

研
究
开
发基于电力传动磨轨车辅助
电源滤波器设计杨 峰¹, 肖 克²(1. 株洲时代电子技术有限公司, 湖南 株洲 412007;
2. 湖南大学 电气信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

作者简介: 杨 峰 (1954-), 男, 高级工程师, 研究方向为电气传动及自动化。

摘 要: 简要分析了基于电力传动磨轨车辅助电源整流单元和逆变单元谐波产生的机理, 对设置直流滤波器以及交流滤波器的必要性做了说明, 重点阐述直流滤波器和交流滤波器的参数设计, 并且通过仿真对参数选择做了校验。仿真结果及试验结果表明, 滤波器参数选择对谐波的消除具有很好的实用价值。

关键词: 辅助电源; 直流滤波器; 交流滤波器; 参数设计; 谐波抑制**中图分类号:** U216.65**文献标识码:** A**文章编号:** 1000-128X(2012)04-0052-05

Auxiliary Power Filters Design for Electric-drive Rail-grinding Car

YANG Feng¹, XIAO Ke²

(1. Zhuzhou Times Electronic Technology Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412007, China;

2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China)

Abstract: Harmonic-generating mechanism of rectifier and inverter for electric-drive rail-grinding car was briefly analyzed, and necessity of setting DC and AC filters for the converters was elaborated. Parameters design of DC filter and the AC filter was focused on and checked by simulation, good harmonic-suppressing effect of which has been shown in simulation as well as in actual experiment.

Key words: auxiliary power; DC filter; AC filter; parameters design; harmonic suppression

0 引言

为满足高速铁路钢轨打磨工作量不断增加的需要, 我国引进了对轨道的损伤进行预防性打磨的钢轨打磨车。引进的打磨车都是以内燃机作动力, 在打磨隧道里的钢轨时内燃机产生的烟气很难排出隧道, 对施工人员的身体健康造成很大的危害, 同时降低了打磨车的工作效率。为了解决这一问题, 提出用从接触网取电方式来替代柴油机发电方式。由于接触网是单相 25 kV 电源, 要实现输出三相 380 V 正弦交流电源, 必须有一套辅助电源进行转换, 而在转换过程不可避免地会产生谐波, 因此, 必须加滤波器来消除谐波。本文针对整流和逆变过程中产生的谐波, 通过合理设计滤波器的参数,

使辅助电源输出波形满足正弦度的要求, 给打磨车辅助电器供电。

1 谐波的产生

1.1 整流单元谐波产生机理

辅助电源原理图如图 1 所示, 其基本工作原理是: 从接触网取电, 将 25 kV 的高压先经过降压变成交流 800 V, 然后再整流成直流 600 V, 最后通过逆变器变成打磨车所需的 220 V 或 380 V 交流电源。在整流输出的直

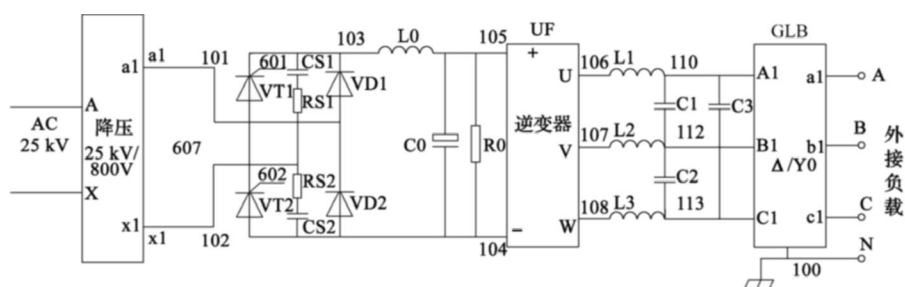


图 1 辅助电源整流和逆变主电路

收稿日期: 2012-06-29

基金项目: 铁道部科技司项目 (2010G008-A)

流侧, 必须有电抗器 L_0 。若不加直流电抗器 L_0 , 只有当输入线电压大于电容器两端的直流电压 U_d 时, 整流二极管才能够导通。输入电流 i 总在输入线电压的峰值附近, 呈驼峰形状, 这种驼峰形电流的谐波成分很高, 需要在直流侧加平波电抗器, 使其输出电流波形得到改善, 接近矩形波。

本设计中的整流电路采用半控晶闸管全波整流。

对整流输出电压进行傅里叶分析可知, 整流输出含有大量的谐波。图2是晶闸管整流电路的输出谐波电流示意图。

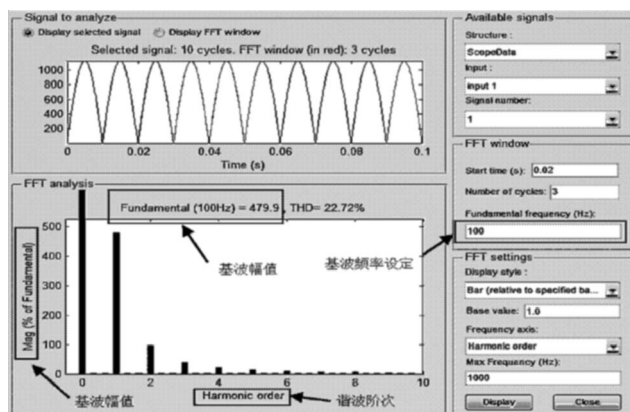


图2 晶闸管整流电路的输出谐波电流

1.2 PWM逆变器谐波的产生机理

目前, 大多数逆变器采用SPWM控制方式, 图3所示是SPWM调制的输出电压波形。

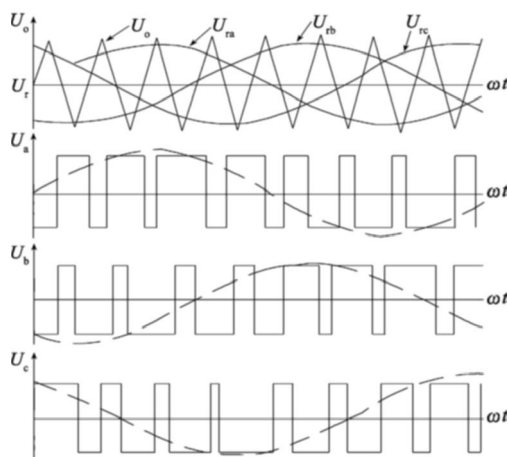


图3 三相SPWM输出电压波形

从图3的三相PWM波形不难看出, 电压型变频器的输出电压为等幅不等宽的矩形波, 对矩形波进行傅里叶分析, 可知矩形波中也含有谐波。

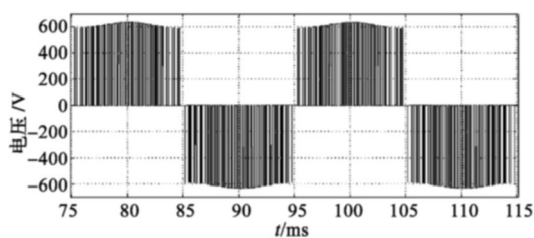
综上分析可以得知, 整流单元和逆变单元在工作过程中不可避免地会产生谐波, 这些谐波对电网和负载都有影响。因此, 设计性能优越的平波滤波器以及交流滤波器是在确定变流器主电路方案之后的首要问题。

1.3 选用正弦滤波器的必要性

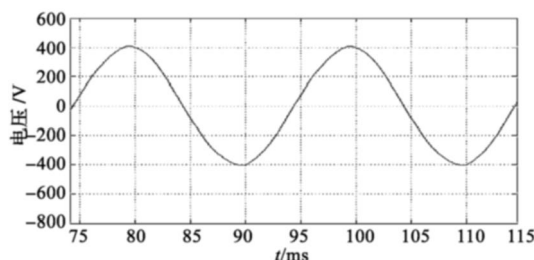
无正弦滤波器时, 二电平输出电压波形如图4(a)

所示。

带正弦滤波器时, 输出电压波形如图4(b)所示。



(a) 不带LC滤波器



(b) 带LC滤波器

图4 U_{AB} 波形

从仿真结果可以明显看出, 逆变器带输出滤波器时, 输出电压具有很好的正弦度, 因此, 本次设计选用正弦滤波器, 其基本结构如图5所示。

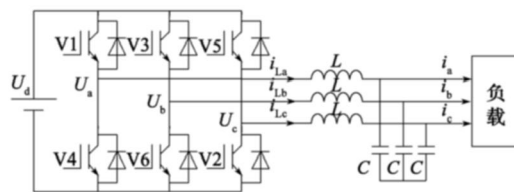


图5 三相SPWM逆变电路

2 整流模块直流滤波器设计

滤波器由滤波电感 L_d 与滤波电容器 C_d 组成。

1) 整流谐波电压与谐波电流

整流器输出电压的谐波电压与谐波电流值如表1、表2所示。

表1 谐波电压

U_2/V	U_d/V	移相角/ $^\circ$	各次谐波电压含量/V						
			2	4	6	8	10	12	14
951.2	604.0	66	406.0	135.0	66.9	40.4	20.5	29.3	18.6
820.0	601.4	51	390.5	50.0	23.8	36.4	25.2	11.9	14.7
712.6	601.3	29	324.2	70.5	25.2	6.7	6.0	9.9	10.8

表2 谐波电流

谐波电流	各次谐波电流含量						
	2	4	6	8	10	12	14
133.3	62	3.98	1.26	1.45	0.65	0.78	0.42

2) 电抗器电感 L_d

平波电抗器设计思路:

从表1可见, 二次谐波电压最大, 高次谐波依次迅速衰减, 故计算电抗总电流可以只考虑二次谐波电流。

于是得到

$$I_{LdE} = \sqrt{I_d^2 + I_2^2} = I_d \sqrt{1 + \left(\frac{I_2}{I_d}\right)^2} \quad (1)$$

为不过分增加电抗器的体积重量,一般取电流比值 $K_L = I_2/I_d = 0.4 \sim 0.6$, 这里取 $K_L = 0.5$, 于是有

$$X_{Ld} = \frac{U_{d2}}{2I_d K_L} \quad (2)$$

及

$$I_{LdE} = I_d \sqrt{1 + 0.5^2} = 1.118 I_d \quad (3)$$

依据式 (2)、式 (3) 解得电抗器电感

$$L_d = \frac{X_{Ld}}{\omega} = 9.74 \text{ mH}$$

取整得

$$L_d = 10 \text{ mH} \quad (4)$$

3) 滤波电容 C_d

滤波电容设计思路一:

通用变频器由三相全波整流器供电, 在无滤波电抗器条件下整流电压脉动量仅为整流电压的 3%。则滤波电容 C_d 应等于:

$$C_d = \frac{U_{d2}}{0.03 \times 4\omega^2 L_d U_d} \quad (5)$$

代入 U_{d2} 与 U_d 的值得到

$$C_d = 5746 \mu\text{F}$$

取整 $C_d = 6000 \mu\text{F}$ 。

滤波电容设计思路二:

整流模块技术指标如下:

输入电压: 单相 800 V/50 Hz

最高输出电压: 750 V

最大输出电流: 190 A

从整流模块的技术指标中, 不难得出逆变电路即全控桥整流电路所带额定负载的等效电阻值 R_{eq} , 则 R_{eq} 的值为

$$R_{eq} = \frac{750}{190} \approx 3.947 \Omega$$

工程常用的计算方法: 按 RC 时间常数近似等于 3~5 倍电源半周期估算。

桥式整流:

$$RC = k \times \frac{T}{2} \quad (6)$$

K 可以取 3~5 之间的值。若希望纹波小, 则按 5 倍取。

当取 $K=3$ 时, 代入式 (6) 中, 有

$$C = 3(T/2)/R = 3(0.02/2)/3.947 = 7600 \mu\text{F}$$

取整得到 $C = 7600 \mu\text{F}$

当取 $K=5$ 时, 代入式 (6) 中, 有

$$C = 5(T/2)/R = 5(0.02/2)/3.947 = 12668 \mu\text{F}$$

取整得到 $C = 13000 \mu\text{F}$ 。

按照实际控制要求, 在 Simulink 中对系统进行建立仿真模型如图 6 所示。

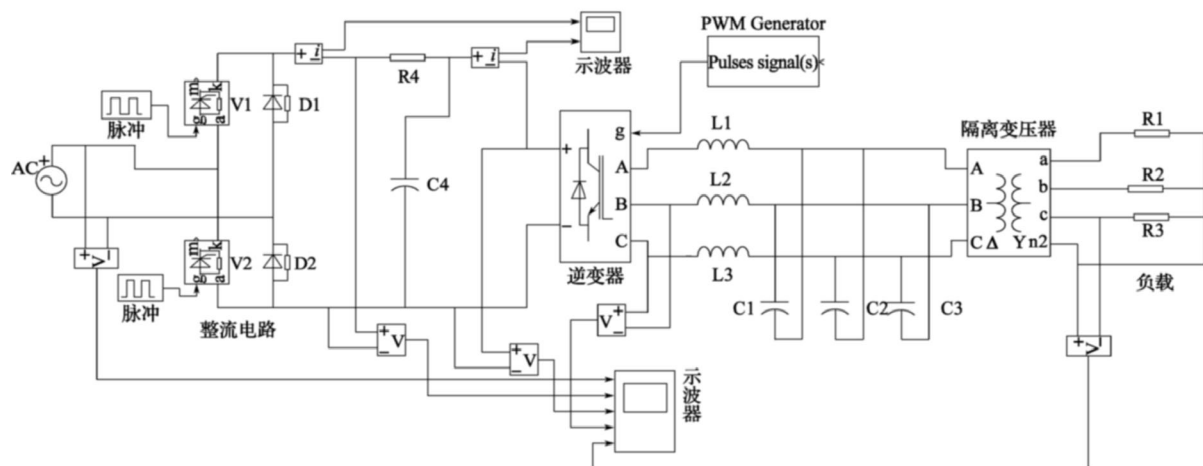


图 6 变频器主电路仿真模型

仿真模块主要由输入电压、整流模块、逆变模块、隔离变压器、检测电路、负载组成。

仿真参数如下:

L_d 为 10 mH; C_d 为 7600/6000/13000 μF ;

整流输出电压: $U_d = 600 \text{ V}$ (通过调整移相角 α 得到);

$L_1 \sim L_3$ 为 1.2 mH; $C_1 \sim C_3$ 为 160 μF ; $R_1 \sim R_3$ 为 1.5 Ω 。

仿真得到对应直流侧电流波形如图 7。

对 3 个波形图进行比较, 选 $C = 6000 \mu\text{F}$ 对应的直流电流的峰值为 520 A, 选用 $C = 7600 \mu\text{F}$ 时, 对应的直流电流的峰值约为 610 A, 选用 $C = 13000 \mu\text{F}$ 时, 对应的直流电流的峰值约 800 A。因此从峰值电流给电路造成的冲击危害程度考虑, 本次设计最终选用 $C = 6000 \mu\text{F}$ 额定电压 1000 V 的电容。

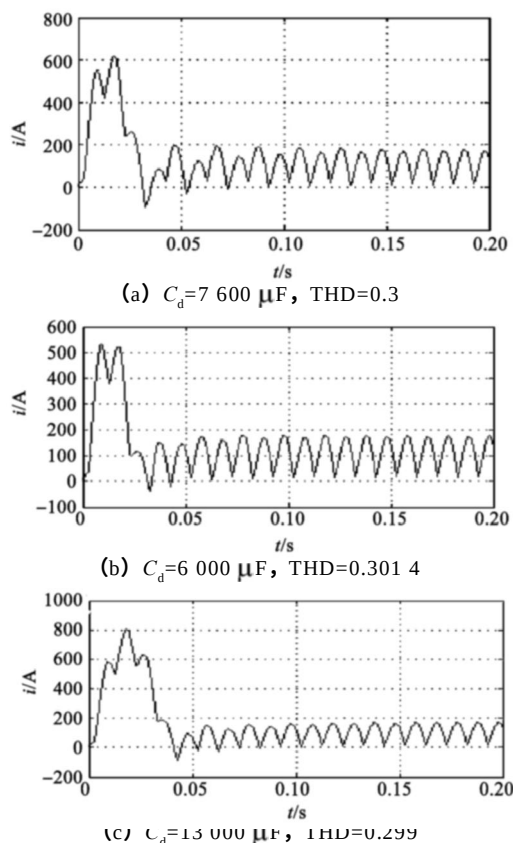


图7 直流侧输出电流

3 逆变模块交流滤波器

逆变器主要技术指标如下:

输入电压	DC 500~650 V
输入电流	DC 133.3 A
输出线电压	AC 380~440 V
输出线电流	AC 152 A
开关频率	2~4 kHz
输出电压频率	(50±1) Hz
本次设计交流滤波器选用无源滤波器即LC滤波器。	

3.1 LC滤波器滤波原理分析

采用LC滤波器作为变频器输出滤波器,其基本电路结构如图8所示。

当不考虑负载影响时,角频率为 ω_n 的谐波输出电压为

$$U_{out} = \frac{1/j\omega_n C}{j\omega_n L + 1/j\omega_n C} U_{in} = \frac{1}{1 - \omega_n^2 \tau} U_{in} \quad (7)$$

式中: U_{out} 为角频率为 ω_n 的谐波输出电压; U_{in} 为角频率为 ω_n 的谐波输入电压; ω_n 为谐波角频率; τ 为滤波器时间常数^[7]。

$$\tau = LC = \frac{2}{(2\pi f_r)^2} = \frac{2}{\omega_r^2} > \frac{2}{\omega_{min}^2}$$

式中: ω_{min} 为逆变器输出滤波器需要抑制的谐波的最

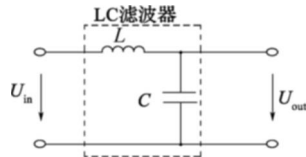


图8 LC滤波器原理图

小角频率。

由以上分析可以知道,LC滤波器的时间常数必须大于 $2/\omega_{min}^2$ 。

3.2 交流滤波器电感电容参数的确定

3.2.1 输出电感取值范围的确定

一般要求隔离变压器漏抗与滤波电抗对基波电流产生的电压损失不大于15%^[6],即不大于 $380 \times 15\% = 57$ V;

$$\Delta U_\phi = \frac{\Delta U_1}{\sqrt{3}} = 33 \text{ V}$$

设负载功率因数 $\cos\theta=0.85$,则变压器与电抗器基波电压损失:

$$\Delta U \approx IR\cos\theta + LX\sin\theta \quad (8)$$

式中: R 、 X ——为变压器与电抗器的每相总电阻和总电抗。

因 R 远小于 X ,故可以忽略电阻压降,有

$$\Delta U \approx LX\sin\theta \quad (9)$$

代入数据解得总电抗

$$L_T + L = 1.511 \text{ mH}$$

式中: L_T ——隔离变压器每相漏感; L ——每相滤波电抗器电感。

3.2.2 LC滤波器截止频率临界值确定

试验确认,若将滤波器的截止频率设为载波频率的1/5,则会取到良好的效果^[3]。

所选变频器的载波频率范围为2~4 kHz,故有

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau}}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau}} \leq \frac{1}{5} \times 3000 = 600 \text{ Hz}$$

式中: f_r 即为LC滤波器截止频率。

3.2.3 输出电容取值范围的确定

① 电容最小值的确定

由以上分析,有LC滤波器的时间常数满足下式:

$$\tau = LC = \frac{2}{(2\pi f_r)^2} \geq \frac{2}{(2 \times 3.14 \times 600)^2} = 1.41 \times 10^{-7} \text{ s} \quad (10)$$

又由 $L \leq 1.511 \text{ mH}$,可以得到

$$C = \frac{\tau}{L} \geq \frac{1.41 \times 10^{-7}}{1.511 \times 10^{-3}} = 93 \text{ } \mu\text{F}$$

② 电容最大值的确定

电容器 Δ 接时,基波电流为

$$I_{C1} = \frac{U\omega C}{\sqrt{3}}, Y \text{ 接时 } I_{C1} = U\omega C$$

如图9所示为LC滤波器单相工作原理图。

$C=1.5C_1$, C_1 为 Δ 接时的电容。则由图9可得

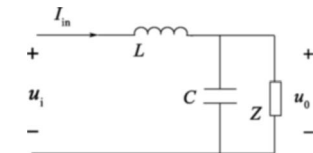


图9 LC滤波器单相工作原理

$$I_{in} = \omega_o C U_o \quad (11)$$

代入数据有

$$C_{max} \leq \frac{0.3 I_{in}}{\omega_o U_o} = \frac{0.3 \times 152 / \sqrt{3}}{314 \times 380} = 220 \mu F$$

则最终确定的电容取值范围为

$$C = 93 \sim 220 \mu F$$

③ 电感最小值的初步确定

选择电容最大值 $C = 220 \mu F$, 则有

$$LC \geq \frac{2}{(2\pi f_r)^2} = \tau = \frac{2}{\omega_r^2} \quad (12)$$

取 $f_r = 1200 \text{ Hz}$, 可得到电感最小值:

$$L \geq \frac{2}{\omega_r^2 C} = \frac{\tau}{C} = 0.14 \text{ mH}$$

由此得到滤波电感的取值范围为 $0.14 \sim 1.511 \text{ mH}$ 。

试选择 $L = 1.2 \text{ mH}$, $C = 160 \mu F$ 代入下式有

$$\tau = LC = 1.2 \times 10^{-3} \times 160 \times 10^{-6} = 1.92 \times 10^{-7} \geq 1.41 \times 10^{-7} \text{ s}$$

可见所选数据满足之前滤波器参数选择的前提条件。

4 参数校验与实际波形

以图6建立的仿真模型以及前述设计参数做搭建实际试验装置, 具体参数如下:

整流输出电压: $U_d = 600 \text{ V}$

$L_1 \sim L_3$ 为 1.2 mH , $C_1 \sim C_3$ 为 $160 \mu F$, $L_d = 10 \text{ mH}$, $C_d = 6000 \mu F$, $R_1 \sim R_3$ 为 1.5Ω , 调制比 $M = 0.8$, 载波频率 $f_c = 3000 \text{ Hz}$ 。

实测数据图如图10。

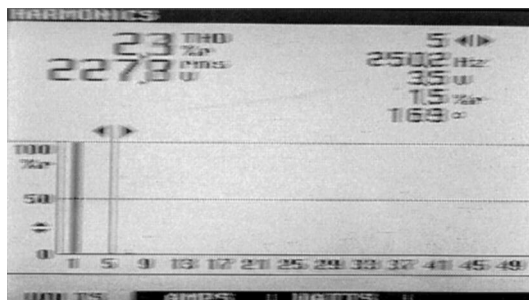


图10 相电压5次谐波输出含量及谐波畸变率

5 结语

从试验结果可以看出: 经过滤波器以后实际相电压波形的正弦度很好, 5次谐波的幅值只有 3.5 V , 仅占相电压有效值的 1.5% , 总谐波畸变率也只有 2.3% , 由此得出所设计的直流滤波器参数及交流滤波器参数是合理的, 给从事变流技术的读者提供一种很好的设计滤波器的实用方法。

参考文献:

- [1] 苏海滨. 电力电子技术 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [2] 韩焱青, 夏全福. 对PWM变频器传动中使用的三种滤波器的分析 [J]. 技术与应用, 2004(4): 45-46.
- [3] 颜斌, 陈希有. 变频器输出RLC正弦波滤波器的工程设计 [J]. 电机与控制学报, 2002, 9(3): 256-257.
- [4] 宋强, 刘文华, 严干贵, 陈远华. 大容量PWM电压型逆变器的LC滤波器设计 [J]. 清华大学学报(自然科学版), 2003(3): 345-348.

(上接第51页)

应急模式时需要延时、逻辑处理后输出的相关信号经过VLCU模块处理后输出, 实现了硬线继电控制电路虚拟化, 减少了列车布线及继电器的布置, 从而提高了列车在应急模式下控制电路的可靠性, 避免了因继电器卡分卡合而造成的电路故障。

2.2 列车线

列车线贯穿全车, 列车线由硬线和继电器构成, 传输与列车关键控制逻辑相关的信号, 如分合主断路器信号、司控器指令、扩展供电指令、触发紧急制动后“快速落车”等信号。

应急模式下, 每节车的DCU接收来自司机室的分合主断路器信号, 对每节车的主电路中的主断路器进行分合。且DCU和EBCU通过全列贯穿的列车线采集来自司机室的司控器输出的牵引高电平信号, 配合级位编码A、级位编码B、级位编码C的级位信号, 根据车辆载荷施加牵引力; 或制动高电平信号, 配合级位编码A、级位编码B、级位编码C的级位信号, 根据车辆载荷施加电制动力。列车紧急制动环线将与列车紧急制动相关的各个节点串联在一起, 环线失电, 则列车施加紧急制动。列车悬浮控制指令环路与紧急制动环线状

态信号有逻辑联锁, 紧急制动环线失电则悬浮指令被撤销, 全列车的悬浮指令硬线全部为低电平, 并且VLCU将收到的低电平锁存, 立即执行“快速同时落车”指令, 从而加大列车紧急制动力。

3 结语

中低速磁悬浮列车控制系统在设计过程中始终贯彻模块化、高冗余性的设计理念, 其网络控制系统严格遵循IEC 61375标准设计, 具有很高的冗余性和可靠性, 完全实现对列车的控制。硬线继电控制系统借鉴其他地铁车辆的成熟经验, 同时结合中低速磁悬浮列车的实际情况, 保障了在网络控制系统失效时列车基本功能的实现, 确保了中低速磁悬浮列车安全可靠地运行。

参考文献:

- [1] 袁文辉, 许义景, 陈建校. 基于GPRS与WLAN的中低速磁悬浮列车信息无线传输系统 [J]. 机车电传动, 2011(3): 34-36.
- [2] 曾嵘, 路向阳. 首列国产交流传动地铁列车控制及网络系统 [J]. 机车电传动, 2004(3): 35-38.
- [3] 张彤. 广州地铁二号线列车控制系统的设计 [J]. 湖南环境生物职业技术学院学报, 2005(3): 251-254.