



·脉冲功率技术·

分布电感对脉冲电源充电 T 型保护回路的影响*

王 毅, 黄 凯, 苏子舟, 王 遂, 闫 杰

(西北机电工程研究所, 陕西 咸阳 712099)

摘 要: 在使用基于高频开关变换充电技术的充电机对脉冲电源充电时, 由于充电回路中分布电感的存在, 在高频电流充电过程中, 会在充电机 T 型保护回路两端产生高于充电电压的过电压, 存在损坏 T 型保护回路半导体功率器件的风险; 为解决此问题建立充电机及脉冲电源回路仿真模型, 通过仿真分析得到充电回路分布电感变化对 T 型保护回路影响的初步规律, 然后通过实验进一步验证该规律。为了减少充电回路分布电感对 T 型保护回路影响, 针对性地提出了减少充电回路的分布电感解决方案, 主要方法是改变输出线缆类型、长度等措施, 并通过仿真与实验来验证该方案的有效性, 为脉冲电源工程化应用提供可靠的参考依据。

关键词: 脉冲电源; 高频开关变换; T 型保护回路; 分布电感; 过电压

中图分类号: TM86

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202335.220242

Influence of distributed inductance on T-type protection charging circuit of pulse power supply

Wang Yi, Huang Kai, Su Zizhou, Wang Sui, Yan Jie

(Northwest Institute of Mechanical & Electrical Engineering, Xi'an 712099, China)

Abstract: When the charger based on the high-frequency switching charging technology is used to charge the pulse power supply, due to the existence of distributed inductance in the charging circuit, during the high-frequency current charging process, overvoltage higher than the charging voltage will be generated at both ends of the T-type protection circuit of the charger, and there is a risk of damaging the semiconductor power devices of the T-type protection circuit. To solve this problem, the simulation model of charger and pulse power supply circuit is established, and the preliminary law of the influence of the distribution inductance change of charging circuit on T-type protection circuit is obtained through simulation analysis, and it is further verified through experiments. To reduce the influence a solution to reduce the distributed inductance of the charging circuit is proposed. The main method is to change the type and length of the output cable. The effectiveness of the solution is verified by simulation and experiment, which provides a reliable reference for the engineering application of the pulse power supply.

Key words: pulse power supply, high frequency switching converter, T-type protection circuit, distributed inductance, overvoltage

电磁发射技术是将电源系统存储的电能转化为载荷动能的一种发射技术, 主要由发射系统和电源系统两部分组成^[1], 因此对脉冲电源技术的研究逐渐成为电磁发射技术工程化研究的关键点之一^[2]。目前, 采用电容储能、多模块并联、按照设定时序进行放电的高功率脉冲电源是电磁发射工程中最常用的电能系统^[1]。随着对电磁发射技术研究的不断深入, 需要电源系统能够实现短时间内快速充电; 伴随半导体开关技术的飞速发展, 集成度好、充电速度快、基于高频开关变换技术的充电机在电容式脉冲电源的充电技术中具有明显优势^[3]。

为进行脉冲电源充电关键技术研究, 西北机电工程研究所建立了一套 7 MJ 脉冲电源及基于高频开关变换技术的高功率充电机研究平台, 在该平台上进行各种条件下的充放电实验, 深入研究脉冲电源充电技术机理。实验中, 随着充电电压的增大, 充电机 T 型保护回路(下文简称 T 保)会出现故障。为了查明这一故障产生的原因, 在

* 收稿日期: 2022-08-08; 修订日期: 2022-10-12
联系方式: 王 毅, 1412791414@qq.com。

T型保护回路两端接上高压差分探头,并将差分探头信号输入进示波器,最终通过示波器记录的波形确定是T型保护回路两端出现了高于充电电压的过电压,而设计时留有的安全余量不足,最终导致T保里的半导体功率器件损坏。为深入研究T保两端过电压产生的机理,笔者查阅了大量国内外相关文献,文献[4]研究了在高频电路工作,线路分布电感会引起功率元件电流分布不均,从而导致器件损坏等情况;文献[5]研究,随着电路工作频率的增大,电路中存在的分布电感和电容会对电路的影响更加明显,会使得电路中产生高频振荡,影响电路的可靠运行;文献[6]研究了线缆中分布电感储能的计算方法。

通过对这些文献的研究分析发现,在高频工作状态下,充电回路中分布电容、分布电阻以及分布电导对充电回路里器件的影响有限,而分布电感对充电回路里器件的影响很大。随着充电电路工作频率的增加,线路中的电感对器件的影响也随之增加^[5]。因此,确定是由于充电输出线缆分布电感的存在,T保两端才产生了高于充电电压的过电压。本文以高频充电机及7 MJ脉冲电源系统为平台,深入研究充电电缆分布电感对充电机T保的影响。

1 建立脉冲电源充电回路仿真模型

1.1 脉冲电源充电机原理

为了实现脉冲电源快速充电,采用基于高频开关变换技术的充电机完成。高频充电机主回路主要包含EMI滤波单元、三相整流单元、IGBT逆变单元、谐振单元、升压整流单元和T型保护单元(T型保护单元由1套保护二极管组和一个保护电阻组成^[7]),T保回路的主要作用一方面是在充电机后级电路发生故障时,T保可保证充电机系统的安全性;另一方面是在脉冲电源放电时,可保证放电电流不会加载到充电机的整流、变压器等单元上。充电机主回路工作原理如图1所示。

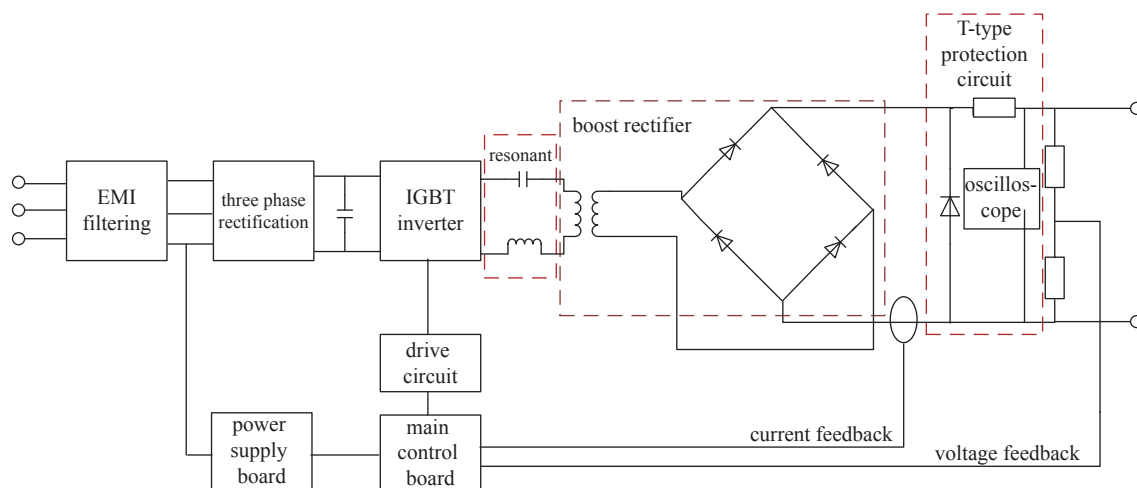


Fig. 1 Schematic diagram of main circuit of charger

图1 充电机主回路原理图

实际工作时,交流380 V的电压经过EMI滤波,三相整流单元将三相交流整流成单相直流。通过IGBT逆变和谐振电路将单相直流转为高频交流,通过变压器升压、整流输出高压直流,为脉冲电源模块充电。由于充电线缆分布电感的存在,在IGBT模块的高频通断的情况下,会在T保两端产生高于充电电压的反压,这个反压如果不能被抑制,将会严重影响T保二极管,甚至可能会将其损坏^[8]。

1.2 建立仿真模型

为了评估充电回路中分布电感对充电回路里T保的影响,分析分布电感高频工作状态下的情况,采用MATLAB对充电过程进行仿真,仿真模型为1个充电回路对4个脉冲电源模块进行充电,仿真模型见图2。图中,方框A为高频充电机回路,方框B为输线缆,方框C为脉冲电源回路。

1.3 模型参数选取

1.3.1 分布电感确定

从查阅的相关文献可知:脉冲电源充电回路中的分布电感主要是充电输出线缆带来的,因此我们主要研究充电输出线缆的电感值对脉冲电源充电回路的影响^[9]。线缆的分布电感值取决于线缆的类型、尺寸、材料及导体介质参数,高频充电机平台使用双绞线作为充电线缆用来对脉冲电源进行充电,双绞线的电感值按照双线制传输线

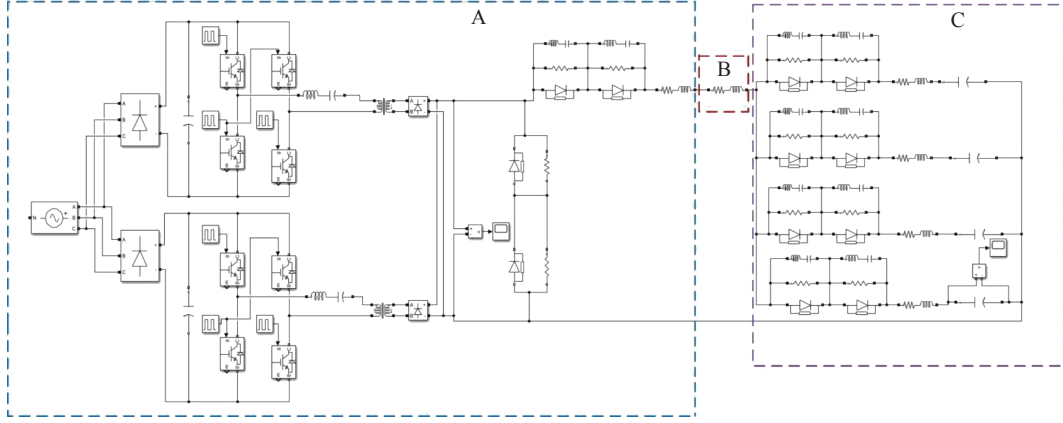


Fig. 2 Schematic diagram of simulation

图 2 仿真原理图

的电感量计算^[10], 公式如下

$$L = \frac{\mu_0 l}{\pi} \left(\ln \frac{D}{r} + \frac{1}{4} \right) \quad (1)$$

式中: $\mu_0=1.256\ 64\ \mu\text{H}/\text{m}$ 为真空磁导率; l 为导线长度; D 为双线距离; r 为导线芯半径。

将双绞线的实际参数 $l=10\ \text{m}$, $D=36\ \text{mm}$, $r=2\ \text{mm}$ 代入公式计算可得 $L = \frac{1.256\ 64 \times 10^{-6} \times 10}{\pi} \left(\ln \frac{36}{2} + \frac{1}{4} \right) = 12.56\ \mu\text{H}$ 。

当充电输出线缆长度为 22 m 时, 代入公式(1)可得, 电感理论值为 27.6 μH 。

1.3.2 充电回路中其他参数确定

(1) 充电机回路仿真参数

EMI 三相滤波器参数。充电机回路输入为三相四线交流 380 V, 额定频率为 50 Hz, 充电机平均充电功率为 $P_{\text{oavg}}=100\ \text{kW}$, 高压充电机主回路分为两路并联, 每路平均充电功率为 $0.5P_{\text{oavg}}$, 能量传输效率 $\eta=90\%$ 。计算单回路供电输入平均相电流为^[11] $I_{\text{IL}} = \frac{0.5P_{\text{oavg}}}{\eta \times \sqrt{3} \times 380\text{V}} = \frac{0.5 \times 100 \times 10^3}{0.9 \times \sqrt{3} \times 380} = 84.4\ \text{A}$ 。

三相整流单元参数。单回路供电输入平均相电流 84.4 A, 峰值输入相电流可达 169 A。高压充电机选用额定电流 340 A 的三相整流桥。

为了防止充电机运行时母线电压纹波过大, 导致充电机运行异常, 选用滤波电容器吸收母线电压纹波, 母线滤波电容器的容值最小值计算公式为^[12]

$$C_{\text{busmin}} = \frac{2P_{\text{oavg}}T_d}{(U_{\text{busmax}}^2 - U_{\text{busmin}}^2)} \quad (2)$$

式中: T_d 为母线电压纹波下降时间, 取为 1.67 ms, 单路主回路平均功率为 $0.5P_{\text{oavg}}$, 代入上式可计算单路主回路的最低母线滤波电容器的容值 C_{busmin} 为 2.1 mF; 每路主回路的滤波电容器选用 6 个 660 μF 的薄膜电容并联组成, 总容值为 3.96 mF。

IGBT 逆变单元参数。单台充电机设计充电电流 $I_{\text{oavg}}=40\ \text{A}$, 则单路变压器输出电流为 $0.5I_{\text{oavg}}$ 。变压器变比 $n=17$, 则单路变压器一次侧平均电流^[13] $I_{\text{iavg}} = n \times 0.5I_{\text{oavg}} = 340\ \text{A}$ 。

高压充电机单路主回路平均输入电流 $I_{\text{iavg}}=340\ \text{A}$, 峰值电流为 $I_{\text{ipk}}=960\ \text{A}$ 。单回路逆变器件选用 2 个额定电流 600 A 的 IGBT 半桥模块并联使用。

谐振单元参数。充电机逆变频率 f 取为 40 kHz 时, 谐振周期 T_s 为 25 μs 。串联谐振公式^[14]

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T_s} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3)$$

谐振参数计算公式

$$C_r = \frac{I_{\text{iavg}} T_s}{4U_{\text{busmin}}} \quad (4)$$

将 $T_s=25 \mu\text{s}$, $I_{iavg}=340 \text{ A}$, $U_{busmin}=462 \text{ V}$ 代入公式(4)得 $C_r = \frac{I_{iavg}T_s}{4U_{busmin}} = 4.6 \mu\text{F}$ 。充电机单路主回路中谐振电容是 4 个 $1.4 \mu\text{F}$ 电容器并联使用,总容值为 $5.6 \mu\text{F}$,代入公式(3)得 $L_r = \frac{T_s^2}{(2\pi)^2 C_r} = \frac{(25 \times 10^{-6})^2}{(2\pi)^2 \times (5.6 \times 10^{-6})} = 2.83 \mu\text{H}$ 。

充电机单路主回路中谐振电感是 2 个 $1.5 \mu\text{H}$ 的电感串联使用,总电感值为 $3 \mu\text{H}$ ^[15]。

变压器参数。充电机磁芯选用的是高磁感、高磁导率、低损耗、高居里温度的纳米晶材料^[16]。根据脉冲电源充电需要,变压器一次侧电压为 462 V ,二次侧电压为 7700 V ,因此变压器的变压比为 17。

T 型保护单元。T 保二极管模块选用 UDC-9kA7kV-UTX01 模块,限流电阻选用 $R_T=0.25 \Omega$ 。

充电机内部电感参数。充电机内部电感值主要是由充电机内部输出线缆电感与充电机内部其余分布电感两部分组成^[17]。充电机内部输出线缆长 10 m ,根据公式(1)计算电感值 L 为 $12.56 \mu\text{H}$,考虑到充电机内部电缆盘绕情况,电感值取为 $14 \mu\text{H}$;依据工程经验估算,充电机内部其余分布电感取 $4 \mu\text{H}$;因此充电机内部电感值取为 $18 \mu\text{H}$ 。

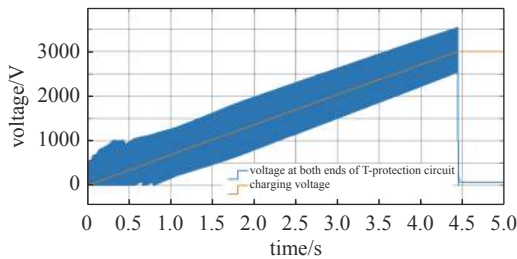
(2) 脉电回路仿真参数选取

依据工程经验估算,单路脉电回路分布电感值为 $24 \mu\text{H}$,则四路并联分布电感为 $6 \mu\text{H}$;单路脉电回路中的脉冲电容器的容值取为 9.47 mF 。

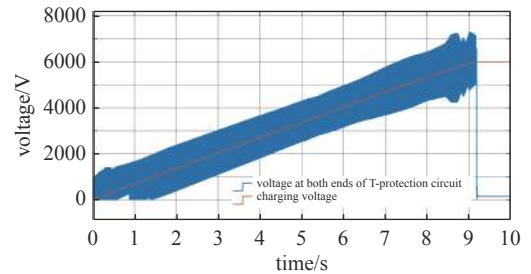
2 仿真验证分析

2.1 仿真分析

为了进一步确定充电输出线缆的分布电感对充电机 T 保两端的影响,对充电回路进行仿真。设置仿真条件时,充电机内部电感值与脉冲电源模块内部回路分布电感值不变,只改变充电输出线缆的电感值。通过仿真分别计算 10 m 、 22 m 双绞线在 3 kV 、 6 kV 充电电压、 25 A 充电电流条件下 T 保两端的过电压, T 保过电压仿真波形见图 3、图 4。



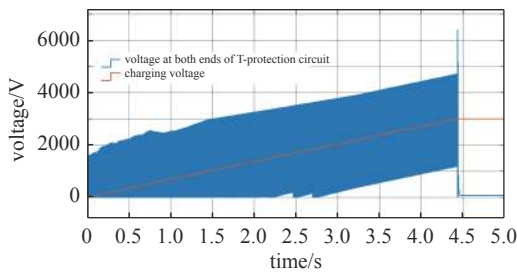
(a) 3 kV voltage waveform



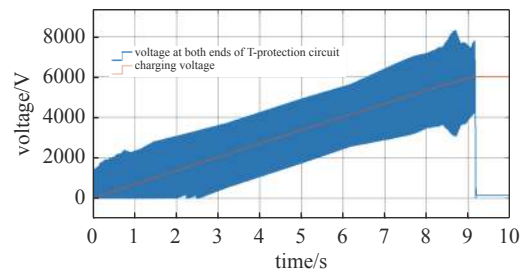
(b) 6 kV voltage waveform

Fig. 3 Voltage waveform of 10 m twisted pair

图 3 10 m 双绞线电压波形



(a) 3 kV voltage waveform



(b) 6 kV voltage waveform

Fig. 4 Voltage waveform of 22 m twisted pair

图 4 22 m 双绞线电压波形

2.2 实验验证

上文通过仿真分析了充电输出线缆分布电感对 T 保的影响,并确定了线缆分布电感是 T 保两端产生过电压的主要因素,但并未对仿真结果的准确性进行验证。因此在图 2 仿真模型的基础上将整个电路连接起来,在充电机 T 保两端和脉冲电源模块两端分别接一个 1:1000 的高压差分探头测量电压,并连接 Tek TPS2024 示波器来采集电压波形。

通过高频充电机对脉冲电源进行充电,验证充电输出线缆分布电感对 T 保的影响。充电输出线使用 10 m 双

绞线, 充电机充电电压设置为 3 kV, 充电电流为 25 A; 采用充电机对 4 组脉冲电源模块充电, 示波器采集整个充电过程中的电压波形数据。将示波器采集的电压波形数据进行处理, 实验数据如图 5 所示。

从图 5 看出: 充电过程中, 充电回路的 T 保两端电压最大值为 3.64 kV, 与同等条件下仿真的 3.60 kV 接近, 说明仿真模型参数选取接近实际值, 仿真结果准确, 可以用来反映充电输出线缆电感值对 T 保两端过电压的影响。

3 T 保两端过电压优化方案

对上述仿真结果进行统计, 具体见表 1, 可以看出: 随着充电电压与充电输出线缆分布电感值的增大, 脉冲电源充电回路中 T 保两端的过电压值也在增大, 整体呈现线性增长趋势, 这对 T 保二极管也提出了更高的耐压要求。为了有效降低 T 保二极管两端的电压, 采用一些方案来降低充电输出线缆的分布电感, 从而减小 T 保两端过电压。

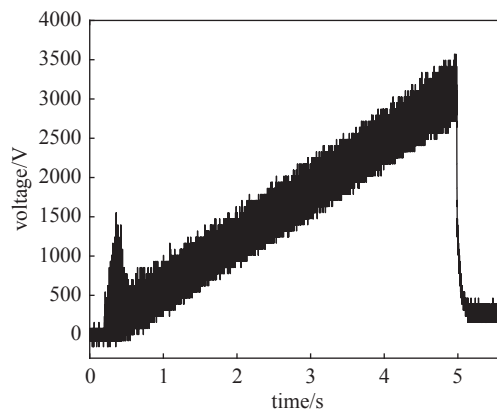


Fig. 5 Voltage waveform at both ends of charger T-protection circuit in the test with 10 m twisted pair, charging voltage 3 kV, charging current 25 A

图 5 10 m 双绞线, 充电电压 3 kV、充电电流 25 A 实验时, 充电机 T 保两端电压波形

表 1 两种不同长度充电输出线缆的仿真结果

Table 1 Simulation results of two charging output cables with different lengths

twisted pair length/m	inductance/ μH	charging voltage/kV	voltage at both ends of T-protection circuit/kV	overvoltage/kV
10	12.56	3	3.60	0.60
		6	7.36	1.36
22	27.64	3	4.71	1.71
		6	8.30	2.30

3.1 改变电缆类型

从第二节可以看出: 双绞线单位长度的分布电感值偏大, 因此解决方案一是选择单位长度线缆分布电感值更小的线缆取代双绞线, 从而减小充电线缆分布电感值。目前常用的充电输出线缆有圆截面直导线、双绞线、同轴电缆等, 双绞线分布电感值计算见公式(1), 其余两种线缆的分布电感值的计算公式如下^[18]。

圆截面直导线分布电感值计算公式

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r} - \frac{3}{4} \right) \quad (5)$$

式中: μ_0 为真空磁导率, 1.256 64 $\mu\text{H}/\text{m}$; l 为导线长度; r 为内芯导线半径。

同轴电缆分布电感值计算公式

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{r_1}{r_2} + \frac{1}{4} \right) \quad (6)$$

式中: μ_0 为真空磁导率; l 为同轴电缆长度; r_1 为内芯导线半径; r_2 为外层导线半径。

根据上述公式及工程实际中所需充电输出线缆的长度确定: 几种线缆中, 同轴电缆单位长度的分布电感值明显小于其他几种类型, 因此选择同轴电缆替代双绞线。为了确保采用同轴电缆可以有效降低 T 保两端过电压, 采用图 2 仿真模型对其进行仿真分析。

3.1.1 仿真分析

在进行仿真时, 充电机分布电感、四路脉电回路并联分布电感值不变, 只改变充电输出线缆的分布电感值, 充电输出线缆的分布电感值只取决于线缆的类型, 而不改变长度。选用 10 m 同轴电缆作为输出线缆替代原来的双绞线, 同轴电缆外导体直径为 20 mm、内导体直径为 3.3 mm, 代入公式(6)计算可得

$$L = \frac{1.256\ 64 \times 10^{-6} \times 10}{2\pi} \left(\ln \frac{20}{3.3} + \frac{1}{4} \right) = 4.10\ \mu\text{H} \quad (7)$$

改为 22 m 同轴电缆时, 电感值 L 为 $9.03 \mu\text{H}$ 。通过仿真分别计算 10 m、22 m 同轴电缆在 3 kV、6 kV 充电电压、25 A 充电电流条件下 T 保两端的过电压, 计算结果见图 6、图 7。

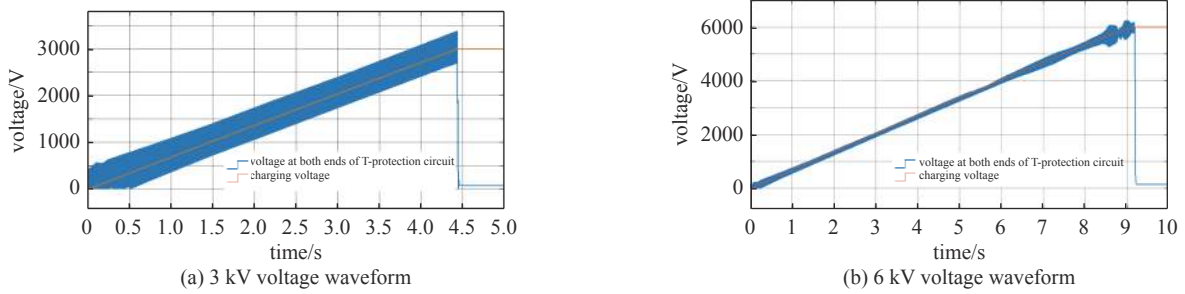


Fig. 6 Voltage waveform of 10 m coaxial cable

图 6 10 m 同轴电缆电压波形

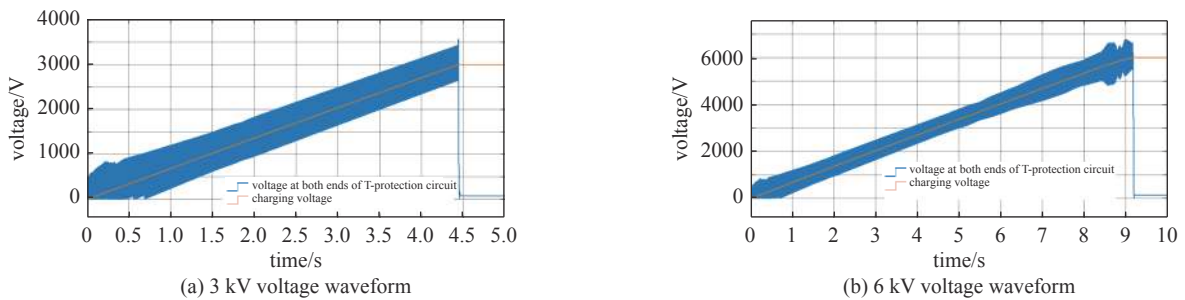


Fig. 7 Voltage waveform of 22 m coaxial cable

图 7 22 m 同轴电缆电压波形

3.1.2 实验验证

为了对仿真结果的准确性进行验证, 按照上文实验条件进行实验验证, 选择 10 m 同轴电缆作为充电输出线缆, 充电机充电电压分别设为 3 kV、6 kV、充电电流为 25 A, 实验结果如图 8 所示; 为了避免单一实验的特殊性, 将同轴电缆长度改为 22 m, 进行充电电压 3 kV、6 kV、充电电流为 25 A 条件下的实验, 实验数据见表 2。从表 2 可以看出, 实验与仿真结果接近, 这也说明了改变输出线缆的电感值可以有效降低 T 保两端的过电压, 说明仿真结果准确, 可以准确反应解决方案的是否有效。

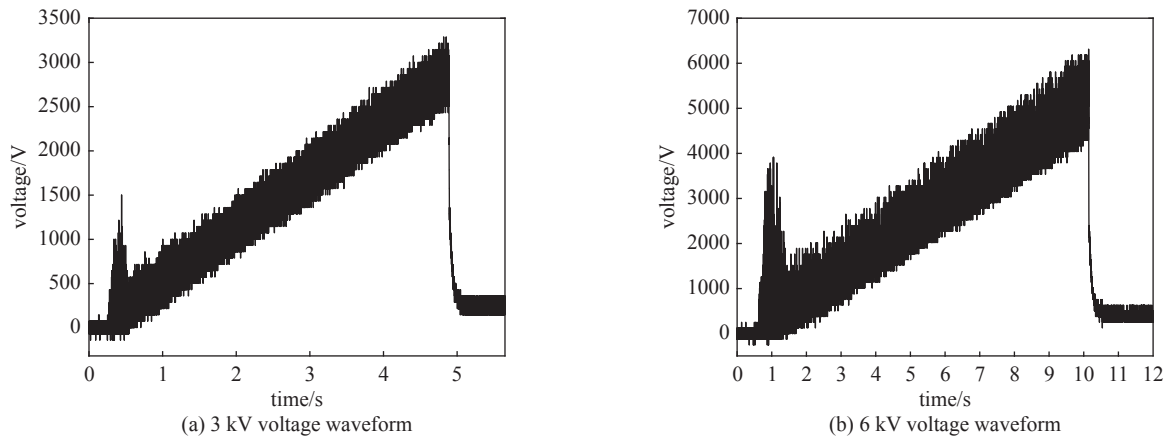


Fig. 8 10 m Coaxial cable charging current 25 A experimental voltage waveform

图 8 10 m 同轴电缆充电电流 25 A 实验电压波形

将 10 m、22 m 同轴电缆、双绞线在不同充电电压等级、相同充电电流 (25 A) 条件下的 T 保两端过电压情况进行对比统计, 具体见表 3。从表 3 中可以看出: 相同长度的同轴电缆的电感值是远小于双绞线的, 因此相同充电电压下, 同轴电缆作为输出线缆时 T 保两端过电压值小于双绞线; 所以在不考虑电缆成本的情况下, 选择单位长度电感值更小的同轴电缆可以有效的降低 T 保回路两端的电压值。

3.2 改变电缆长度

从上述几个公式可以看出: 在电缆类型规格一致的情况下, 线缆的长度与电感值成正比例关系。上文分别

表 2 同轴电缆实验仿真数据对比

Table 2 Comparison of simulation data of coaxial cable experiment

coaxial cable length/m	inductance/ μH	charging voltage/kV	T-protection overvoltage/kV	
			simulation	experiment
10	14	3	3.34	3.39
		6	6.40	6.44
22	31	3	3.39	3.43
		6	6.71	6.75

表 3 双绞线、同轴电缆 T 保两端过电压对比统计表

Table 3 Comparative statistical table of overvoltage at both ends of twisted pair and coaxial cable T-protection circuit

cable type	inductance/ μH	charging voltage/kV	voltage at both ends of T protection/kV	overvoltage/kV
10 m twisted pair	12.56	3	3.60	0.60
10 m coaxial cable	4.10		3.34	0.34
22 m twisted pair	27.64		4.71	1.71
22 m coaxial cable	9.03		3.39	0.39
10 m twisted pair	12.56	6	7.36	1.36
10 m coaxial cable	4.10		6.40	0.40
22 m twisted pair	27.64		8.30	2.30
22 m coaxial cable	9.03		6.71	0.71

对同一类型的线缆分别作了 10 m、22 m 的在不同电压等级下的仿真,从表 3 可以看出:无论是双绞线还是同轴电缆,在相同充电条件下,随着电缆长度的减小,线缆的电感值也随着减小,T 保两端的过电压值也在随之减小;这就说明了在符合充电需要的情况下,减小充电线缆长度可以有效地降低 T 保两端过电压。

4 结 论

存在于充电机输出线缆中的分布电感会导致充电机 T 型保护回路两端产生远超出充电电压的过电压,这个过电压会严重影响 T 型保护回路中的二极管等器件的安全性。本文通过建立充电机及脉冲电源回路的仿真模型并进行实验验证,对不同类型、不同长度的输出线缆进行分析,针对性地提出了减少 T 保两端过电压的方法,并对这些方法进行了验证。

在基于高频开关变换技术的充电电路中,充电系统输出线缆的分布电感值的增加会导致 T 保两端过电压增加,造成不可忽视的安全隐患。比如,在线缆分布电感值为 27.64 μH 时、充电电压 6 kV, T 保两端过电压高出设置充电电压 2.30 kV。因此采取一些措施减少充电系统输出线缆的分布电感值,从而降低 T 保两端过电压是十分必要的。主要措施有:①选用单位长度下分布电感值较小的同轴电缆;②在保证充电可靠的情况下,减少充电输出线缆的长度;③铺设输出充电线缆时,避免弯折,从而避免充电输出线缆电感值的增加。

可建立准确的充电机与脉冲电源仿真模型得到 T 保两端过电压值,为 T 保电路元器件的选型提供参考依据。

参考文献:

- [1] 王德, 苏鑫鑫. 电磁轨道炮及其关键技术的现状与发展[J]. 飞航导弹, 2010(7): 75-80. (Wang De, Su Xinxin. Status and development of electromagnetic rail gun and its key technology[J]. Aerodynamic Missile Journal, 2010(7): 75-80)
- [2] 袁大超. 小型脉冲电源装置的研究与实现[D]. 武汉: 华中科技大学, 2017. (Yuan Dachao. Research and realization of the miniature portable pulse power supply[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2017)
- [3] 罗廷芳, 孟志强. LCC串并联谐振充电高压脉冲电源设计[J]. 电子技术应用, 2010, 36(9): 80-82,85. (Luo Tingfang, Meng Zhiqiang. Design of the high voltage pulse power supply based on the LCC series-parallel resonant converter[J]. Application of Electronic Technique, 2010, 36(9): 80-82,85)
- [4] 曾东阳. 线路分布电感对高频电路的影响[J]. 电源世界, 2010(5): 53-56. (Zeng Dongyang. The influence of distributed inductance on high-frequency circuit[J]. The World of Power Supply, 2010(5): 53-56)
- [5] 杨欢, 张军朝, 张俊虎, 等. 高频变压器绕组布局对分布参数和功耗的影响[J]. 山西大学学报(自然科学版), 2019, 42(3): 576-583. (Yang Huan, Zhang Junchao, Zhang Junhu, et al. Influence of high-frequency transformer's windings layout on distributed parameters and power loss[J]. Journal of Shanxi University

(Natural Science Edition), 2019, 42(3): 576-583)

- [6] 杨志刚, 张健, 黄懿赞, 等. 大功率高压直流电源输出短路故障的暂态分析[J]. *核聚变与等离子体物理*, 2014, 34(4): 355-360. (Yang Zhigang, Zhang Jian, Huang Yiyun, et al. Transient analysis of the output short-circuit fault of high power and high voltage DC power supply[J]. *Nuclear Fusion and Plasma Physics*, 2014, 34(4): 355-360)
- [7] 王志强. 电动汽车充电站高频软开关智能充电技术的研究[D]. 长沙: 长沙理工大学, 2012. (Wang Zhiqiang. Research on electric-vehicle charging station based on high-frequency soft-switching intelligent charging technology[D] Changsha: Changsha University of Science & Technology, 2012)
- [8] 刘欣, 王利桐, 梁贵书, 等. 高压直流断路器组件内IGBT关断瞬态电压过冲的关键影响参数[J]. *高电压技术*, 2020, 46(8): 2654-2662. (Liu Xin, Wang Litong, Liang Guishu, et al. Key influencing factors on the turn-off transient voltage overshoot of IGBT in the module of high voltage DC circuit breaker[J]. *High Voltage Engineering*, 2020, 46(8): 2654-2662)
- [9] 杨玉东, 王建新, 薛文. 大电流汇流排电磁参数的分析与仿真[J]. *南京理工大学学报(自然科学版)*, 2011, 35(1): 102-107. (Yang Yudong, Wang Jianxin, Xue Wen. Analysis and simulation on heavy current bus bar electromagnetic parameters[J]. *Journal of Nanjing University of Science and Technology (Natural Science)*, 2011, 35(1): 102-107)
- [10] 朱珂, 苏建徽, 张健, 等. 考虑分布参数的光伏阵列测试仪建模及分析[J]. *电源技术*, 2020, 44(11): 1626-1629, 1690. (Zhu Ke, Su Jianhui, Zhang Jian, et al. Modeling and analysis of photovoltaic tester which considering influence of distribution parameters[J]. *Chinese Journal of Power Sources*, 2020, 44(11): 1626-1629, 1690)
- [11] 闫勋. 变流器EMI滤波技术的研究[D]. 南昌: 华东交通大学, 2012. (Yan Xun. EMI filtering technology research of inverter[D]. Nanchang: East China Jiaotong University, 2012)
- [12] Mestrallet F, Kerachev L, Crebier J C, et al. Multiphase interleaved converter for lithium battery active balancing[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(6): 2874-2881.
- [13] 熊小伏, 周家启, 周永忠. 基于迭加原理的CVT暂态特性校正新方法[J]. *电工技术学报*, 2006, 21(8): 107-111. (Xiong Xiaofu, Zhou Jiaqi, Zhou Yongzhong. A new method of correcting transient characteristics of capacitive voltage transformer using principle of superposition[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2006, 21(8): 107-111)
- [14] 李泽峰, 刘庆想, 李伟. 重频条件下电容器充电电源谐振电路的稳定[J]. *强激光与粒子束*, 2022, 34: 075018. (Li Zefeng, Liu Qingxiang, Li Wei. Stabilizing of resonant circuit of capacitor charging power supply under repetition frequency condition[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2022, 34: 075018)
- [15] 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)
- [16] 熊萌, 戴海峰, 魏学哲. 高饱和柔性纳米晶磁芯在电动汽车无线充电中的应用[J]. *同济大学学报(自然科学版)*, 2020, 48(11): 1638-1648. (Xiong Meng, Dai Haifeng, Wei Xuezhe. Application of highly saturated flexible nanocrystalline core in wireless charging of electric vehicles[J]. *Journal of Tongji University (Natural Science)*, 2020, 48(11): 1638-1648)
- [17] 肖黎, 余占清, 张波, 等. 输电线路工频电磁场对汽车起重机的电磁骚扰[J]. *高电压技术*, 2014, 40(6): 1775-1780. (Xiao Li, Yu Zhanqing, Zhang Bo, et al. Electromagnetic disturbance caused by transmission line power frequency electromagnetic fields on truck crane[J]. *High Voltage Engineering*, 2014, 40(6): 1775-1780)
- [18] 黎燕. 高压变频器长线缆驱动系统负面效应分析及其对策[D]. 成都: 西南交通大学, 2016. (Li Yan. Analysis on adverse effects of high voltage inverter drive system with long cable and the associated countermeasures[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2016)