

便携式谐振倍压电容充电电源的设计*

张远绎, 凌志斌, 李旭光

(上海交通大学 电气工程系, 上海 200240)

摘 要: 对输入电压为 24 V, 输出电压 3 kV 的便携式谐振倍压电容充电电源进行了设计与验证。针对高压比的特点, 电源采用串联谐振拓扑与倍压整流相结合的拓扑结构, 避免了高频变压器副边匝数过多、分布参数过大可能造成的不利影响。对高频变压器、谐振电容、开关器件等核心元件进行了设计和调试。最后采用该电源进行电容充电实验, 其测试结果验证了设计的正确性。

关键词: 电容充电电源; 便携式; 串联谐振; 倍压整流; 高频变压器; 分布参数

中图分类号: TM502

文献标志码: A doi: 10.11884/HPLPB202032.190400

Design of portable resonant voltage doubling capacitor charging power supply

Zhang Yuanyi, Ling Zhibin, Li Xuguang

(Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: This paper presents the design and verification of a portable resonant voltage doubling capacitor charging power supply with an input voltage of 24 V and an output voltage of 3 kV. According to the characteristic of high voltage ratio, this power supply adopts a topology structure combining the series resonant topology and the voltage doubling rectifier, which avoids the adverse effects of excessive number of turns on the secondary side of the high frequency transformer and excessive distributed parameters. The core components such as high frequency transformer, resonant capacitor and switching device were designed and debugged. The power supply was used to conduct the capacitor charging experiment, and the test results have verified the correctness of the design.

Key words: capacitor charging power supply; portable; series resonant; voltage doubling rectifier; high frequency transformer; distributed parameters

20 世纪 90 年代以来, 随着大功率开关器件技术的进步, 高频开关变换器充电电源已经成为主流, 各种不同结构的高频开关充电电源得到广泛应用^[1]。其中, 串联谐振充电电源以其恒流充电、抗短路能力强、可靠性高、控制简单、开关器件工作在软开关状态等特点得以迅速发展^[2-5]。但在输出电压较高的场合, 高频变压器副边分布参数的影响以及对整流器件的耐压要求等因素都会对电源的设计造成困难。本文对传统串联谐振充电电源与倍压整流电路的原理进行了理论分析, 并将传统串联谐振拓扑与倍压整流电路结合, 设计便携式谐振倍压电容充电电源。

1 串联谐振充电电源原理分析

串联谐振充电电源结构原理图如图 1 所示。为方便分析, 将充电电容 C_2 折合到变压器原边, 等效电容 $C_2' = n^2 C_2$, 分析时相当于去掉变压器。简化处理后的串联谐振充电电源原理图如图 2 所示。

根据开关频率与谐振频率的关系, 串联谐振充电电源共有 3 种工作方式: $f_s < f_r/2$ 工作方式 (断续电流模式)、 $f_r/2 < f_s < f_r$ 工作方式和 $f_s > 2f_r$ 工作方式, 其中 $f_r = 1/2\pi\sqrt{L_r C_r}$ 。在断续电流模式 (DCM) 工作方式下, 谐振电流断续, 平均充电电流较小, 但开关器件可以实现软开通和软关断, 开关损耗较小, 通常适用于中小功率充电电源^[6]。

* 收稿日期: 2019-10-11; 修订日期: 2019-12-13

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51777125)

作者简介: 张远绎 (1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为特种电源; 815077417@qq.com;

凌志斌 (1976—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为特种电源与电池储能; lingzhibin@sjtu.edu.cn。

通信作者: 李旭光 (1970—), 男, 博士, 副教授, 研究反向为电磁场与电磁系统计算分析; lixg@sjtu.edu.cn。

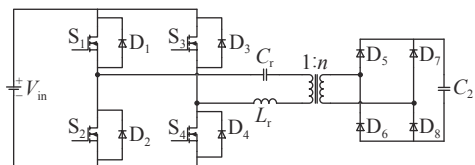


Fig. 1 Principle diagram of series resonant charging power supply

图 1 串联谐振充电电源原理图

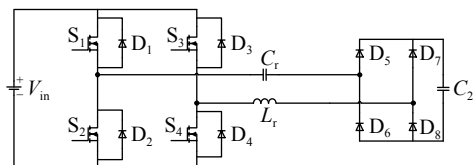


Fig. 2 Simplified principle diagram of series resonant charging power supply

图 2 简化的串联谐振充电电源原理图

串联谐振充电电源在 DCM 方式下的谐振原理波形如图 3 所示, 其中 T_r 为谐振周期, T_s 为开关周期, I_r 为谐振电流, V_1 为谐振电容电压, V_2 为充电电容电压。

对串联谐振充电电源进行稳态分析并求解归纳, 可得 (其中 m 为谐振周期数 ($m=0, 1, 2, 3 \dots$)), ω 为谐振角频率 ($\omega = 1/\sqrt{(L_r C_r + L_r C_2')}$), C_r 为谐振电容值, C_2' 为充电电容折合回变压器原边的等效电容):

(1) 第 m 个谐振周期内, 谐振电流平均值 I_{ave} 为

$$I_{ave} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{C_2' - C_r}{(C_2' + C_r)\omega L_r} V_{in} \quad (1)$$

(2) 第 m 个谐振周期, C_2' 上的初始电压值 V_{2m} 为

$$V_{2m} = 4m \frac{C_r C_2' - C_r^2}{(C_2' + C_r)^2} V_{in} \quad (2)$$

由式 (1)、式 (2) 可知, 每个谐振周期内谐振电流的平均值 I_{ave} 均相同 (为与 m 无关的常数), 且充电电容电压值为谐振周期 m 的线性函数, 所以当频率足够高时可将充电过程看成恒流充电, 将充电电容电压上升过程看成线性上升^[7]。

2 沃尔顿倍压整流电路原理分析

沃尔顿倍压整流电路拓扑如图 4 所示 (其中 p 为倍压整流级数)。

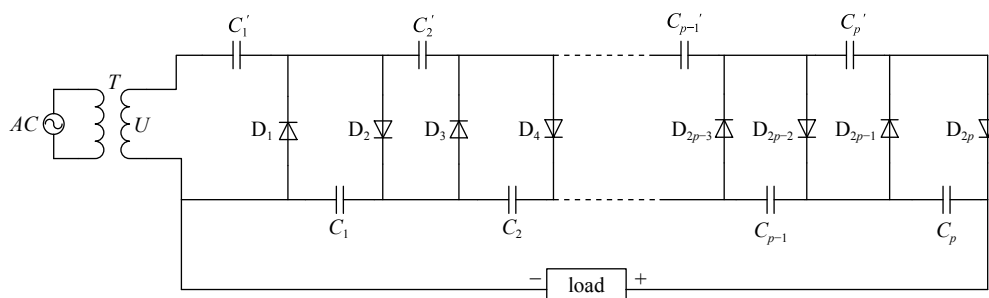


Fig. 4 Walton voltage doubling rectifier circuit

图 4 沃尔顿倍压整流电路

倍压整流电路利用二极管的单向导通和电容的充放电特性来实现电荷的累积和高压输出^[8]。其工作过程为: 随着变压器副边电压极性的变化, 二极管依次导通, $C_1, C_2, C_3 \dots C_p$ 依次充电至 $2U$, 最终负载两端的直流电压达到 $2pU$ 。本拓扑结构的优点是每个电容上的电压不超过变压器次级绕组峰值电压的 2 倍^[9]。

3 便携式谐振倍压电容充电电源设计

便携式谐振倍压电容充电电源原理图如图 5 所示, 其中 n 为变压器变比, p 为倍压整流级数, 即倍压整流倍数为 $2p$ 。

便携式谐振倍压电容充电电源的开关频率为 100 kHz, 输入电压为 24 V, 由蓄电池提供, 目标在 100 ms 内将 $6 \mu\text{F}$ 充电电容充电至 3 kV。

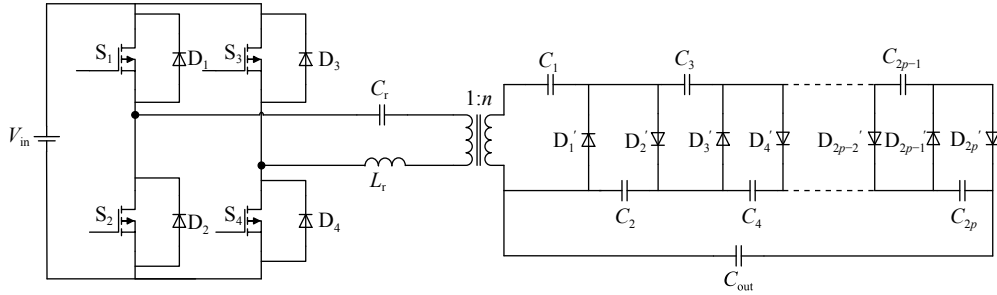


Fig. 5 Principle diagram of portable resonant voltage doubling capacitor charging power supply

图5 便携式谐振倍压电容充电电源原理图

3.1 高频变压器设计

相比于其他磁性材料,铁氧体磁心具有磁导率高、高频损耗小的优势,更适合高频变压器。本文变压器工作频率为 100 kHz,故变压器磁心选择铁氧体磁心。本文设计期望在 100 ms 内将 6 μF 电容充电至 3 kV,按恒流充电计算平均充电电流 $I_{\text{cave}} = C \frac{dV}{dt} = 0.18 \text{ A}$,则电源最大输出功率 $P_o = 0.18 \text{ A} \times 3\,000 \text{ V} = 540 \text{ W}$ 。通过 AP 法选取磁心,AP 法公式计算如下

$$AP = A_c A_e = \left(\frac{P_T \times 10^4}{K_o K_f f_s B_m K_j} \right)^{\frac{1}{1+X}} = \left(\frac{\left(1 + \frac{1}{0.8}\right) \times 540 \times 10^4}{0.4 \times 4 \times 100\,000 \times 0.3 \times 534} \right)^{\frac{1}{1-0.12}} = 0.428 \text{ cm}^4 \quad (3)$$

式中: A_c 为变压器窗口面积; A_e 为磁心有效截面积; P_T 为变压器视在功率, $P_T = P_o(1 + 1/\eta)$, η 为变压器效率,取值为 0.8; K_o 为窗口的铜填充系数,一般取值为 0.4; K_f 为波形系数,方波时取值为 4; f_s 为开关工作频率; B_m 为工作磁感应强度,取值为 0.3; K_j 为电流比例系数,选择 EE 型磁心时取值为 534; X 为磁心结构常数,选择 EE 型磁心时取值为 -0.12^[10]。通过公式计算出 AP 值为 0.428 cm^4 ,故最终选择 EE40 铁氧体磁心,其 AP 值为 2.2 cm^4 。

为了防止变压器原边通过大电流而导致发热,采用铜箔绕制变压器原边,其宽度覆盖整个线槽,故变压器原边为 1 匝。同时由于变压器工作频率为 100 kHz,其分布参数的影响不能忽略,为防止变压器副边分布参数过大影响原边谐振过程,需尽量减小变压器副边匝数,并采用累进式绕法来减小分布参数^[11]。由于变压器骨架大小的限制,副边采用线径为 0.5 mm 的导线绕制,绕制层数为两层,副边匝数为 50 匝。

3.2 谐振元件参数设计

为提高电容充电速度,需要通过减小谐振电感值来增大谐振电流峰值。由于变压器漏感的存在,利用变压器原边漏感作为谐振电感,能够最大程度地减小谐振电感值,同时还能够减小电源体积。通过短路试验,测得已绕制好的变压器原边漏感为 0.05 μH ,故将 0.05 μH 作为谐振电感值。同时电源工作在电流断续模式(DCM),需满足 $f_s < f_r/2$,其中(其中 $f_s = 100 \text{ kHz}$, $f_r = 1/2\pi \sqrt{L_r C_r}$),所以选择谐振电容为 9.4 μF ,算得谐振频率 f_r 为 232 kHz,满足 DCM 工作模式要求。

3.3 功率开关器件设计

本文设计的便携式谐振倍压电容充电电源开关频率为 100 kHz,此频率下 MOSFET 最适合作为开关器件。开关管最大承受电压为输入电压 24 V。由于变压器副边折算回原边的等效电容值远大于谐振电容值,分析谐振电流峰值时可以参考传统串联谐振充电电源:在第一个谐振周期,谐振电流峰值 $I_{\text{max}} \approx V_{\text{in}}/Z_r = 329 \text{ A}$ (其中特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$),其有效值为 233 A;随着充电的进行,谐振电流峰值将逐渐增大至 $I'_{\text{max}} \approx 2V_{\text{in}}/Z_r = 658 \text{ A}$,其有效值为 465 A^[12]。若考虑线路电阻,则电流值将会进一步减小,并且由于电源为短时工作,充电时间为毫秒级,故开关器件最终选择英飞凌公司型号为 IPT007N06N 的 MOSFET,其耐压为 60 V,导通电阻为 0.75 $\text{m}\Omega$,工作温度为 25 $^\circ\text{C}$ 时,最大连续漏极电流为 300 A,脉冲漏极电流为 1200 A,能够满足工作要求。

3.4 整流电路器件设计

为满足可能更高的输出电压要求,整流电路选择六倍压整流进行设计。根据倍压整流工作原理,倍压整流电容的最大承受电压为变压器副边电压峰值的两倍,变压器副边瞬时峰值电压为 $24 \times 50 = 1\,000 \text{ VDC}$;并且为提高充电速度,倍压整流电容值不宜过大。故倍压整流电容选择容值为 150 nF,耐压为 1 600 VDC 的聚酯薄膜电容。

倍压整流电路中二极管承受的最大电压为倍压整流电容电压,并且经过二极管的电流较小。故电路中整流二

极管最终选择用两个耐压为 1 000 V, 正向电流为 1 A 的 FR107 二极管串联进行工作。

3.5 谐振回路线路电阻计算

本文设计的 PCB 为两层板, 其铜箔厚度为 0.035 mm。由公式 $R = \rho L/S$ (其中 ρ 为铜的电阻率 $1.75 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$, L 为走线长度, S 为导体截面积) 可以算出谐振回路 PCB 走线电阻约为 6 m Ω , 变压器原边绕组电阻约为 1.26 m Ω , 蓄电池与电源连接线电阻约为 26.7 m Ω , 变压器副边绕组电阻约为 260 m Ω 。

3.6 电源设计主要参数总结

本文研制的便携式谐振倍压电容充电电源主要电路参数如表 1 所示。

表 1 便携式谐振倍压电容充电电源电路参数

Table 1 Circuit parameters of portable resonant voltage doubling capacitor charging power supply

V_{in}/V	f_s/kHz	D	p	n	$L_r/\mu H$	$C_r/\mu F$	$C_1 \cdots C_6/nF$	$C_{out}/\mu F$
24	100	0.25	3	50	0.05	9.4	150	6

4 实验结果与分析

便携式谐振倍压电容充电电源实物如图 6 所示。采用该电源进行电容充电测试时, 利用罗氏线圈测量电流波形(电流测量比例系数为 10 mV/A), 示波器探头测量充电电容电压波形。由于充电电压较高, 测量电压时设置示波器探头为 10 倍衰减, 并利用电阻将电容电压分压为 1/6, 故示波测量的电压为实际电压的 1/60。

变压器原边谐振电流局部波形如图 7 所示, 变压器原边谐振电流整体波形如图 8 所示。由图 7 可知, 谐振电流周期 T_r 约为 4.28 μs , 谐振电流峰值 I_{rmax} 为 330 A。由图 8 可以看出, 在实际充电过程中, 谐振电流峰值随着充电的进行会逐渐下降。

充电电容电压波形如图 9 所示。由图 9 可知, 充电电容电压在 59.17 ms 内由 0 V 上升至 3 kV, 据此可以算出平均充电电流为 304 mA。并且在充电过程中, 充电前期电压近似线性上升, 可以看成恒流充电, 但在充电后期, 充电速度将逐渐下降。

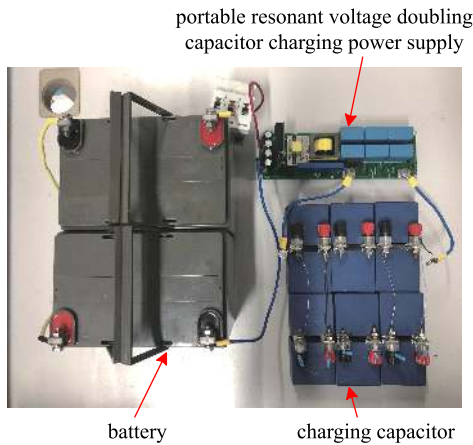


Fig. 6 Portable resonant voltage doubling capacitor charging power supply

图 6 便携式谐振倍压电容充电电源

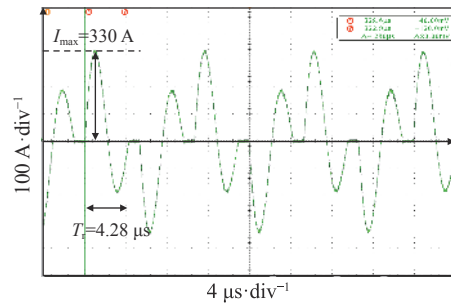


Fig. 7 Partial waveform of resonant current

图 7 谐振电流局部波形

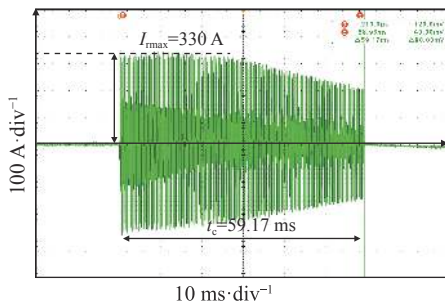


Fig. 8 Integral waveform of resonant current

图 8 谐振电流整体波形

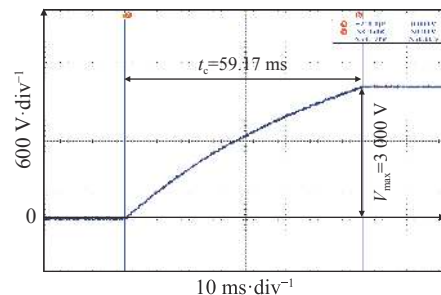


Fig. 9 Voltage waveform of charging capacitor

图 9 充电电容电压波形

5 结 论

本文对串联谐振充电电源与倍压整流电路的原理进行了理论分析,并将串联谐振拓扑与倍压整流拓扑相结合,设计了输入电压为 24 V,输出电压为 3 kV 的便携式谐振倍压电容充电电源,并给出了高频变压器、谐振电容、功率开关以及整流器件等核心元件的设计过程。最后采用该电源进行电容充电实验,电源能够在 59.17 ms 内将 6 μ F 电容充电至 3 kV,平均充电电流为 304 mA,验证了电源设计的正确性。

参考文献:

- [1] 雷发胜, 赵晓昕, 张广浩, 等. 重复经颅磁刺激器电容充电技术发展现状[J]. *电工电能新技术*, 2016, 35(11): 45-52. (Lei Fasheng, Zhao Xiaoxin, Zhang Guanghao, et al. Development status of repetitive transcranial magnetic stimulator capacitor charging technology[J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, 2016, 35(11): 45-52)
- [2] 王胜. 串联谐振式高压电容器充电电源研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2011. (Wang Sheng. Research on series resonant high voltage capacitor charging power supply[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2011)
- [3] Zhong Heqing, Xu Zhixin, Zou Xudong, et al. Current characteristic of high voltage capacitor charging power supply using a series resonant topology[C]//The 29th Annual Conference of the IEEE. 2003.
- [4] Lippincott A C, Nelms R M, Garbi M, et al. A series resonant converter with constant on-time control for capacitor charging applications[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1990: 147-154.
- [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[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2004, 16(12): 1611-1614)
- [6] 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)
- [7] 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)
- [8] 银志军, 赵扬, 孙大维, 等. 倍压整流电路的仿真与分析[J]. *光电技术应用*, 2006(5): 71-75. (Yin Zhijun, Zhao Yang, Sun Dawei, et al. Simulation and analysis of voltage doubling rectifier circuit[J]. *Electro-Optic Technology Application*, 2006(5): 71-75)
- [9] 闫良, 闫英敏, 杨凤彪. 倍压整流电路的分析和仿真[J]. *电子设计工程*, 2017, 25(8): 119-123. (Yan Liang, Yan Yingmin, Yang Fengqiao. Analysis and simulation of voltage doubling rectifier circuit[J]. *Electronic Design Engineering*, 2017, 25(8): 119-123)
- [10] 乔恩明, 张双运. 开关电源工程设计快速入门[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010. (Qiao Enming, Zhang Shuangyun. Quick introduction to switching power supply engineering design[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2010)
- [11] 赵志英. 高频变压器分布电容及其影响分析[C]//中国电工技术学会电力电子学会第十届学术年会. 2006. (Zhao Zhiying. Stray capacitances and its effects in high frequency pulse transformers[C]//10th Annual Conference of the Institute of Power Electronics, China Electrotechnical Society. 2006)
- [12] 王冬冬. 串联谐振电容器充电电源的研制[D]. 武汉: 华中科技大学, 2008. (Wang Dongdong. The research and development of series resonant capacitor charging power supply[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2008)