

# 脉冲功率系统中能量回收电路的改进<sup>\*</sup>

李 伟

(成都致研新能电子科技有限公司, 成都 610031)

**摘 要:** 串联型能量回收电路从电路结构上保证了异常条件下脉冲功率系统中充电电源的安全,但恒流充电电源经回收电感向储能电容充电时会引起回收电路的振荡,不仅会造成充电电源输出过压和回收电感损耗增加,还会导致充电电压一致性明显变差等问题。在分析了回收电路振荡特性的基础上,提出了在回收电感两端并接旁路开关和双路充电输入的电路结构以及相应的充电控制方法,不仅可以抑制回路振荡从而提高充电一致性,还可以消除回收电感和旁路开关的不必要损耗且控制方法也简单通用。对包含有串接型回收电路的 600 V/400 A 充电系统进行了电路仿真和实验验证,实验结果表明:在 600 V 重频条件下,回收电路的改进方案可将储能电容电压的充电一致性偏差由 10 V 降低到 2.6 V,对应的相对偏差由 1.7% 降低到 0.5% 以内。

**关键词:** 能量回收; 恒流充电; 充电电源; 振荡抑制

**中图分类号:** TN86

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11884/HPLPB201931.180359

## Improvement of energy recovery circuit in pulsed power system

Li Wei

(Chengdu Zhiyan New Energy Technology Co., Ltd, Chengdu 610031, China)

**Abstract:** Series type energy recovery circuit guarantees the safety of charging power supply in pulse power system under abnormal conditions relying on circuit structure, but oscillation of recovery circuit will occur when the load capacitor is charged via recovery inductor by constant current charging power supply, which will not only cause the overvoltage of charging power supply and increase the loss of recovery inductance, but also lead to obvious deterioration of voltage consistency. Based on the analysis of the oscillation characteristics of the recovery circuit, the structure of the bypass switch connected with the recovery inductor and the double input for recovery circuit and the corresponding charging control method are proposed. It can not only suppress the oscillation of the circuit to improve the charging voltage consistency, but also significantly reduce the unnecessary loss of the recovery inductor and the bypass switch, besides, the control method is simple and universal. The circuit simulation and the experiment were carried out on a 600 V/400 A charging system with a series type recovery circuit, and the experimental results show that with the improved recovery circuit, the consistency deviation of the load capacitor voltage is reduced to 2.6 V from 10 V, and the relative deviation is reduced to 0.5% from 1.7% under the condition of 600 V pulse repetition.

**Key words:** energy recovery; constant current charging; charging power supply; oscillation suppression

**PACS:** 84.30.Jc; 84.60.Ve; 02.30.Yy

在高功率微波驱动源和电磁轨道炮等电容储能型脉冲功率系统中,储能电容脉冲负载通常表现为感性,在脉冲放电结束后,脉冲负载的寄生电感通过续流过程逐渐将电感中剩余的能量转移到储能电容中,并将储能电容电压极性反转<sup>[1-5]</sup>。为了避免充电电源被储能电容负压引起的电流烧毁,在高压小电流充电系统中通常采用串接限流电阻的方法限制电流并由限流电阻消耗剩余能量<sup>[6-7]</sup>。为提高系统电能效率,在大电流充电系统中通常采用加入回收电路的方法将负压形式的能量转换为需要的正压形式。根据回收电感在充电回路中的位置,可将回收电路分为旁路型<sup>[1]</sup>和串联型<sup>[4-5]</sup>,其中旁路型结构中通过关断串接在充电回路中的开关以避免负压对充电电源的损坏,而串联型则通过在充电回路并接旁路二极管的形式禁止负压进入充电电源。在异常情况下,

<sup>\*</sup> 收稿日期:2018-12-11; 修订日期:2019-03-20

作者简介:李 伟(1987—),男,博士,从事高效率高功率密度电源的研究; liwei\_chengdu@163.com。

特别是在充电期间出现了类似于主开关误导通的放电过程时,由于不依赖于控保电路的响应速度,串接型相比旁路型回收电路更有利于保护充电电源的安全<sup>[5]</sup>。基于高频谐振电路的恒流充电电源相比低频 LC<sup>[1,3-4]</sup> 谐振充电电源具有电气隔离、电压设置方便、充电电压一致性好等优点<sup>[5,7]</sup>,但在其连接串联型回收电路时则出现了充电过程振荡<sup>[5]</sup>、充电电源输出过压和充电一致性明显变差等问题。为了解决高频谐振式恒流充电电源与串联型回收电路相结合产生的问题,本文首先分析了回收电路的振荡特性,以抑制回路振荡为切入点,介绍了改进方案的工作原理,最后给出了电路仿真和实验验证结果。

## 1 工作原理

### 1.1 典型的回收电路结构及存在的问题

脉冲功率系统中两种典型的回收电路结构如图 1 所示,图 1 中  $C_1$  为储能电容,  $S_1$  为脉冲放电主开关, PS 为充电电源,  $L$  为回收电感,  $D_1$  为回收续流二极管,  $D_2$  为防反二极管,  $C_2$  为辅助电容,  $S_2$  为反压隔离开关(可采用晶闸管或 IGBT)。在图 1(a)所示电路中,开关  $S_1$  如果在充电期间出现误导通,当  $S_2$  采用晶闸管时,充电电源将因输出过流而损坏,当  $S_2$  采用 IGBT 但保护响应时间不够或开关尖峰电压吸收能力不足时也会出现充电电源损坏的情况。在图 1(b)所示电路中,开关  $S_1$  如果在充电期间出现误导通,充电电源不会有任何影响,因而从容错性和可靠性方面而言,串联型结构更好。

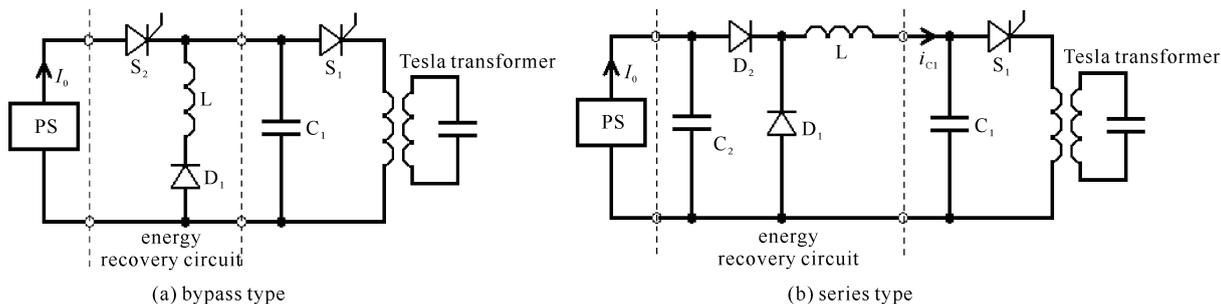


Fig. 1 Schematic diagram of pulse power system circuits with different types of recovery circuit

图 1 采用不同类型回收电路的脉冲功率系统电路示意图

在图 1(b)所示的结构中,如果 PS 采用 LC 低频谐振方式充电,系统可以稳定工作,但 PS 若采用高频谐振恒流充电方式时,则充电过程会出现振荡。

为简化分析,将图 1(b)中的储能电容  $C_1$  等效为电压缓慢变化的电压源  $u_{C1}$ , 充电电源简化为电流源  $I_0$ , 简化后的电路和参数标示如图 2(a)所示,工作波形示意图如图 2(b)所示。

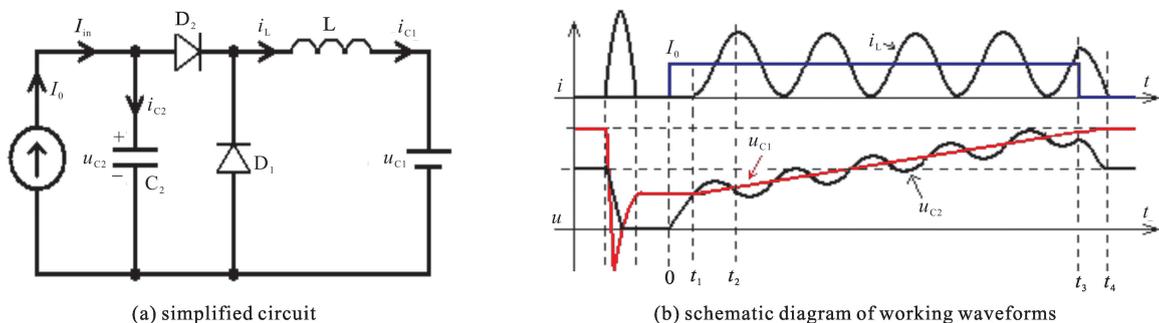


Fig. 2 Simplified circuit and waveform diagram of series type recovery circuit

图 2 串联型回收电路的简化电路和工作波形示意图

如图 2(b)所示,在充电电源开始工作的 0 时刻,辅助电容  $C_2$  的电压  $u_{C2}$  为 0,回收电感的电流  $i_L$  为 0,储能电容电压为  $u_{C1}$ ,在  $u_{C2} < u_{C1}$  的时间段  $0 \sim t_1$  内,充电过程为电流源以  $I_0$  电流直接对  $C_2$  充电;在  $u_{C2} \geq u_{C1}$  时,电流源不仅对  $C_2$  充电,而且经过回收电感对  $C_1$  充电并引起谐振过程,在  $t_1$  时刻之后,图 2(a)电路对应的微分方程为

$$u_{C2} = \frac{1}{C_1} \int_{t_1}^t (I_0 - i_L) dt = L \frac{di_L}{dt} + u_{C1} \quad (1)$$

结合  $t_1$  时刻的初始条件,可得  $t_1$  时刻之后电感电流  $i_L$  和电容  $C_2$  的电压  $u_{C2}$  的表达式为

$$i_L = I_0 - I_0 \cos(\omega(t - t_1)), \quad t \geq t_1 \quad (2)$$

$$u_{C_2} = u_{C_1} + I_0 Z \sin(\omega(t - t_1)), \quad t \geq t_1 \quad (3)$$

式中:  $\omega = 1/\sqrt{LC_2}$ ,  $Z = \sqrt{L/C_2}$ 。由式(2)和(3)可知,  $i_L \geq 0$ ; 当  $I_0 Z \leq u_{C_1}$  时,  $u_{C_2} \geq 0$ , 即图 2(a) 中的二极管  $D_1$  和  $D_2$  对振荡不起作用, 振荡是必然的, 而且会持续下去。

根据式(2)可计算出充电期间回收电感中的电流有效值为

$$i_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (I_0 - I_0 \cos(\theta))^2 d\theta} = \sqrt{1.5} I_0 \quad (4)$$

由式(4)可见, 充电期间回收电感的损耗将增加 50%。根据式(2)和式(3)可得, 回收电感中电流的峰值电流  $i_{L\text{max}}$  和  $C_2$  上的振荡引起过冲电压  $\Delta u_{C_2-u}$  为

$$i_{L\text{max}} = 2I_0 \quad (5)$$

$$\Delta u_{C_2-u} = I_0 Z \quad (6)$$

由式(6)可见, 特征阻抗  $Z$  越小, 即辅助电容  $C_2$  的容量越大, 过冲电压越小; 过小的  $C_2$  的容量会引起充电机的输出端的严重过压。

在恒流充电电源停止充电后, 回收电感电流续流过程会引起  $C_2$  电压的下降和  $C_1$  电压的升高; 通常  $C_2 \leq 0.1C_1$ , 为简化分析, 仅考虑  $C_2$  与  $L$  的谐振过程; 定义充电结束时回收电感的电流值为  $i_{L_e}$ , 由于电感电流下降到 0 的时间为振荡周期的 1/4, 则电容  $C_2$  上的电压下降量  $\Delta u_{C_2-d}$  可表示为

$$\Delta u_{C_2-d} = \frac{1}{C_1} \int_0^{0.5\pi/\omega} i_{L_e} \cos(\omega t) dt = i_{L_e} Z \quad (7)$$

由于  $i_{L_e}$  在  $0 \sim 2I_0$  之间存在不确定性, 因而  $\Delta u_{C_2-d}$  在  $0 \sim 2I_0 Z$  之间变化; 定义  $m = C_2/C_1$ , 则可得充电结束后储能电容上电压最大变化量  $\Delta u_{C_1}$  为

$$\Delta u_{C_1} = 2mI_0 Z = \frac{2I_0 \sqrt{LC_2}}{C_1} \quad (8)$$

由式(8)可见, 辅助电容  $C_2$  越大, 储能电容  $C_1$  上的电压不确定范围越大, 与式(6)确定的过压幅值存在矛盾关系。

假设回收电感为  $80 \mu\text{H}$ , 储能电容为  $14 \text{ mF}$ , 辅助电容为  $700 \mu\text{F}$ , 充电电流  $I_0$  为  $400 \text{ A}$ , 则在储能电容电压达到  $600 \text{ V}$  停机后, 根据式(8)可得回收电感续流过程导致最终的储能电容电压范围为  $600 \sim 613.5 \text{ V}$ , 最大误差相对百分比为  $2.3\%$ ; 若要满足最大偏差低于  $1\%$  的要求, 则辅助电容的容量需要降低到  $138 \mu\text{F}$ , 此时由式(6)可得过冲电压为  $305 \text{ V}$ , 过压幅度超过了额定输出电压的  $50\%$ , 造成充电电源严重过压; 另外, 如果充电机根据自身输出电压( $C_2$  电压)判断充满与否, 则由式(6)决定充电偏差范围, 充电电压一致性也将严重恶化。根据以上分析, 在传统回收电路方案中无法通过硬件参数配置兼顾充电一致性和充电机过压幅度。

## 1.2 回收电路的改进方案和工作原理

### 1.2.1 改进方案 1

为解决充电期间的振荡引起的充电一致性差和充电机过压的问题, 首先考虑了在回收电感两端并接旁路二极管的方案, 通过限制电感电流下降速率的方式抑制振荡, 但为了避免能量回收时电感电流的下降过程也被限制, 采用了单向开关代替二极管的形式, 电路如图 3(a) 所示, 相应的工作波形示意图如图 3(b) 所示; 由于充电过程的振荡被抑制, 因而  $t_3$  时刻的电感电流幅值是确定的, 从而可以保证每次充电电压的一致性, 电感续流引起的储能电容电压偏高对应的充电精度问题可以通过设置电压进行修正。

旁路开关仅对电流的下降速率有限制作用, 对于充电初期电感电流的上升过程无影响, 但式(5)仍然成立, 即电感电流峰值是充电电流的 2 倍, 不仅回收电感损耗较大的问题未解决, 还新增了旁路开关的损耗, 使得回收电路的总损耗更大, 因而方案 1 仅能解决充电电压一致性和充电机过压的问题。

### 1.2.2 改进方案 2

为解决方案 1 中回收电路损耗较大的问题, 方案 2 采用了对充电机的输出电流进行延迟控制的方法对回收电感电流峰值进行控制, 相应的电路结构和工作波形如图 4 所示; 方案 2 中先将充电电源的初始充电电流降低到满电流的一半并保持, 当电感电流振荡上升到满电流幅值时, 充电机的输出电流升高到满电流并保持, 此时电感电流与充电机提供的电流相等, 回收电路直接进入了稳态, 同时解决了回收电感和旁路开关损耗过大的

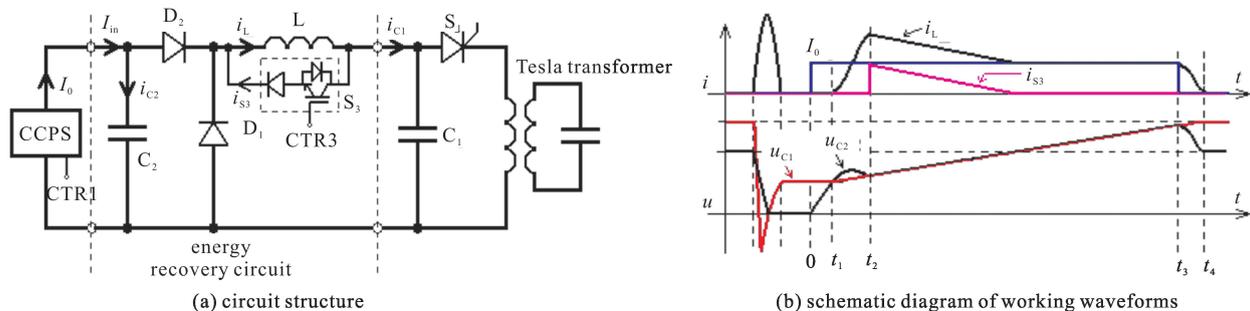


Fig. 3 Schematic diagram of circuit structure and working waveform of improved scheme 1

图 3 改进方案 1 的电路结构和工作波形示意图

问题。充电机输出电流的调节方案,既可以采用图 4(a)中的 2 个延时控制的充电机实现,也可以在图 3(a)的电路中,通过快速调节充电机输出电流的方式实现。

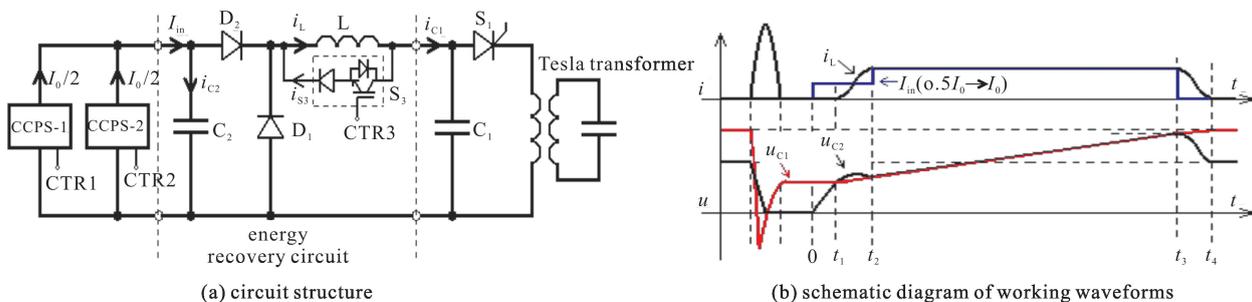


Fig. 4 Schematic diagram of circuit structure and working waveform of improved scheme 2

图 4 改进方案 2 的电路结构和工作波形示意图

方案 2 可以解决充电电压一致性、充电机过压和回收电路损耗过大的问题,但半电流向满电流切换的延时时间( $t_2$ )包括 2 部分:一个是半周期的振荡时间( $t_2 - t_1$ ),此时间是一个固定值并由回收电路的硬件参数决定;另一个延时时间是充电机将  $C_2$  电压由 0 充到储能电容电压初始值的时间( $t_1$ ),它是变化的,并与充电电流  $I_0$  和储能电容回收后的初始电压有关;根据以上分析,方案 2 的延时控制方法与充电机充电能力和负载初始状态有关,不具有通用性。

1. 2. 3 改进方案 3(双路充电结构)

为了解决方案 2 中延时控制方法的适应性问题,方案 3 采用了抵消的思路加以解决,改进后的电路和相应工作波形如图 5 所示。图 5(a)中新增了一个隔离二极管  $D_3$  和辅助电容  $C_3$ ,  $C_3$  的容量与  $C_2$  相等;  $C_2$  和  $C_3$  分别连接两个输出电流相等的充电机 1 和充电机 2。通常  $C_2 \leq 0.1C_1$ , 近似取  $t_1$  时刻与  $t_2$  时刻  $C_2$  的电压相等,并定义充电机 2 的开启时刻为  $t_x$  且正好在  $t_2$  时刻将  $C_3$  电压由 0 充到储能电容初始电压,则可知  $t_2 - t_x$  值与  $t_1$  值相等,从而可得充电机 2 滞后于充电机 1 的延时时间  $t_x = t_2 - t_1$ ,由于这个值为振荡周期的一半,与充电机充电能力和储能电容初始状态无关,因而通用性更好。

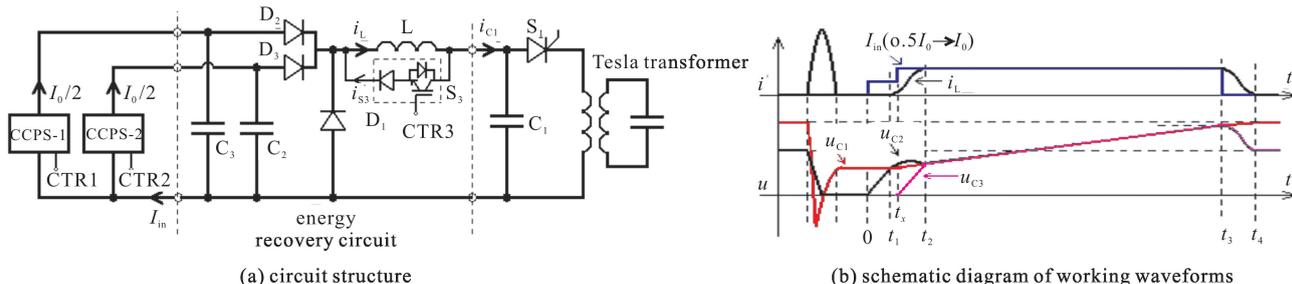


Fig. 5 Schematic diagram of circuit structure and working waveform of improved scheme 3

图 5 改进方案 3 的电路结构和工作波形示意图

与方案 2 中的延迟时间相比,方案 3 中的延迟时间更短,因而可以一定程度上规避充电机的充电能力没有充分利用的问题。理论上,方案 2 和方案 3 通过对振荡过程的控制可以同时解决充电一致性、充电机过压和回收电路损耗等方面的问题,不再需要旁路开关  $S_3$ ,但为了避免先后开启的两个充电机的电流幅值不一致或者

延迟时间不准确等造成的振荡, 还是可以保留旁路开关  $S_3$  以增强适应性。

## 2 仿真及实验

### 2.1 电路仿真

为验证改进方案的有效性, 首先采用 Matlab/Simulink 软件进行了电路仿真, 仿真中元件参数如下: 回收电感  $L$  为  $80 \mu\text{H}$ , 阻抗为  $1 \text{ m}\Omega$ ; 储能电容  $C_1$  为  $14 \text{ mF}$ ; 辅助电容  $C_2$  和  $C_3$  均为  $700 \mu\text{F}$ ; 二极管  $D_1 \sim D_3$  通态压降均为  $1 \text{ V}$ ; 开关  $S_3$  的通态压降为  $3 \text{ V}$ ; 充电机总电流  $I_0$  为  $400 \text{ A}$ 。充满停机控制的采样电压取自储能电容  $C_1$ 。串联型回收电路中不同方案下的工作波形如图 6 所示。

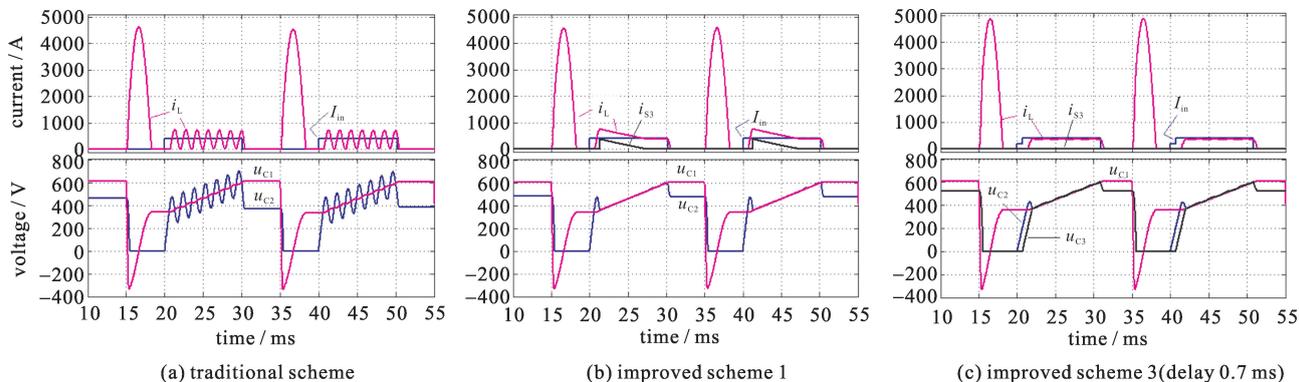


Fig. 6 Circuit simulation waveforms under different schemes of recovery circuit

图 6 回收电路不同方案下的电路仿真波形

图 6(a)~图 6(c)分别为传统方案、方案 1 和方案 3 下的仿真波形, 波形符合理论预期; 在改进方案 3 中, 不仅电流振荡得到了抑制, 回收电感的峰值电流以及旁路开关的电流幅值也明显下降; 改进方案 3 中的延迟时间为  $0.7 \text{ ms}$ , 小于改进方案 2 中需要的  $1.8 \text{ ms}$ , 符合理论预期; 另外, 改进方案 3 的延迟时间在不同设置电压时的适应性也得到了验证。

### 2.2 实验

高频谐振恒流充电电源在连接串联型回收电路时出现的充电精度较差的问题是在  $600 \text{ V}/400 \text{ A}$  充电机项目的实验中发现的, 因而解决方法也必须要要在实验中测试其有效性。实际上, 由于充电机总充电模块数量不是偶数(15 台), 而且各充电模块的启用与否可由用户设置, 因而回收电感并接的旁路开关仍必须保留; 实验中回收电路的结构和相应的控制方法采用了改进方案 3, 实验中各元件的参数基本与仿真参数一致, 旁路开关选用 2 只 Infineon 公司的 FF400R12KT3\_E 进行并联。图 7 为旁路开关的驱动板(1SC2060P)被干扰前后的辅助电容和储能电容电压波形, 可作为旁路开关抑制振荡的有效性说明。图 8 为重频条件下的对比测试结果, 回收电路改进前的一致性偏差约  $10 \text{ V}$ , 改进后的一致性偏差降低到  $2.6 \text{ V}$ 。

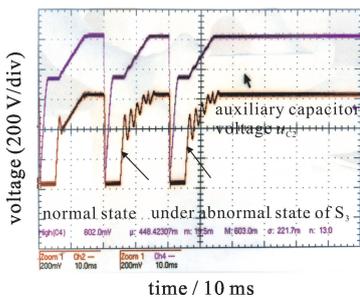
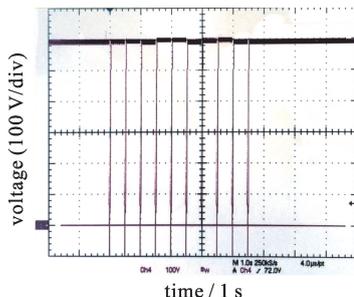
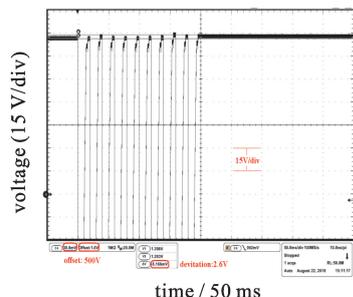


Fig. 7 Test results of bypass switch effectiveness

图 7 旁路开关有效性测试结果



(a) pre improvement result (2 Hz)



(b) after improvement result (50 Hz)

Fig. 8 Test results of voltage consistency on load capacitors at pulse repetition condition

图 8 重频时储能电容器电压一致性测试结果

## 3 结论

针对恒流充电电源与串联型回收电路相结合出现的充电电源过压、回收电感损耗增加以及充电电压一致性降低的问题, 本文提出了在回收电感两端并接旁路开关和双路充电输入的电路结构以及相应的充电控制方

法,仿真和实验结果证实了改进方案的有效性。本文提出的改进方案有利于提高脉冲功率系统的稳定性和可靠性,并且具有电路结构和控制方法简单的特点,具有较强的实用性。

### 参考文献:

- [1] 乔汉青,樊亚军,夏文锋,等. 时基反馈控制的 Tesla 变压器初级电源[J]. 强激光与粒子束, 2018, 30:085005. (Qiao Hanqing, Fan Yajun, Xia Wenfeng, et al. Time-base feedback controlled primary source of Tesla transformer. High Power Laser and Particle Beams. 2018, 30: 085005)
- [2] 龚晨,于歆杰,初祥祥,等. 电容储能型轨道炮能量回收方案及仿真实现[J]. 高电压技术, 2014, 40(4):1134-1140. (Gong Chen, Yu Xinjie, Chu Xiangxiang, et al. Energy recovery strategy and simulations for capacitor-based railgun system. High Voltage Engineering, 2014, 40 (4):1134-1140)
- [3] 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. Changsha: National University of Defense Technology, 2016)
- [4] 许建军,常安碧,夏世维,等. 新型高功率高重复频率脉冲电源研制[J]. 高电压技术, 2003, 29(7):43-44. (Xu Jianjun, Chang Anbi, Xia Shiwei, et al. Development of new type high power and high repetition rate pulse power supply. High Voltage Engineering, 2003, 29(7):43-44)
- [5] Wang Limin, Su Jianchang, Peng Jianchang, et al. Applications of series resonant power supply in Tesla transformer[C]//17th International Conference on High Power Particle Beams (BEAMS). 2008:1-3.
- [6] 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. High Power Laser and Particle Beams, 2018, 30:065003)
- [7] 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. High Power Laser and Particle Beams, 2016, 28: 025004)