充电 实现电能储存,由 Q₁~Q₄和 VD₁~VD₄组成的全桥逆变器实现将直流电压转换为高频交流电压,经过 L_r,C_r 谐振元件谐振后,由 TX₁将电压升压至所需高压,再经 D₀₁~D₀₆和 C₀₁~C₀₆组成的高频整流滤波电路实现将高



Fig. 4 Schematic diagram of series resonant high voltage capacitor charging power supply circuit 图 4 串联谐振高压电容充电电源电路原理图

频高压交流电压转换为直流高压电压对负载电容 C_L恒流充电。

控制电路采用 FPGA 芯片为控制中枢,接收外部光纤控制信号,输出时序脉冲信号控制直流稳压电源和 全桥逆变驱动控制电路的工作使能,同时检测 C₁和 C_L的工作电压和谐振电流信号,通过闭环控制实现稳定充 电。全桥逆变驱动控制电路采用美国德州仪器公司生产的移相谐振全桥软开关控制芯片 UCC3895,通过 TX-DA102D4 型驱动模块实现对 Q₁~Q₄的隔离驱动控制和故障保护。

2.2 电源电路参数设计

2.2.1 储能电容参数设计

储能电容 C_1 的主要功能是将低功率供电电源提供的电能预先储存起来,运行时以较高功率输出,以满足 电源重复频率充电的瞬时高功率需求。由负载电容 $C_L = 0.3 \mu$ F,电压 $U_L = 60 \text{ kV}$ 可知,负载电容储能 $W_s = 540 \text{ J}$,1 s 内完成 20 次充电总能量 $W_g = 10.8 \text{ kJ}$,电源效率 η 按 80%考虑,每组运行后储能电容释放的能量可 按下式计算

$$\frac{1}{2}C_1(U_i^2 - U_{\min}^2) = \frac{W_g}{\eta}$$
(9)

式中:Ui为储能电容C1额定工作电压。

储能电容额定工作电压 U_i与电容的容量、体积,全桥逆变开关的额定工作电压、电流,以及高频升压变压器的变比等参数密切相关,综合考虑确定储能电容额定工作电压 U_i为 420 V。U_{min}为电源对负载电容完成 20 次充电后 C₁的剩余电压,由于该电源结构中最终输出电压与 C₁工作电压密切相关,取U_{min}=0.95U_i,根据公式(9)可得储能电容 C₁的电容量约为 1.7 F。为了提高储能电容的储能密度,减小电容的体积,采用超级电容器组作为储能电容,超级电容器是通过电极与电解质之间形成的界面双层来储存能量的新型元器件,与传统物理电容器和蓄电池相比较,其具有功率密度高、充电时间短、循环寿命长、工作温度范围宽等优点。但由于工艺原因单体超级电容器的额定工作电压一般在 3 V 左右,为了满足电源的使用要求,本文采用多只超级电容器,通过串/并联方式实现,超级电容器组采用一体化、小型化设计,并集成电容电压显示、能量泄放,保护开关等功能。

2.2.2 高频升压变压器参数设计

高频升压变压器 TX₁是电源重要的组成部分,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。为保证 C_1 最低工作电压时电源输出任能满足要求,TX₁的输入电压 $V_{in} = U_{min} = 400$ V,输出电压 $V_{out} = 60$ kV,变压器匝比 $n = V_{out}/V_{in} = 150$,考虑到充电末期,充电速度会变慢,n 需要留有一定裕量,因此高频升压变压器匝比取 n = 160。

由于变压器输出电压高, 匝比数较大, 导致次级绕组匝数较多, 分布电容效应显著, 导致绕组匝间电压分布 不均, 容易发生过压击穿故障。因此变压器设计时为了减小分布电容、提高输出效率、减小体积, 初级绕组采用 多个绕组并联方式,次级采用将一个绕组等分成6个绕组绕制,每个次级绕组输出10kV电压,分别整流滤波 后串联输出,采用这种方式使整流滤波电路元件的耐压要求降低,体积减小数倍。变压器采用一体化、小型化 设计,采用有机硅凝胶对变压器进行整体灌封,提高了绝缘强度,减小了体积。

2.2.3 谐振回路参数设计

负载电容储能 W_s =540 J,要求充电时间 $T \leq 45 \text{ ms}$,电源输出平均功率 $P = W_s/T = 12 \text{ kW}$,输出平均电流 $I_0 = C_L U_L/T = 0.4 \text{ A}$ 。据此设计全桥串联谐振逆变电路 $f_s = 14.5 \text{ kHz}$,采用 DCM 模式,谐振频率 $f_r = 30 \text{ kHz}$,谐振参数满足下列公式

$$C_{\rm r} = \frac{nI_0}{8f_s U_{\rm i}} \tag{10}$$

$$f_{\rm r} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\rm r}C_{\rm r}}}\tag{11}$$

$$Z = \sqrt{L_{\rm r}/C_{\rm r}} \tag{12}$$

由公式(10)~(12)计算得出:谐振电容 C_r=1.29 μF,谐振电感 L=23.4 μH,谐振特征阻抗 Z=4.26 Ω。 谐振电容采用多只耐压为2 kV 的小容量聚丙烯(CBB)电容并联使用,谐振电感一部分利用高频升压变压器的 漏感,一部分电感采用多股高频励磁线绕制。

2.2.4 全桥逆变开关器件参数设计

大功率 IGBT 开关,具有开关速度快、工作频率高、驱动控制简单、损耗低等优点,被广泛应用于串联谐振 充电电源。C₁初始电压 U_i=420 V,逆变开关流过的最大谐振电流 I_{max}=2U_i/Z=197 A。选择的 IGBT 额定 电压和额定电流按照最大电压电流参数的 2 倍考虑,IGBT 选用额定电压电压大于 900 V,额定电流大于 400 A,额定工作频率大于 20 kHz 的器件。

3 全桥谐振充电电源仿真分析

为了验证上述设计的合理性,采用 Pspice 软件对电路进行仿真计算,设定 C1初始电压为 420 V,负载电容

为 0.3 μ F,开关选择 IGBT 为开关且两端并联续流 二极管,开关频率 $f_s = 14.5$ kHz,谐振频率 $f_r = 30$ kHz,谐振电感 $L_r = 23.4$ μ H,谐振电容 $C_r = 1.29$ μ F,变压器匝比 n = 160。图 5 为谐振电流与充电电 压仿真波形,从仿真的电压波形可以看出,在充电 40 ms后电容上电压达到 60 kV。电容电压大部分 为线性增长,只有在充电末端时速度变慢,由于仿真 过程没引入反馈控制,因而电容上的电压存在一定 过充。从仿真的电流波形可以看出,谐振电流最大 值约 200 A,与计算参数基本一致。在充电过程中, 谐振电流平均值恒定,直到充电快要结束时,电流缓 慢减小到零,对应电容电压曲线末端的非线性增长。

4 实验结果与分析

根据仿真、计算的设计参数,研制了一台串联谐振高压电容充电电源样机。为了验证电源的工作性能,当C₁的电压U_{min}=390 V时,其他参数和仿真参数一致。图6为电源实测谐振电流和充电电压波形。从电压波形图可以看出,在充电45 ms时,C₁电压为60 kV,满足设计要求。整个充电过程中,前期电压为线性增长,电流保存恒流,后期电压增长变慢,电流逐渐减小。由于C₁的电压下降结合变压器分布参数影响了谐振过程,使得电路性能下降,当







Fig. 6 Test waveforms of resonant current and charge voltage 图 6 谐振电流与充电电压测试波形

 C_1 的电压 $U_{\min} \ge 400 \text{ V}$ 时,整个充电过程,电流保持恒定。该测试结果和计算、仿真结果符合得较好,满足功率 源的重复频率充电需求。

5 结 论

本文对全桥串联谐振电容充电电源的工作原理以及工作模式进行了分析,根据 PFL-Marx 高功率脉冲驱 动源的工作要求,计算了电源各个部分关键参数,利用 Pspice 软件进行电路仿真分析,研制了一台串联谐振高 压电容充电电源,其中超级电容器组、逆变全桥、谐振元件及高频升压变压器采用模块化集成设计,使电源满足 一体化、便携式设计需求,输出电压在 0~60 kV 范围内可调,平均充电功率为 12 kW,满足 PFL-Marx 脉冲功 率源 20 Hz 重复频率连续多脉冲充电需求。该高压电容充电电源的成功研制,为重复频率高功率脉冲功率源 的进一步小型化提供了条件。

参考文献:

- [1] 刘锡三. 高功率脉冲技术[M]. 北京:国防工业出版社,2005. (Liu Xisan. High power pulse technology. Beijing: National Defense Industry Press, 2005)
- [2] 谭亲跃,林福昌,王少荣,等. 串联谐振式高压电容充电电源的效率特性研究[J]. 高电压技术,2015,51(4):78-83.(Tan Qiniyue, Lin Fuchang, Wang Shaorong, et al. Efficiency characteristics of series resonant high voltage capacitor charging power supply. High Voltage Technology, 2015, 51 (4): 78-83)
- [3] Goebel D M. High power modulator for plasma ion implantation[J]. Vacuum Science Technology, 1994, 12(2):838-842.
- [4] 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 study of high power repetitive frequency pulse charging power supply. High Power Laser and Particle Beams, 2018, 30:065003)
- [5] 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. High Power Laser & Particle Beams, 2004, 16(12):1611-1614)
- [6] 朱鑫森. 串联谐振充电电源设计[D]. 大连:大连理工大学,2014. (Zhu Xinmiao. Design of series resonant charging power supply. Dalian: Dalian University of Technology, 2014)
- [7] 李振超,张立林,宋耀东,等. 串联谐振软开关高压充电电源仿真与设计[J]. 光电系统,2008,125(3):55-58. (Li Zhenchao, Zhang Lilin, Song Yaodong, et al. Simulation and design of series resonant soft switching high voltage charging power supply. Photoelectric System, 2008, 125 (3):55-58)
- [8] 杨实,任书庆,来定国,等. 大功率高压恒流充电电源研究[J]. 强激光与粒子束,2015,27: 095006. (Yang Shi, Ren Shuqing, Lai Dingguo, et al. Research on high power, high voltage and constant current charging power supply. High Power Laser and Particle Beams, 2015, 27: 095006)
- [9] 杨小卫,严萍,孙鹞鸿,等. 35 kV/0.7 A 高压变频恒流充电电源[J]. 高电压技术,2006,32(5):54-56. (Yang Xiaowei, Yan Ping, Sun Yaohong, et al. 35 kV/0.7 A high voltage variable frequency constant current charging power supply. High Voltage Technology, 2006, 32(5): 54-56)
- [10] 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.(Zhong Heqing, Xu Zhixin, Zou Yunping, et al. Research on the design method of soft-switching high-voltage switching power supply. High Voltage Technology, 2005, 31(1): 20-22).
- [11] 曾江涛,孙凤举,许日,等. 50 kV/4 A 输出高压恒流电源[J]. 强激光与粒子束, 2000, 12(2):111-114. (Zeng Jiangtao, Sun Fengju, Xu Ri, et al. 50 kV/4 A output high voltage constant current power supply. High Power Laser and Particle Beams, 2000, 12 (2): 111-114)