



列车车载充电机整流侧二极管电压尖峰抑制研究

饶沛南, 龚程翔, 吴连贵, 周 帅, 刘呈宏, 杨泽凌
(株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 列车车载充电机是轨道列车实现蓄电池充电和控制直流母线供电的重要设备, 然而, 由于充电机整流侧二极管寄生电容的存在, 在充电机正常工作时该寄生电容会与电路中存在的谐振电感产生谐振, 使整流侧二极管产生电压尖峰, 严重影响二极管的寿命。文章以采用全波整流的移相全桥充电机电路为例, 详细分析了其整流二极管寄生电容与谐振电感之间由于高频电压振荡而产生电压尖峰的原理, 提出了一种通过在变压器二次侧并接RC吸收回路来抑制所有整流二极管电压尖峰的方案, 给出了RC吸收回路的参数设计方法, 并通过仿真和试验验证了理论分析的正确性和抑制方案的有效性。测试发现所提抑制方案能将电压尖峰和振荡时间分别降低35%和38%, 整流二极管的电压尖峰得到了有效抑制。

关键词: 列车车载充电机; 移相控制; 电压振荡; RC吸收回路; 仿真

中图分类号: U270.38⁺1; U264.3⁺7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-128X(2025)04-0063-08

0 引言

作为轨道列车上的重要设备, 列车车载充电机(battery charger, BC)主要负责为蓄电池充电, 同时为列车控制母线提供电源^[1-3]。目前, BC的整流侧电路通常采用全桥整流、倍流整流和全波整流的方式^[4], 在移相控制中通过利用初级谐振电感与开关管的并联电容发生谐振, 实现开关管的零电压(ZVS)或零电流(ZCS)开通与关断, 具备损耗小、效率高的优点^[5-7], 因而得到广泛应用。

在移相全桥电路中, 无论是采用全桥整流还是采用全波整流拓扑, 当整流侧二极管从导通状态转换为关断状态时, 其寄生电容会与电路中存在的谐振电感发生谐振, 从而引发高频电压振荡^[8]。高频电压振荡会增加整流二极管所承受的电压应力, 严重时过大的电压尖峰会导致整流二极管损坏, 影响BC的正常工作。因此, 必须采取措施来抑制二极管的电压尖峰和电压

振荡, 保证设备的可靠运行。

本文将整流侧采用全波整流拓扑的移相全桥充电机为例, 分析充电机的电路拓扑、工作模式; 考虑整流侧二极管寄生电容的影响, 建立谐振电感与二极管寄生电容相互作用的电路模型, 推导二倍频振荡电压尖峰的数学表达式; 基于此给出跨接在变压器二次侧的RC抑制电路, 并详细分析该RC抑制电路对整流侧二极管电压尖峰的抑制原理; 根据电压尖峰抑制和系统损耗控制的目标, 提出RC抑制电路的参数设计方法; 最后通过仿真和试验对理论分析的正确性和所提RC抑制方法的有效性进行验证。

1 列车车载充电机工作原理

1.1 列车车载充电机拓扑结构

整流侧采用全波整流拓扑的列车车载移相全桥充电机原理图如图1所示。图1中, $VT_1 \sim VT_4$ 为H桥逆变器的4只开关管, $D_1 \sim D_4$ 为开关管的反并联二极管,

基金项目: 国家重点研发计划项目(YS2023YFB4300069)

通信作者: 龚程翔, 男, 研究领域为大功率DC/DC变换器; E-mail: gongcx@csrzc.com

引用格式: 饶沛南, 龚程翔, 吴连贵, 等. 列车车载充电机整流侧二极管电压尖峰抑制研究[J]. 机车电传动, 2025(4): 63-70. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.04.008.

Citation: RAO Peinan, GONG Chengxiang, WU Liangui, et al. Research on voltage spike suppression for rectifier-side diodes in train-borne chargers [J]. Electric drive for locomotives, 2025(4): 63-70. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.04.008.

$C_1 \sim C_4$ 分别为 4 只开关管的寄生电容, T_1 为二次侧双绕组变压器 (变比为 K), L_r 为谐振电感, D_{R1} 与 D_{R2} 为全波整流二极管, L_f 与 C_f 为 LC 滤波器的滤波电感与滤波

电容, R_o 为输出等效负载。 i_1 为谐振电感 L_r 上的电流, V_{ab} 为超前臂中点 A 和滞后臂中点 B 之间的电压, V_{rect} 为全波整流的输出电压。

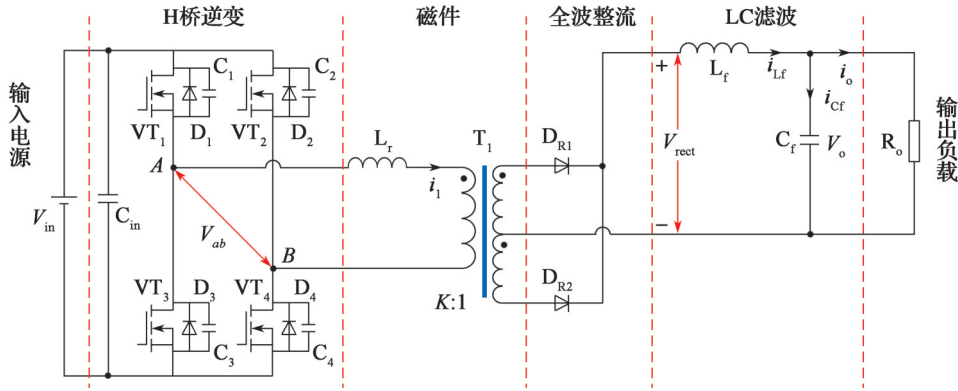


图1 移相全桥充电器原理图

Fig. 1 Schematic diagram of phase-shifted full-bridge charger

1.2 移相全波整流充电器工作模式

基于移相控制的充电器电路稳态波形如图 2 所示, 图 2 中, 上面 2 个小图波形分别对应 VT_1 与 VT_3 (超前臂)、 VT_2 与 VT_4 (滞后臂) 的一对开关管驱动信号, 每个桥臂的两个开关管驱动信号均为 180° 互补导通, 两个桥臂的开关管驱动信号相差一个相位。

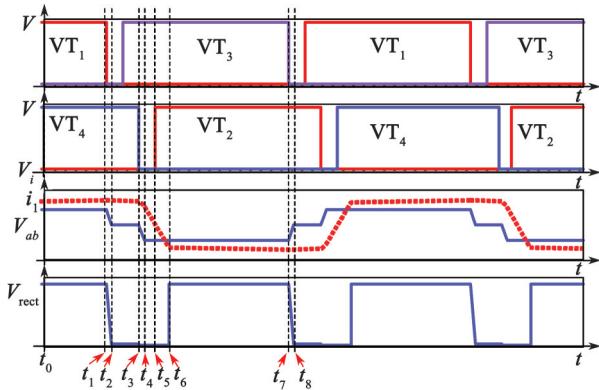


图2 移相全桥充电器主要波形

Fig. 2 Key waveforms of phase-shifted full-bridge charger

对充电器电路波形的分析如下:

模态 1 (时间区间 $[t_0, t_1]$): 在 t_0 时刻, VT_1 与 VT_4 导通; D_{R1} 导通、 D_{R2} 截止, D_{R1} 、 L_f 与 R_o 构成供电回路; 由于 L_r 分压很小, $V_{rect} = \frac{V_{in}}{K}$, 流经 L_f 的电流 i_{Lf} 在二次侧绕组电压作用下呈线性增加。

模态 2 (时间区间 $[t_1, t_2]$): 在 t_1 时刻, VT_1 关断; i_1 方向为正, 该电流为 C_1 充电、为 C_3 放电, 同时使 D_{R1} 导通; L_r 与 L_f 等效串联, 由于 L_r 较大且该时间区间很短, i_1 可近似视为恒定; 此时, V_{rect} 近似等于 C_3 两端电压, 且该电压值随时间的延续呈线性下降, 直至下降到 0。

模态 3 (时间区间 $[t_2, t_3]$): 在 t_2 时刻, C_3 两端电压下降至 0, D_3 自然导通; i_1 开始下降, 直至 t_3 时刻; 在

此时间区间内, 由于 D_3 已导通并将 VT_3 两端电压箝位为 0, 此时若向 VT_3 施加触发脉冲, 则 VT_3 将在零电压条件下完成开通, 实现 ZVS。

模态 4 (时间区间 $[t_3, t_4]$): 在 t_3 时刻, VT_4 关断; i_1 方向为正, 该电流为 C_4 充电、为 C_2 放电, 此时设 V_{C4} 为 C_4 两端的电压值, 则 $V_{ab} = -V_{C4}$, 因此变压器二次侧电压为负值, D_{R1} 与 D_{R2} 同时导通; 由于 D_{R1} 与 D_{R2} 均处于导通状态, 变压器一次侧电压被箝位为 0, 设 V_L 为 L_r 两端电压值, 则 $V_L = V_{ab} = -V_{C4}$, 此阶段为 C_2 、 C_4 与 L_r 共同参与的谐振过程。

模态 5 (时间区间 $[t_4, t_5]$): 在 t_4 时刻, C_2 放电直至电压为 0, D_2 自然导通; 由于此时 $i_1 < -\frac{i_{Lf}}{K}$, 不足以提供负载电流, 因此 D_{R1} 与 D_{R2} 同时导通, 变压器一次侧电压箝位为 0, 即 $V_L = V_{ab} = -V_{in}$, i_1 以较大斜率快速下降; 在该时间区间内, 由于 D_2 已经导通并将 VT_2 两端电压箝位在零电位, 此时若向 VT_3 施加触发脉冲, VT_2 将实现 ZVS。

模态 6 (时间区间 $[t_5, t_6]$): 在 t_5 时刻, 电流 i_1 过零, 之后电流流经 VT_2 与 VT_3 后开始反向增大。

模态 7 (时间区间 $[t_6, t_7]$): 在 t_6 时刻, $i_1 = -\frac{i_{Lf}}{K}$, D_{R1} 关断, D_{R2} 导通; $V_{rect} = \frac{V_{in}}{K}$, i_1 继续反向线性增大, VT_2 、 VT_3 导通; D_{R2} 、 L_f 与 R_o 构成供电回路。

时间 t_7 以后的模态分析与 $[t_0, t_7]$ 时间段基本相同, 只是电流在功率模块中的方向不同, 因此不再赘述。

1.3 整流二极管电压尖峰产生的原理

全波整流二极管寄生电容的存在会使二极管在从导通状态转换为关断状态的过程中产生反向恢复损耗, 使谐振电感与二极管寄生电容产生谐振。考虑二极管寄生电容的等效模型如图 3 所示。

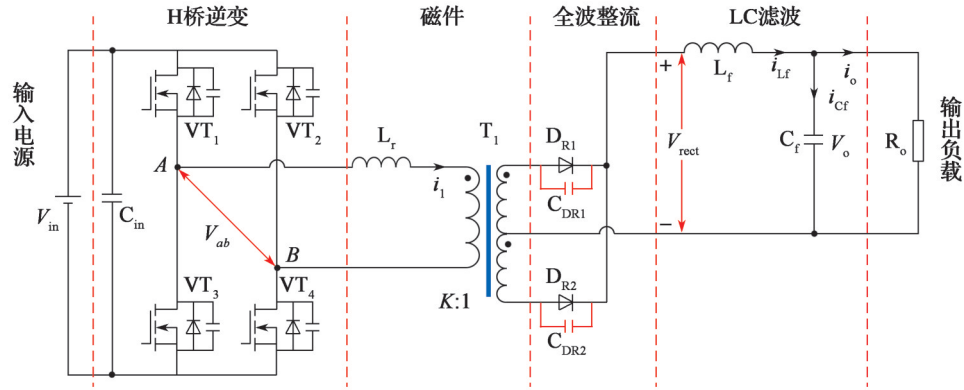


图3 考虑二极管寄生电容的移相全桥充电机原理图

Fig. 3 Schematic diagram of phase-shifted full-bridge charger indicating diode parasitic capacitance

由1.2节模态分析可知, t_6 时刻, D_{R1} 由导通状态转换为关断状态, 此过程存在关断损耗, 会产生电压振荡。在 t_6 时刻前, VT_2 和 VT_3 导通, 一次侧电流 i_1 反向增加, 由于不足以提供负载电流, D_{R1} 和 D_{R2} 均导通。在 t_6 时刻, $i_1 = -\frac{i_{Lf}}{K}$, 此时 D_{R1} 关断, 电容 C_{DR1} 被反向充电。由于 L_f 未参与谐振过程, 其电流近似呈线性上升, 电路等效为 L_r 和 C_{DR1} 构成的谐振回路, L_f 、 C_f 、 R_o 等效

为电流为 i_{Lf} 的电流源。此时 C_{DR1} 等效为直接并联在变压器输出最大的两级绕组两端, 其模态如图4所示。

进一步将谐振电感 L_r 等效到二次侧, 其等效谐振电感值 $L'_r = \frac{L_r}{K^2}$, 根据电路中各节点的等电位关系对 C_{DR1} 进行等效位置调整, 得到充电机电压振荡等效电路如图5所示。

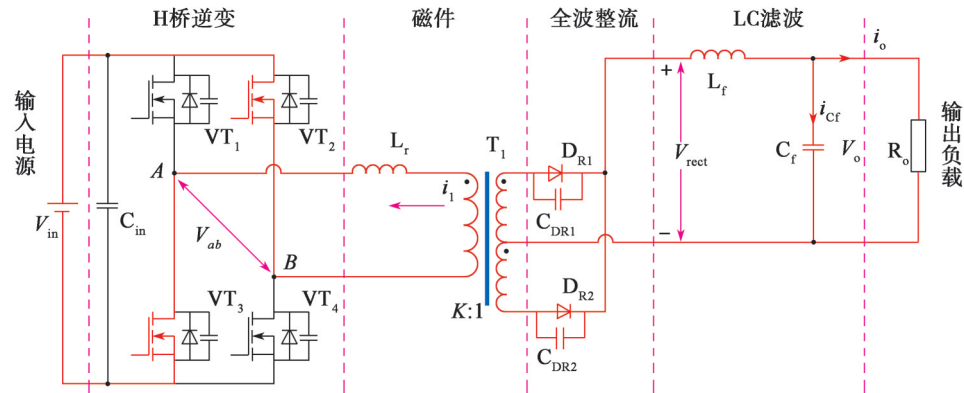


图4 充电机在模态7的等效模态

Fig. 4 Equivalent model of charger at model 7

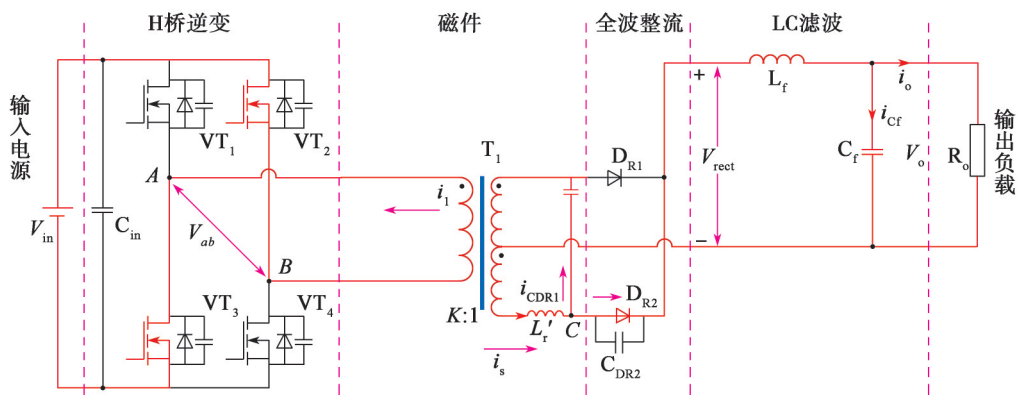


图5 充电机电压振荡等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of voltage oscillation in charger

在图5中C点, 根据基尔霍夫电流定律 (KCL) 有

$$i_s = i_{Lf} + i_{CDR1} \quad (1)$$

由式(1)可知, i_s 分为两部分, 一部分为 L_f 、 C_f 、 R_o

所组成电路的电流, 它可近似等效为电流为 i_{Lf} 的电流源; 另一部分为谐振电感电流 i_{CDR1} 。根据叠加定理对谐振回路进行单独分析, 其等效模型如图6所示, 为二

阶 LC 串联网络, 其中 V_{CDR1} 为二极管 D_{R1} 寄生电容的电压, 为简化分析, 设电感初始电流 $i_s = 0$ 。

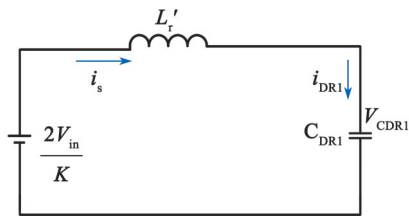


图 6 二次侧谐振等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of secondary-side resonance

根据基尔霍夫电压定律 (KVL) 建立方程如下:

$$L'_r \frac{di_{CDR1}(t)}{dt} + \frac{1}{C_{DR1}} \int i_{CDR1}(t) dt = \frac{2V_{in}}{K} \quad (2)$$

又 $V_{CDR1}(t) = \frac{1}{C_{DR1}} \int i_{CDR1}(t) dt$, 将其代入式(2), 得

$$L'_r \times C_{DR1} \frac{d^2 V_{CDR1}(t)}{dt^2} + V_{CDR1}(t) = \frac{2V_{in}}{K} \quad (3)$$

从而得出二极管电压为

$$V_{CDR1}(t) = \frac{2V_{in}}{K} \times [1 - \cos \omega_r(t - t_6)] \quad (4)$$

式中: t_6 为模态 7 的初始时间; $\omega_r = 1/\sqrt{L'_r \times C_{DR1}}$ 。

从式(4)可以看出, 二极管电压由两部分组成, 一部分为一次侧电压 V_{in} 折算到电容上的电压为 $\frac{2V_{in}}{K}$, 另一部分为谐振电感和整流二极管寄生电容谐振产生的电压。式(4)表明, 输出整流二极管上的电压峰值为 $\frac{4V_{in}}{K}$, 该值是不考虑整流二极管寄生电容电压值时的 2 倍。

以上分析是基于电感初始电流为 0 得到的, 而在实际应用中由于二极管反向恢复时会有较大的反向恢复电流, 对其进行等效时, 图 6 中等效的电感初始电流不为 0, 此时二极管的电压应力更大。为了降低输出整流二极管的电压应力, 有必要抑制整流管上的电压振荡。

2 充电机整流二极管电压尖峰抑制方法

2.1 充电机 RC 吸收回路电压尖峰抑制原理

为了抑制整流二极管电压尖峰, 在变压器 T_1 输出侧并联一个 RC 吸收回路, 其电路原理如图 7 所示。

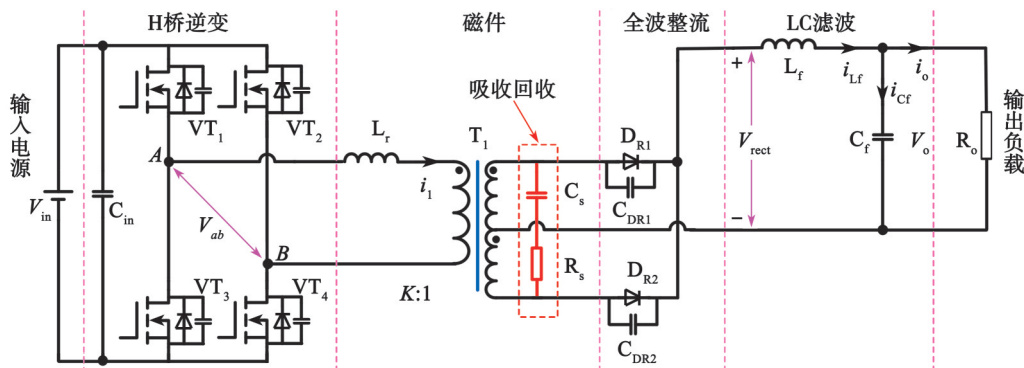


图 7 RC 吸收回路电压尖峰抑制原理

Fig. 7 Schematic diagram of voltage spike suppression by RC snubber circuit

根据图 6 得到 RC 吸收电路的等效原理图如图 8(a) 所示。由于寄生电容 C_{DR1} 值很小, 而要实现吸收功能, 需要选配电容值较大的 C_s , 因此 C_{DR1} 可忽略不计。为简化分析, 将图 8(a) 进一步等效为图 8(b) 所示电路, 由图 8(b) 可知, 该电路为典型的二阶电路。

由图 8(b) 可得二阶微分方程, 此时 V_{DR1} 为 R_s 与 C_s 的电压之和, 由于 R_s 相对于 C_s 来说其阻抗很小, 因此近似认为 $V_{DR1} = V_{CS}$, 在此条件下方程为

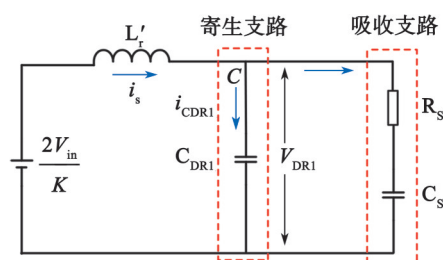
$$L'_r \times C_s \frac{d^2 V_{CS}(t)}{dt^2} + R_s \times C_s \frac{dV_{CS}(t)}{dt} + V_{CS}(t) = \frac{2V_{in}}{K} \quad (5)$$

根据二阶电路的零状态响应原理, 定义 $\alpha = \frac{R_s}{2L'_r}$,

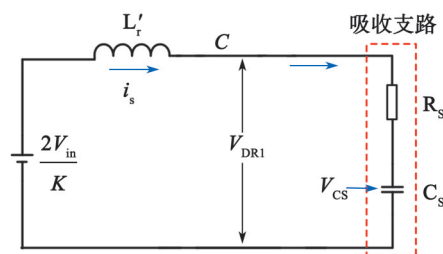
$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L'_r C_s}}$, 结合式(5)得到

$$\frac{d^2 V_{CS}(t)}{dt^2} + 2\alpha \frac{dV_{CS}(t)}{dt} + \omega_0^2 V_{CS}(t) = \omega_0^2 \frac{2V_{in}}{K} \quad (6)$$

解得输出电压为



(a) 等效原理图



(b) 二阶电路

图 8 RC 吸收回路等效模型

Fig. 8 Equivalent model of RC snubber circuit

$$V_{CS}(t) = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} \quad (7)$$

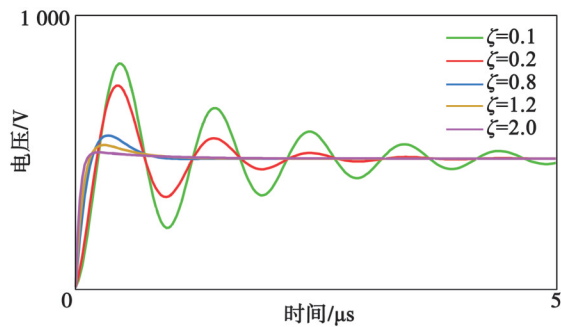
式中: A_1 与 A_2 由初始条件确定; p_1 与 p_2 见式(8)。

$$\begin{cases} p_1 = -\frac{R_s}{2L_r'} + \sqrt{\left(\frac{R_s}{2L_r'}\right)^2 - \frac{1}{L_r' C_s}} \\ p_2 = -\frac{R_s}{2L_r'} - \sqrt{\left(\frac{R_s}{2L_r'}\right)^2 - \frac{1}{L_r' C_s}} \end{cases} \quad (8)$$

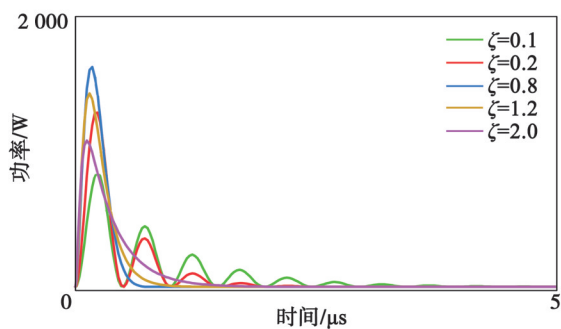
由电路理论可知, α 与 ω_0 共同决定了此二阶系统的动态特性。根据 α 与 ω_0 取值的不同, 系统会呈现过阻尼、临界阻尼、欠阻尼3种不同的动态响应状态。

2.2 电压尖峰RC回路参数设计

定义 $\zeta = \frac{\alpha}{\omega_0}$ 为阻尼比, 根据图8和式(7), 在 L_r 和 C_{DR1} 不变的条件下, 绘制不同阻尼比时输出电压和电阻功率的响应曲线图, 具体如图9所示。图9为不同阻尼比条件下该二阶系统的动态响应波形, 描述了输出电压与电阻功率随时间的变化规律。图9中, 随着阻尼比逐渐增大, 系统响应由欠阻尼逐渐变化到过阻尼; 可以看出, 随着阻尼比的增大, 电压尖峰逐渐减小, 电阻功率先增大后减小。



(a) 不同阻尼比下电压变化波形



(b) 不同阻尼比下电阻功率变化波形

图9 不同阻尼比下二极管输出电压和电阻功率图

Fig. 9 Output voltage and resistor power at different damping ratios

由图9可知, 从降低二极管两端尖峰电压角度考虑, 阻尼比越大越好, 器件应尽量选取较大的阻容参数。然而过大的阻容参数, 会使图8中的寄生电容参数无法忽略, 当吸收回路阻容的等效阻抗比寄生参数的阻抗还大时, 吸收回路将无法起到吸收效果; 同时, 二极管反向恢复的电流需要经由 R_s 消耗, 若 R_s 很大时, 其自身会产生很大的压降, 反而导致二极管承受的电

压应力升高, 因此RC回路中 R_s 值不能过大, 通常需将电路设计为欠阻尼状态。在欠阻尼状态下, 由图9(b)可知, 阻尼比越大, 电阻参数取值越大, 在电路中分压作用越强, 导致其损耗增加, 系统整体效率降低。

综合考虑电压尖峰抑制和系统效率提升两个维度, 需要对RC吸收回路参数进行优化设计。若忽略寄生电容的影响, 需要将 C_s 值设置为大于等于10倍 C_{DR1} 值; 综合图9可将阻尼比设置为0.2。由于寄生参数需要实测才能准确获得, 且无吸收电路时可能会因电压振荡而损坏二极管, 因此在实测时需要降压运行。

综上, RC回路参数设计按以下步骤进行:

① 步骤1: 考虑到二极管寄生电容 C_{DR1} 的电容量为 nF 量级, 初步将吸收电容 C_s 的电容量设定为其10倍量级 (即数十 nF), 电阻 R_s 的阻值暂定为 30Ω 。

② 步骤2: 降压启动充电机, 得到步骤1条件下 L_r' 与 R_s 、 C_s 之间产生的电压振荡频率, 再根据 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r' C_s}}$, 得到等效谐振电感值 L_r' 。

③ 步骤3: 取消RC回路, 降压启动充电机, 得到 L_r' 与 C_{DR1} 之间产生的电压振荡频率, 再根据 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r' C_{DR1}}}$ 得到等效 C_{DR1} 值。

④ 步骤4: 根据步骤3得到的等效 C_{DR1} 值, 取 $C_s \geq 10C_{DR1}$, 根据 $R_s = 0.2 \times 2 \times \sqrt{\frac{L_r'}{C_s}}$, 得到 R_s 值。

⑤ 根据步骤4得到的 C_s 和 R_s 值在 T_1 输出侧并联吸收回路, 启动充电机, 验证尖峰电压抑制效果。

通常情况下, 当二极管两端的尖峰电压小于 $4V_{in}/K$ 的90%时, 即可满足要求。

3 仿真和试验验证

为了验证以上理论分析的正确性, 搭建了仿真模型和试验模型。

3.1 仿真验证

为模拟二极管反向恢复时的初始电流对振荡电压的泵升作用, 参考图8搭建了RLC二阶系统全响应仿真模型, 模型参数如表1所示, 相关波形如图10、图11所示。

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

名称	代号	参数
输入电压/V	V_{in}	195
谐振电感/ μH	L_r'	4.25
寄生电容/nF	C_s	6.8
初始电流/A	I_s	8
变压器变比	K	1

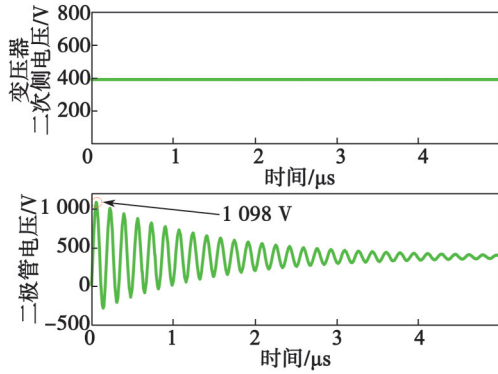
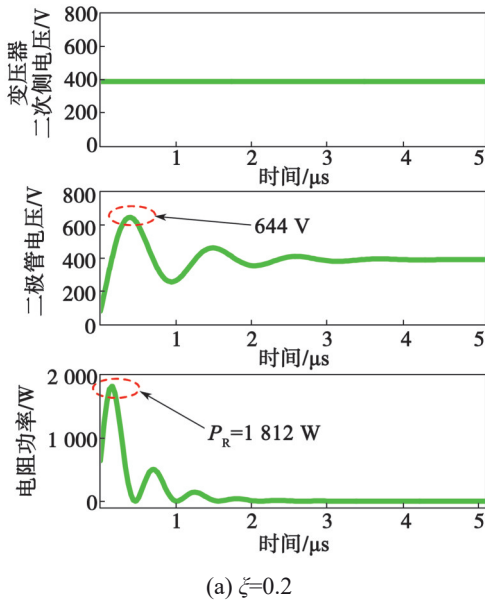
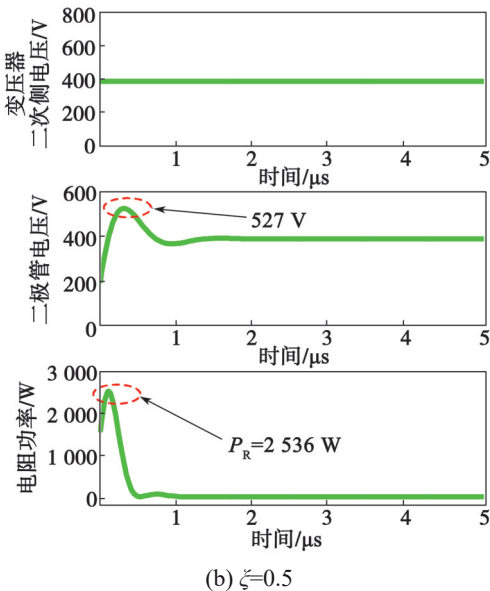


图 10 无RC吸收回路二极管电压仿真波形

Fig. 10 Simulated voltage waveforms of diode without RC snubber circuit

(a) $\zeta=0.2$ (b) $\zeta=0.5$ 图 11 $\zeta=0.2$ 和 $\zeta=0.5$ 时二极管振荡电压和电阻功率仿真波形
Fig. 11 Simulated waveforms of diode oscillation voltage and resistor power at $\zeta=0.2$ and $\zeta=0.5$

无RC吸收回路的二极管电压仿真波形如图10所示。根据本文理论分析可知,当输入电压为195V(变压器二次侧两个绕组的全电压为390V)时,二极管电

压的理论最大值为780V,而当二极管反向恢复初始电流为8A时,其尖峰电压达到1098V,验证了二极管反向恢复时的初始电流对其尖峰电压的泵升作用。

不同阻尼比下的仿真波形如图11所示。由图11可知,当吸收回路阻尼比 ζ 为0.2时,由于吸收回路的阻抗小于二极管模块寄生电容回路的阻抗,大部分能量将流入吸收回路,与无RC吸收回路相比,该状态下二极管尖峰电压下降到644V,电阻冲击功率 P_R 为1812W;当吸收回路阻尼比 ζ 为0.5时,二极管尖峰电压下降到527V,电阻冲击功率 P_R 为2536W。由此可知,二极管的尖峰电压随着阻尼比的增加而下降,但阻尼比的增加会带来损耗变大的问题,仿真结果验证了理论分析的正确性。

3.2 试验验证

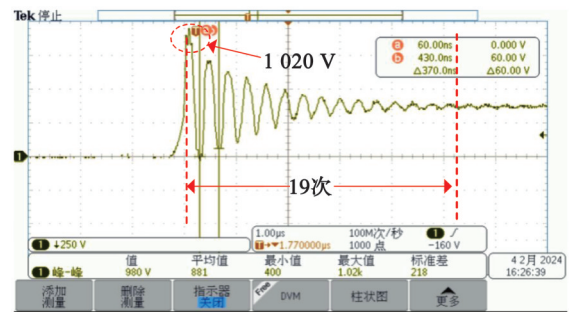
为进一步验证仿真和理论的一致性,参照图1和表1搭建了试验平台。

根据上一章参数设计步骤,测量得到谐振电感在变压器二次侧的等效值 $L'_r=4.25 \times 10^{-6}$ H,二极管寄生电容值 $C_{DR1}=6.1 \times 10^{-10}$ F,考虑吸收电容的值至少为寄生电容的10倍,取吸收电容 $C_s=6.8$ nF,根据上一章参数设计原则,选取 $\zeta=0.2$,则有

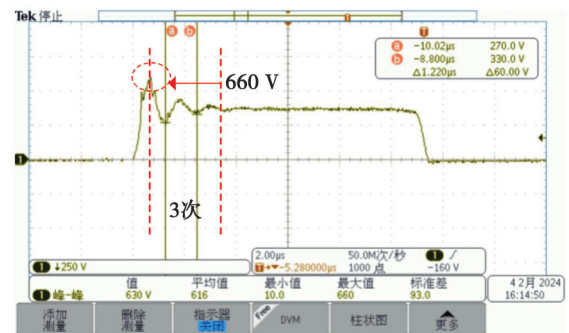
$$\frac{R_s}{2L'_r} = 0.2 \frac{1}{\sqrt{L'_r C_s}} \quad (9)$$

计算可得吸收回路 $R_s=10 \Omega$ 。

将 10Ω 的 R_s 与6.8 nF的 C_s 所组成的吸收回路安装在试验样机上进行测试,测得的二极管电压波形如图12所示。由图12可知,未加RC吸收回路时,二极管



(a) 未加RC吸收回路



(b) 加RC吸收回路

图 12 未加RC与加RC吸收回路实际波形对比
Fig. 12 Waveform comparison: without vs. with RC snubber circuit

电压振荡频率超过 2.5 MHz, 电压尖峰达到 1 020 V; 增加吸收回路后, 二极管电压振荡频率小于 900 kHz, 电压尖峰小于 660 V。由此可知, 增加吸收回路后, 二极管电压尖峰幅值和振荡频率大大降低。试验对比结果如表 2 所示, 由表 2 可知电压尖峰和振荡时间分别下降了 35% 和 38%。

表 2 有无 RC 吸收电路的效果对比

Table 2 Effectiveness comparison: with vs. without RC snubber circuit

状态	电压峰值/V	振荡频率/ kHz	振荡次数	振荡时间/ μs
无 RC 吸收电路	1 020	2 702	19	6.5
有 RC 吸收电路	660	819	3	4.0

4 结论

在轨道列车上广泛应用的移相全桥充电机, 其整流侧二极管寄生电容与谐振电感会发生谐振现象, 从而造成整流侧二极管产生电压尖峰, 影响设备的可靠运行。本文以整流侧为全波整流的移相全桥充电机为例, 对整流侧二极管电压尖峰产生的原理进行了分析, 建立了充电机电压振荡的等效模型, 提出了二极管电压尖峰抑制策略和参数设计方法, 得到结论如下:

①由于整流二极管寄生电容的存在, 其电压尖峰为不存在寄生电容时电压值的 2 倍, 且由于二极管存在反向恢复的初始电流, 其尖峰电压更高, 过高的电压尖峰将影响二极管寿命。

②本文所提在变压器两侧增加 RC 吸收回路的方案能有效抑制二极管电压尖峰, 但是需要综合考虑以满足系统效率和抑制电压尖峰的需求, 其参数需要优化设计。

③本文给出的 RC 参数设计方法, 能在有效抑制二极管电压尖峰的同时有效降低系统损耗, 仿真和试验证明了所提方案的有效性和参数设计方法的合理性。

参考文献:

[1] 丁福建. HX₂B 型电力机车充电机故障分析及建议[J]. 机车电传动, 2018(1): 114-116.

DING Fujian. Fault analysis and suggestions for charger of HX₂B electric locomotive[J]. Electric drive for locomotives, 2018(1): 114-116.

[2] 周帅, 张小勇, 黄芳军, 等. 一种动车组充电机的设计[J]. 大功率变流技术, 2014(1): 13-16.

ZHOU Shuai, ZHANG Xiaoyong, HUANG Fangjun, et al. Design of a charger for EMU[J]. High power converter technology, 2014(1): 13-16.

[3] 张小勇, 周帅, 孙立辉, 等. 铁路客车 DC/DC 电源主电路的设计与分析[J]. 大功率变流技术, 2013(1): 47-52.

ZHANG Xiaoyong, ZHOU Shuai, SUN Lihui, et al. Design and analysis of DC/DC power circuit for railway passenger car[J]. High power converter technology, 2013(1): 47-52.

[4] 李云, 张小勇, 刘福鑫, 等. 机车车辆充电机用移相全桥 ZVS PWM 变换器的设计[J]. 大功率变流技术, 2010(2): 19-25.

LI Yun, ZHANG Xiaoyong, LIU Fuxin, et al. Phase-shifted full-bridge ZVS PWM converter for battery charger of rolling stock[J]. High power converter technology, 2010(2): 19-25.

[5] 程实, 郭育华, 余璞. 基于充电机的 3 kW 移相全桥变换器[J]. 电力电子技术, 2016, 50(3): 88-90.

CHENG Shi, GUO Yuhua, YU Pu. A 3 kW charger based phase-shifted full-bridge converter[J]. Power electronics, 2016, 50(3): 88-90.

[6] 柯灿, 林飞, 李彬, 等. 移相全桥电路整流二极管电压振荡原理与抑制[J]. 电力电子技术, 2021, 55(2): 36-39.

KE Can, LIN Fei, LI Bin, et al. Research on voltage oscillation and suppression of rectifier diode in phase-shifted full-bridge circuit[J]. Power electronics, 2021, 55(2): 36-39.

[7] 张吴斌, 吕国芳. 移相全桥整流二极管电压尖峰及震荡研究[J]. 电子设计工程, 2016(1): 191-193.

ZHANG Wubin, LYU Guofang. Phase-shift full bridge rectifier diode voltage spike and oscillation research[J]. Electronic design engineering, 2016(1): 191-193.

[8] 阮新波, 严仰光. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 1999.

RUAN Xinbo, YAN Yangguang. Soft-switching techniques for PWM DC/DC full-bridge converters[M]. Beijing: Science Press, 1999.

Research on voltage spike suppression for rectifier-side diodes in train-borne chargers

RAO Peinan, GONG Chengxiang, WU Liangui, ZHOU Shuai, LIU Chenghong, YANG Zeling

(Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: On-board chargers are essential equipment used to charge batteries and regulate power supply from DC busbars on railway vehicles. Due to parasitic capacitance inherent in diodes on the rectifier side of these chargers, this capacitance, together with the resonant inductance in the circuit, induces resonance during normal charger operation. This resonance causes voltage spikes across the rectifier-side diodes, which can significantly reduce their lifespan. Based on the circuit of phase-shifted full-bridge chargers with full-wave rectification, this paper provides a detailed analysis of the mechanism by which high-frequency voltage oscillations between the parasitic capacitance of the rectifier diodes and the resonant inductance produce voltage spikes. To suppress voltage spikes across all the rectifier diodes, a solution involving the connection of a resistor-capacitor (RC) snubber circuit in parallel on the transformer's secondary side is proposed, along with a parameter design method for the RC snubber circuit. Simulations and experimental results validate the theoretical analysis and demonstrate the effectiveness of the proposed suppression solution. Test results showed that the solution reduced voltage spikes and oscillation time by 35% and 38%, respectively, effectively mitigating voltage spikes across the rectifier diodes.

Keywords: train-borne charger; phase-shifted control; voltage oscillation; RC snubber circuit; simulation