



·特种电源技术·

## 重频条件下电容器充电电源谐振电路的稳定\*

李泽峰, 刘庆想, 李 伟

(西南交通大学 物理科学与技术学院, 成都 610031)

**摘 要:** 重频条件下电容器充电电源谐振电路由于谐振电容剩余电压的存在从而产生异常振荡, 进而引发开关过流导致电源故障。针对这一问题, 在分析谐振电路工作原理基础上, 提出了在每个充电周期结束后, 通过控制电源自身的部分开关导通, 从而释放谐振电容剩余电压的解决方法, 不仅可以使谐振电路趋于稳定, 还避免了添加泄放电路的缺点, 其控制方法也简单通用。对 800 V/6 A 的充电电源进行了电路仿真和实验验证, 仿真和实验结果均表明, 本文提出的方法可以在充电周期结束后将谐振电容上的剩余电压迅速归零, 谐振电流也趋于稳定, 有效抑制了谐振电路的异常振荡, 从而验证了方法的有效性和实用性。

**关键词:** 谐振电路; 电容器充电电源; 重复频率; 振荡抑制; 开关控制

中图分类号: TN86

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202234.210556

## Stabilizing of resonant circuit of capacitor charging power supply under repetition frequency condition

Li Zefeng, Liu Qingxiang, Li Wei

(College of Physics Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

**Abstract:** Under the condition of refrequency, the resonant circuit of the capacitor charging power supply oscillates abnormally due to the residual voltage, which leads to switching overcurrent and power failure. To address this issue, on the basis of analyzing the working principle of resonant circuit, we put forward a method of releasing the residual voltage of the resonant capacitor by controlling part of the switching of the power supply itself at the end of each charging cycle. The method not only keeps the initial voltage of the resonant capacitor at zero in each period, but also avoids the defect of adding the discharge circuit. The control method is simple and universal. The circuit simulation and experiment carried out on a 800 V/6 A charging power supply show that the proposed method reduces the residual voltage of the resonant capacitor to zero rapidly after the charging cycle, and the resonant current tends to be stable, which effectively inhibits the abnormal oscillation of the resonant circuit, thus verifying the effectiveness and practicability of the proposed method.

**Key words:** resonant circuit, capacitor charging power supply, repetition frequency, oscillation suppression, switch control

电容器充电电源作为脉冲功率系统中的重要组成部分, 其能否正常工作直接影响整个系统的性能。电容器充电电源重频工作时, 谐振电容在充电周期结束后存在剩余电压, 在下一个充电周期开始时出现谐振电容电压与负载电压不匹配的情况使得谐振电路产生异常振荡, 进而导致开关过流造成电源故障、损坏<sup>[1-6]</sup>。基于 AC-Link 技术的充电电源不需要直流储能环节, 具有高功率密度的优势<sup>[7-8]</sup>。但其由于自身结构在充电结束后谐振电容电压维持高电压状态, 在下次充电周期开始时产生异常振荡更剧烈, 更易出现电源损坏。脉冲功率系统充电电源采用双路充电的电路结构具有抑制能量回收电路振荡、提高充电一致性的优点<sup>[9]</sup>。但双路充电需要保证多个充电机之间谐振电路初始状态一致性, 而谐振电容存在的剩余电压会导致多个充电机之间谐振电路初始状态不一致, 从而造成双路充电电源故障。因此解决谐振电容剩余电压引发的谐振电路异常振荡具有必要性, 本文在分析谐振电路工作原理的基础上, 以使得谐振电容电压归零为切入点, 提出了这一问题的解决方案, 并进行了电路仿真和实验验证。

\* 收稿日期: 2021-12-01; 修订日期: 2022-02-20  
联系方式: 李泽峰, fengze-l@qq.com。

## 1 谐振电路异常振荡问题分析

DC-DC 串联谐振电源电路图如图 1(a) 所示<sup>[10-11]</sup>, 电路由直流电源、逆变开关、谐振电路、变压器、整流电路以及负载电容组成, 图中 S1-S4 为开关管,  $L_r$  为谐振电感,  $C_r$  为谐振电容, D1-D4 为整流二极管,  $C_s$  为负载电容。定义  $V_{in}$  为输入电压,  $i_L$  为谐振电流,  $V_c$  为谐振电压,  $C_l$  为负载电容等效到变压器初级的等效电容,  $V_0$  为其对应的电压。

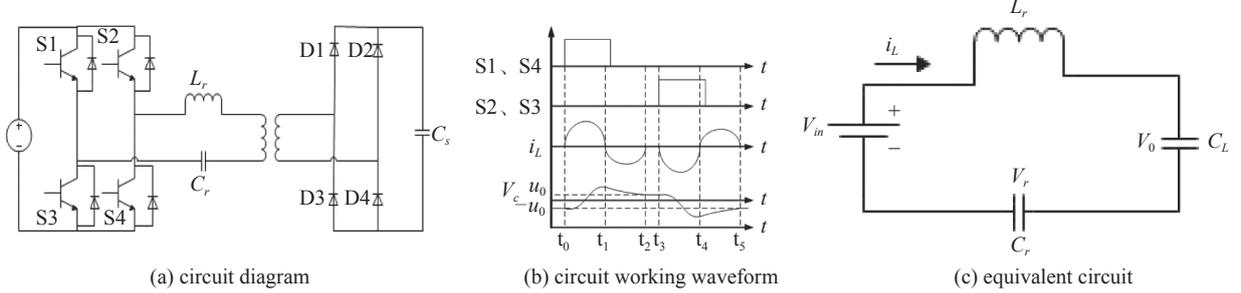


Fig. 1 Series resonant power supply

图 1 串联谐振电源

该串联谐振电路在断续模式的工作波形如图 1(b) 所示, 定义谐振电路通过 S1 和 S4 为正向谐振, 则通过对应的反并联二极管为反向谐振。建立电流正向流动时其等效分析电路如图 1(c) 所示, 假定初始条件为:  $i_L(t_0) = 0$ ,  $V_c(t_0) = -u_0$ , 则由经典谐振电路基本方程可知在图 1(b) 所示的  $t_0$  至  $t_1$  时刻内  $V_c$  和  $i_L$  分别为

$$V_c = (V_{in} - V_0) - (V_{in} - V_0 + u_0) \cos \omega t \quad (1)$$

$$i_L = \frac{V_{in} - V_0 + u_0}{Z} \sin \omega t \quad (2)$$

其中,  $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ ,  $Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 。

在  $t_1$  时刻,  $i_L$  归零,  $V_c$  达到最大。因此有

$$i_L(t_1) = 0 \quad (3)$$

$$V_{cmax} = V_c(t_1) = 2(V_{in} - V_0) + u_0 \quad (4)$$

则  $t_1$  至  $t_2$  时刻内  $V_c$  和  $i_L$  分别为

$$V_c = (V_{in} + V_0) + (V_{in} - 3V_0 + u_0) \cos \omega t \quad (5)$$

$$i_L = \frac{-V_{in} + 3V_0 - u_0}{Z} \sin \omega t \quad (6)$$

由式 (5) 和 (6) 可知  $V_c(t_2) \neq u_0$ , 且由图 1(b) 可知  $t_0$  至  $t_2$  时刻与  $t_3$  至  $t_5$  时刻的工作波形关于  $x$  轴对称, 因此  $V_c(t_5) \neq -u_0$ , 即下个开关周期的  $V_c$  初始值与前一周期的不一致, 由此产生剩余电压, 引发后续问题。

当负载放电为零时次级相当于短路, 此时由于谐振电容电压高于输入电压, 所以谐振电容电压将出现下降, 而基于 AC-Link 技术的电源由于自身结构在充电结束后谐振电容电压维持高电压状态, 在下一充电周期开始时产生更大的异常振荡。

为进一步说明问题, 在 Matlab/Simulink 软件搭建图 1(a) 所示原电路进行仿真, 元件参数为: 谐振电感 35  $\mu\text{H}$ , 谐振电容 0.1  $\mu\text{F}$ , 变压器变比 1:2, 负载电容 50  $\mu\text{F}$ , 输入电压 500 V, 负载电容充电至 600 V, 重复运行 3 个充电周期。图 2(a) 所示分别为原电路的  $i_L$ 、 $V_c$  和  $V_0$  仿真波形, 图 2(b) 所示分别为原电路在充电周期起始阶段的  $i_L$  和  $V_c$  的放大波形; 图 3(a) 所示分别为 AC-Link 电路的  $i_L$ 、 $V_c$  和  $V_0$  仿真波形, 图 3(b) 所示分别为 AC-Link 电路在充电周期起始阶段的  $i_L$  和  $V_c$  的放大波形。

由图 2 可知, 原电路在负载电容充至 600 V 后  $V_c$  出现了下降, 下降至 360 V, 并未归零, 存在剩余电压, 导致在下一个充电周期开始时  $V_c$  最大值由原本的 1000 V 增大到 1250 V,  $i_L$  最大值由原本的 28 A 增大到 40 A, 谐振电路出现异常振荡。由图 3 可知 AC-Link 电路虽然由于变压器的存在  $V_c$  也出现下降, 但仅下降至 740 V, 其程度明显小于原电路, 存在更多的剩余电压, 导致在下一个充电周期开始时  $V_c$  最大值由原本的 1000 V 增大到 1370 V,  $i_L$  最大值由原本的 28 A 增大到 47 A, 产生更大的异常振荡, 更易引发开关过流等问题。

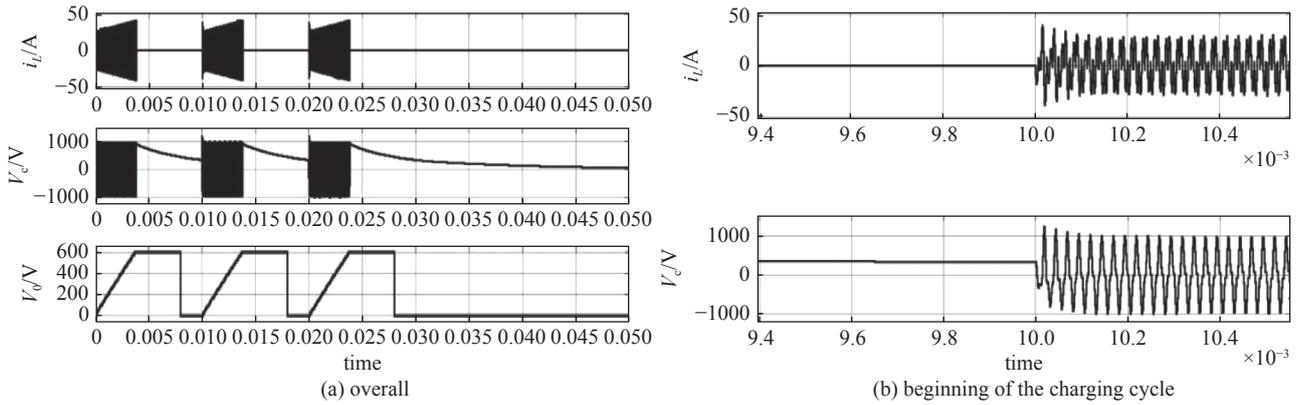


Fig. 2 Simulation waveforms of original circuit

图2 原电路的仿真波形

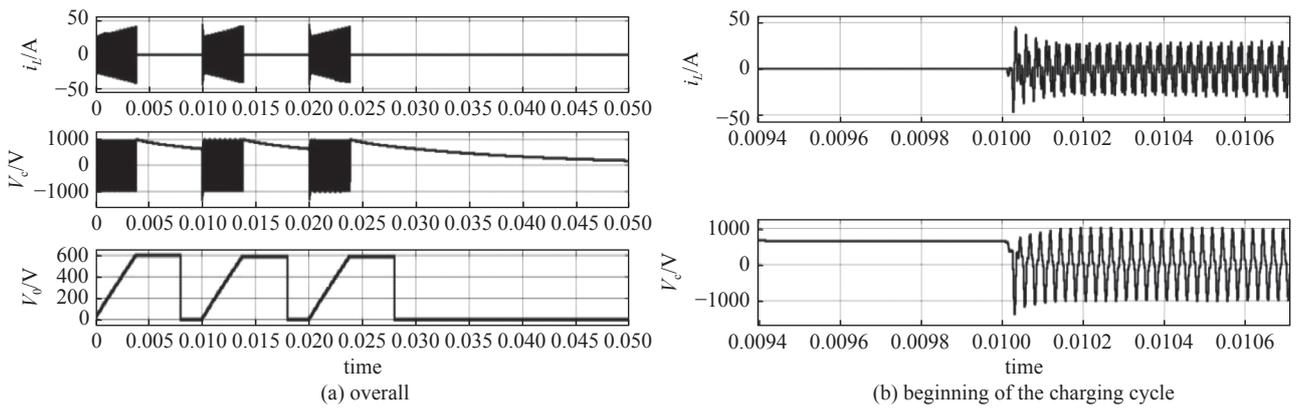


Fig. 3 Simulation waveforms of AC-Link circuit

图3 AC-Link 电路的仿真波形

## 2 解决方案

### 2.1 添加泄放电路的解决方案

首先考虑在谐振电容两端并接泄放电路,从而稳定谐振电容电压的方案,其中泄放电感为 $L_m$ 、泄放电阻为 $R_m$ ,电路结构如图4所示。

方案1的泄放电路由电感与电阻串联组成,电路通过电感过滤高频信号降低电阻的损耗,然后利用电阻将谐振电容多余能量消耗掉。

但添加泄放电路关键的 $R_m$ 和 $L_m$ 取值受多因素影响, $L_m$ 从效果来说取值越大越好,但 $L_m$ 在自谐振频率前后表现不同的特性,其分布参数还可能引起新的干扰; $R_m$ 从效果来说取值越小越好,但 $R_m$ 过小则其阻尼作用太弱,容易使得 $L_m$ 和 $C_r$ 并联从而形成新的振荡。另外泄放电路会降低电源效率、增大体积和成本。

为进一步分析添加泄放电路方案,在 Matlab/Simulink 软件搭建图4所示电路进行仿真, $R_m$ 取 $10\ \Omega$ , $L_m$ 取 $1\ \text{mH}$ ,其余参数与前面仿真保持一致。图5(a)所示分别为方案1的 $i_L$ 、 $V_c$ 和 $V_o$ 仿真波形,图5(b)所示分别为方案1在充电周期结束阶段的 $i_L$ 和 $V_c$ 的放大波形。

由图5可知,添加泄放电路方案可以使得 $V_c$ 在充电周期结束后归零, $i_L$ 也趋于稳定,解决了谐振电路异常振荡的问题,但也可以看出 $V_c$ 归零并不迅速,约需 $0.6\ \text{ms}$ , $R_m$ 的添加也会额外消耗功率,消耗功率约 $48\ \text{W}$ ,因此该方案虽然解决了问题,但也存在缺点。

### 2.2 控制开关通断的解决方案

为了克服添加泄放电路方案的缺点,考虑在不增加元器件的条件下将谐振电容上的剩余电压释放掉。方案

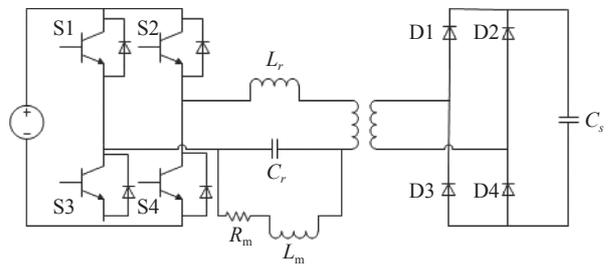


Fig. 4 Schematic diagram of circuit structure of scheme 1

图4 方案1的电路结构

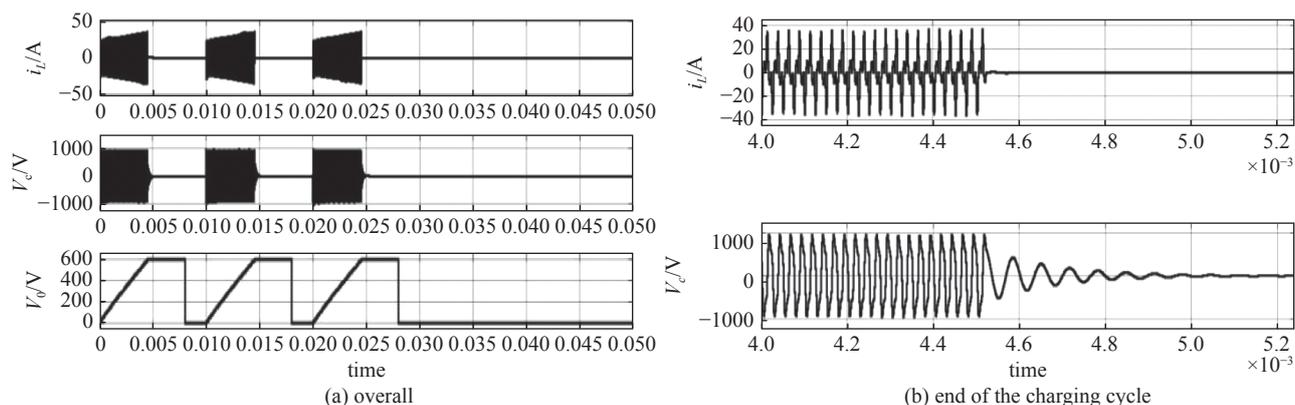


Fig. 5 Circuit simulation waveforms under scheme 1

图5 方案1的电路仿真波形

2不添加泄放电路,只需要通过控制电源自身部分开关在充电周期结束后导通,从而释放谐振电容剩余电压,使得谐振电容电压归零,控制方式简单,也避免了方案1的缺点,因此更具优势。

具体地,方案2对应的电路为图1(a)不变,图6给出了开关S1和S4的控制信号对比,开关S2、S3的对比与其相同,不做赘述。由图6可知,通过给开关S3和S4在充电周期结束后多增加一次导通信号,使得谐振电路仅与开关之间形成通路,而不与直流电源之间有能量流通,此时负载电容电压已经归零且负载电容值远大于谐振电容值,因此谐振电容剩余电压被迅速释放,谐振电容电压归零。在下一个充电周期起始时,谐振电容电压初始值为零,与负载电压保持一致,从而抑制了谐振电路的振荡。与方案1相比,方案2没有额外添加新的元器件,而是利用电路自身结构,通过给部分开关额外增加一次导通,使得谐振电容剩余电压在每个充电周期结束后释放归零,解决了谐振电容剩余电压导致的谐振电路振荡问题,具有更好的适用性。

为进一步分析控制开关通断方案,在Matlab/Simulink软件搭建图1(a)所示电路进行仿真,元件参数与图1(a)仿真保持一致。图7(a)所示分别为方案2的 $i_L$ 、 $V_c$ 和 $V_0$ 仿真波形,图7(b)所示分别为方案2在充电周期结束阶段的 $i_L$ 和 $V_c$ 的放大波形,图7(c)所示分别为方案2在充电周期开始阶段的 $i_L$ 和 $V_c$ 的放大波形。

由图7(a)可以看出,谐振电路在每个充电周期内工作波形均稳定,由图7(b)可以看出 $V_c$ 在充电周期结束后迅速归零,由图7(c)可以看出 $V_c$ 和 $i_L$ 在充电周期开始阶段保持稳定,因此控制开关通断方案有效解决了谐振电路异常振荡的问题,且谐振电容电压归零更加迅速,仅需0.015 ms,也没有添加额外元器件增加损耗,解决了添加泄放电路方案的缺点,其有效性得到验证,同时控制方法也简单通用,具有良好的适用性。

### 3 实验验证

为尽可能与仿真保持一致,保证实验结果的可对比性,采用800 V/6 A的充电电源进行实验,测试控制开关通断方案的有效性。实验中负载电容110  $\mu\text{F}$ ,泄放电阻2  $\Omega$ ,输入三相交流电,其余参数与仿真基本保持一致。图8为实验所用800 V/6 A充电电源实物,图9和图10分别为原电路和方案2的测试波形,波形分别是谐振电容电压 $V_c$ 、谐振电感电流 $i_L$ 以及负载电容电压 $V_0$ 。

图9(a)为原电路的整体电路波形,可以看出谐振电路出现了明显的异常振荡,图9(b)为充电周期起始时异常振荡的放大波形,可以看出谐振电路在充电周期起始时明显存在一段时间的异常振荡,图9(c)为充电周期结束阶段的放大波形,可以看出谐振电容存在剩余电压,没有归零。由图10(a)为控制开关通断方案的整体电路波形,可以看出谐振电路异常振荡被有效抑制,图10(b)为充电周期起始时谐振电路的放大波形,可以看出此时谐振电路在充电周期起始时没有出现异常振荡,一直处于正常工作状态,图10(c)为充电周期结束阶段的放大波形,可以看出,谐振电容剩余电压在控制开关S3和S4额外导通后被释放,迅速归零。通过实验结果对比可以看出控制开关

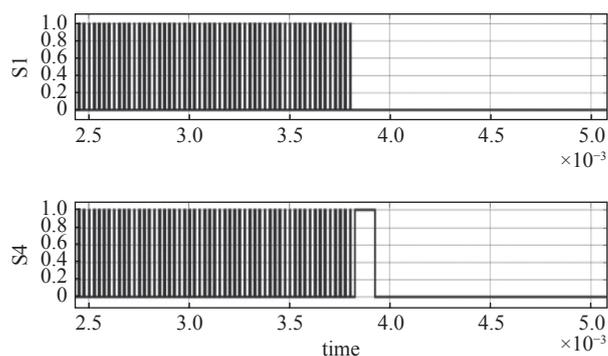


Fig. 6 Control signal comparison of switches S1 and S4

图6 S1和S4的控制信号对比

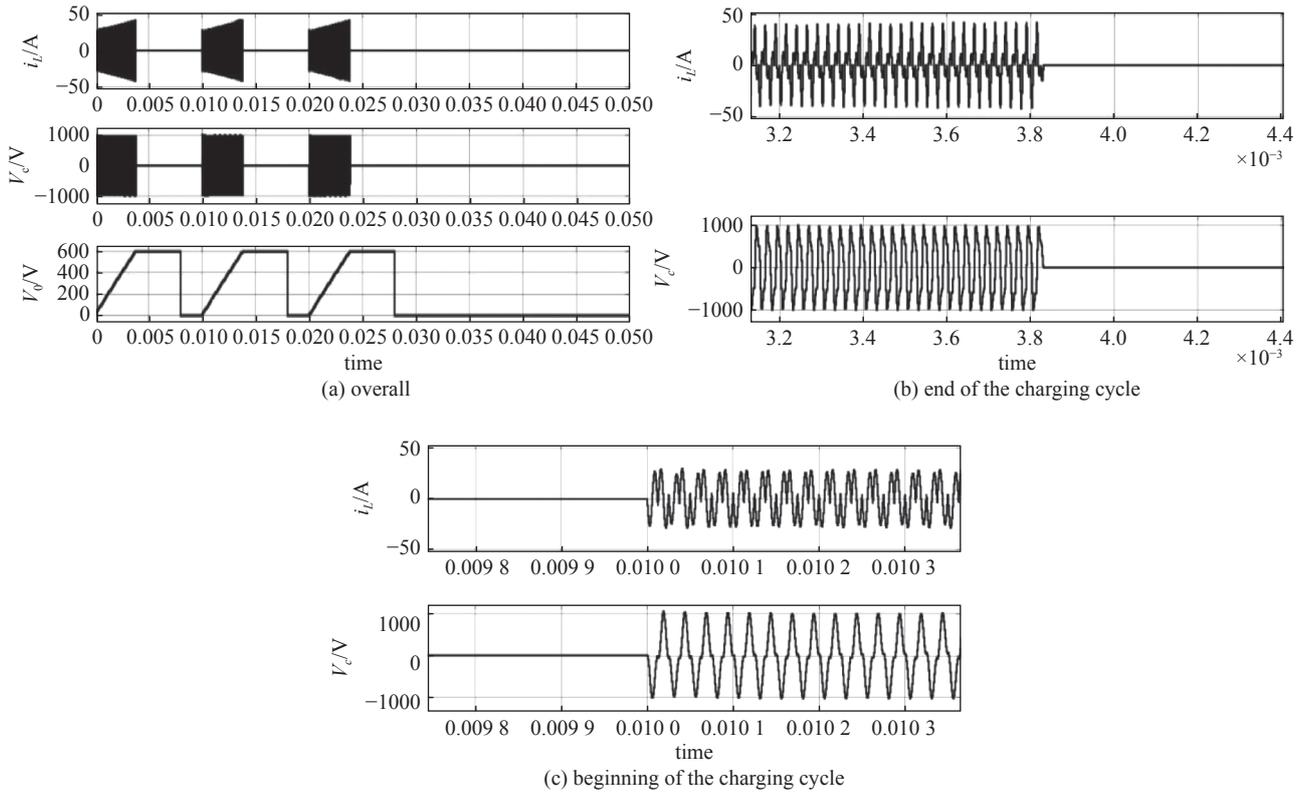


Fig. 7 Circuit simulation waveforms under scheme 2

图 7 方案 2 的电路仿真波形

通断方案对于谐振电路的稳定,验证了方案的有效性,同时控制方法简单通用,仅需对电路自身的部分开关额外增加一次导通信号,不需要额外增加元器件,具有良好的适用性。

#### 4 结论

针对电容器充电电源谐振电容存在剩余电压,在下一个充电周期起始时与负载电压不匹配引起谐振电路异常振荡导致开关过流,进而引发电源故障的问题,本文提出了控制开关通断的方法,通过控制电路自身部分开关在充电周期结束后额外导通,使得谐振电路仅与开关之间形成通路,而不与直流电源之间有能量流通,负载电容电压此时已经归零且负载电容值远大于谐振电容值,因此谐振电容

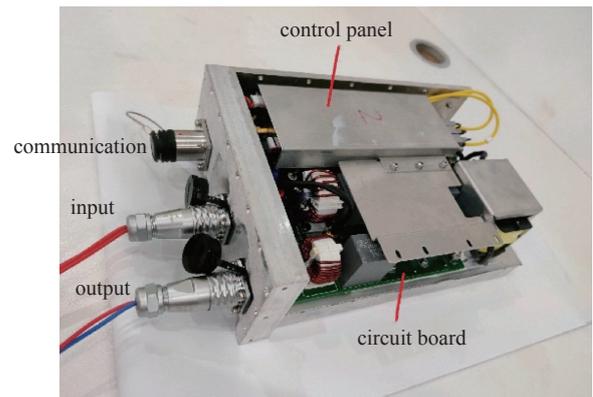


Fig. 8 Circuit prototype of 800 V/6 A charging power supply

图 8 800 V/6 A 充电电源实物图

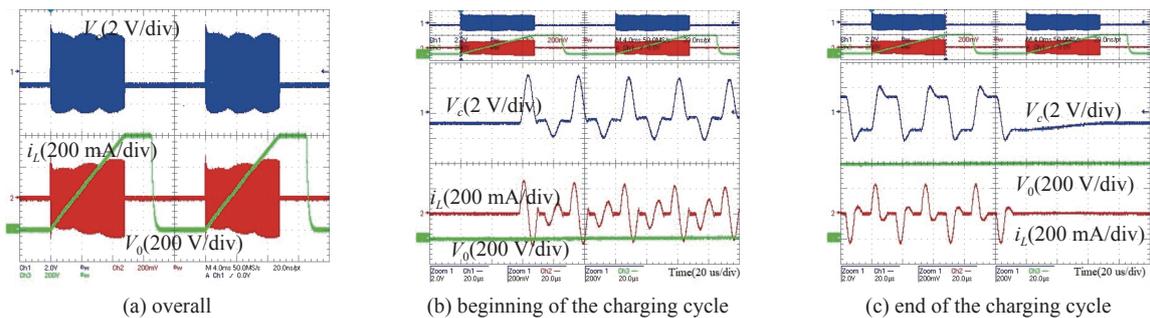


Fig. 9 Test waveforms of the original circuit

图 9 原电路的测试波形

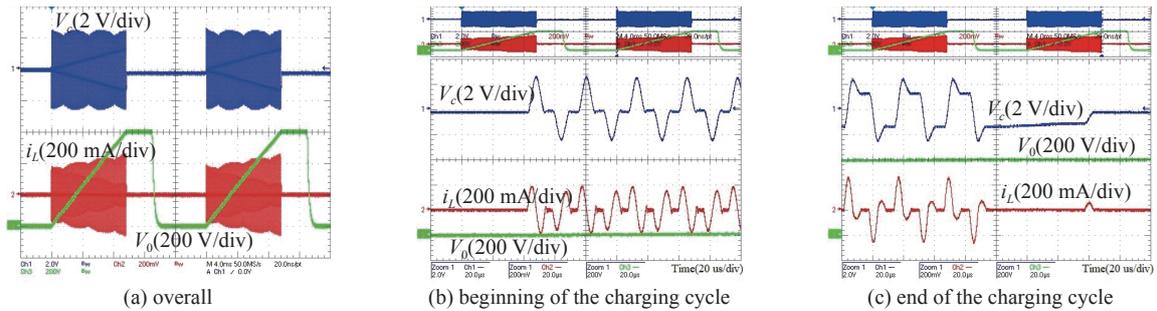


Fig. 10 Test waveforms of scheme 2

图 10 方案 2 的测试波形

剩余电压被迅速释放, 谐振电容电压归零。对该方法进行了仿真和实验验证, 其结果均证实了方法的有效性。该方法可以使得谐振电容电压在充电周期结束后迅速归零, 且不需要额外添加元器件增加损耗, 其对于开关的控制方法也简单通用, 方便实现, 具有较强的适用性。

### 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] Wu Lin, Wang Jun, Liu Zhigang, et al. Analysis and design of LC series converter considering effect of parasitic components[C]//International Conference on Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring. 2012: 126-130.
- [3] 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. The design of series resonant charging power supply[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2014)
- [4] 张洪寅. 电流断续模式谐振变换器的建模与控制[D]. 北京: 北京科技大学, 2021. (Zhang Hongyin. Modeling and control of resonant converters in discontinuous current mode[D]. Beijing: University of Science and Technology Beijing, 2021)
- [5] Tan N M L, Abe T, Akagi H. Design and performance of a bidirectional isolated DC-DC converter for a battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1237-1248.
- [6] 张天洋. 高功率脉冲驱动源的初级储能充电系统及其关键技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2016. (Zhang Tianyang. Investigation of primary energy supply system in high power pulse generators and related technologies[D]. Changsha: Graduate School of National University of Defense Technology, 2016)
- [7] Amirabadi M. Analog control of AC link universal power converters: the key to very high frequency AC link conversion systems[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. 2015: 2301-2308.
- [8] 高景明, 杨汉武, 李嵩, 等. 固态化高功率长脉冲驱动源重频特性[J]. 强激光与粒子束, 2016, 28: 025004. (Gao Jingming, Yang Hanwu, Li Song, et al. Repetitive characteristics of solid state high power long pulse generator[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2016, 28: 025004)
- [9] 李伟. 脉冲功率系统中能量回收电路的改进[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31: 055001. (Li Wei. Improvement of energy recovery circuit in pulsed power system[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2019, 31: 055001)
- [10] 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)
- [11] 邢达, 高迎慧, 严萍. 高频电容器充电电源绝缘栅双极晶体管吸收电路[J]. 强激光与粒子束, 2011, 23(1): 239-243. (Xing Da, Gao Yinghui, Yan Ping. Absorption circuit of insulated gate bipolar transistor for high-frequency capacitor charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2011, 23(1): 239-243)