

地铁列车大功率高频辅助变流器散热系统的设计及优化试验验证

易滔¹ 赵清良¹ 别必龙² 刘海涛³ 饶沛南¹ 周帅¹ 张云瀚¹
宋森¹ 耿志东¹ 杨浩¹

(1. 株洲中车时代电气股份有限公司, 412001, 株洲; 2. 宁波市轨道交通集团有限公司智慧运营分公司, 315111, 宁波;
3. 中车株洲电力机车研究所有限公司, 412001, 株洲)

摘要 [目的] 地铁列车大功率辅助变流器高度集成化后, 散热要求越来越高, 为此有必要提出散热系统新设计方案。[方法] 通过系统的损耗计算、风机选型、散热风道布局等一系列正向设计, 结合仿真来验证热设计的合理性。[结果及结论] 仿真表明, 在单台辅助变流器故障工况下, 中间腔室流场分布不均, 导致变压器温升较高, 存在热失效风险。在此基础上对风道结构进行优化, 仿真确认优化后风道的流场分布较均匀, 变压器温升显著降低且在器件应用温度范围内, 表明优化后散热系统满足应用需求。为验证理论设计的合理性, 开展了样机的温升试验, 对比仿真和样机试验结果, 在单台/两台满载工况下, 关键器件的温升和仿真温度差控制在 5℃, 均在选型的应用范围内, 表明风道散热系统设计合理。通过正向优化设计提出了一种新型变流器散热系统及柜体结构, 样机试验验证了仿真分析的有效性, 大幅缩短了样机的开发周期, 提高了市场响应速度, 为大功率高频辅助变流器设计及优化提供方法及思路。

关键词 地铁列车; 大功率辅助变流器; 散热系统设计; 热仿真

中图分类号 U270.38⁺1

DOI:10.16037/j.1007-869x.2024.01.027

Design and Optimization Experimental Verification of Heat Dissipation System for High-power High-frequency Auxiliary Converters in Metro Trains

YI Tao¹, ZHAO Qingliang¹, BIE Bilong², LIU Haitao³, RAO Peinan¹, ZHOU Shuai¹, ZHANG Yunhan¹, SONG Sen¹, GENG Zhidong¹, YANG Hao¹

(1. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., 412001, Zhuzhou, China; 2. Smart Operation Branch of Ningbo Rail Transit Group Co., Ltd., 315111, Ningbo, China; 3. CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., 412001, Zhuzhou, China)

Abstract [Objective] With the high-degree integration of high-power auxiliary converters in metro trains, the demand for

heat dissipation is rising significantly, necessitating the proposal of a new heat dissipation system design scheme. [Method] Through a series of forward designs involving power loss calculation, fan type selection, and heat dissipation duct layout, the rationality of the thermal design is validated by combining the simulation. [Result & Conclusion] Simulation results indicate that under the fault condition of a single auxiliary converter, uneven flow distribution in the intermediate chamber leads to elevated transformer temperature, posing a risk of thermal inefficiency. On this basis, the duct structure is optimized, and the simulation confirms a more uniform flow distribution in the duct, and a significant reduction in transformer temperature rise within the permissible operating temperature range, indicating that the optimized heat dissipation system meets application requirements. To validate the theoretical design, a prototype temperature rise test is conducted to compare the simulation and prototype test results. Under single and dual full-load working conditions, the temperature rise of key components and the temperature difference compared to the simulation are controlled within 5℃, both within the specified application range. This indicates the rationality of the duct heat dissipation system design. A new converter heat dissipation system and cabinet structure are proposed through forward optimization design, and prototype testing validates the effectiveness of the simulation analysis. This approach substantially shortens the prototype development cycle, enhances market responsiveness, and provides a methodology and direction for the design and optimization of high-power high-frequency auxiliary converters.

Key words metro train; high-power auxiliary converter; heat dissipation system design; thermal simulation

辅助变流器的功能是将电网直流电转换成三相交流电, 以供空气压缩机、照明及空调等交流负

载使用。随着整车小型轻量化需求越来越高,对于变流器性能指标要求越来越严格。制约变流器性能指标提升的关键因素是合理的散热系统设计。文献[1-2]基于高频辅助变流器建立热设计仿真模型,验证了风道设计合理性;文献[3-5]对地铁列车工频辅助变流器热设计进行仿真研究。

本文针对地铁列车大功率高频辅助变流器(以下简称“辅助变流器”)的需求,提出一种性能良好的变流器散热系统设计,开展热设计优化研究,并通过样机试验来验证其设计思路的合理性。

1 辅助变流器的散热系统构成

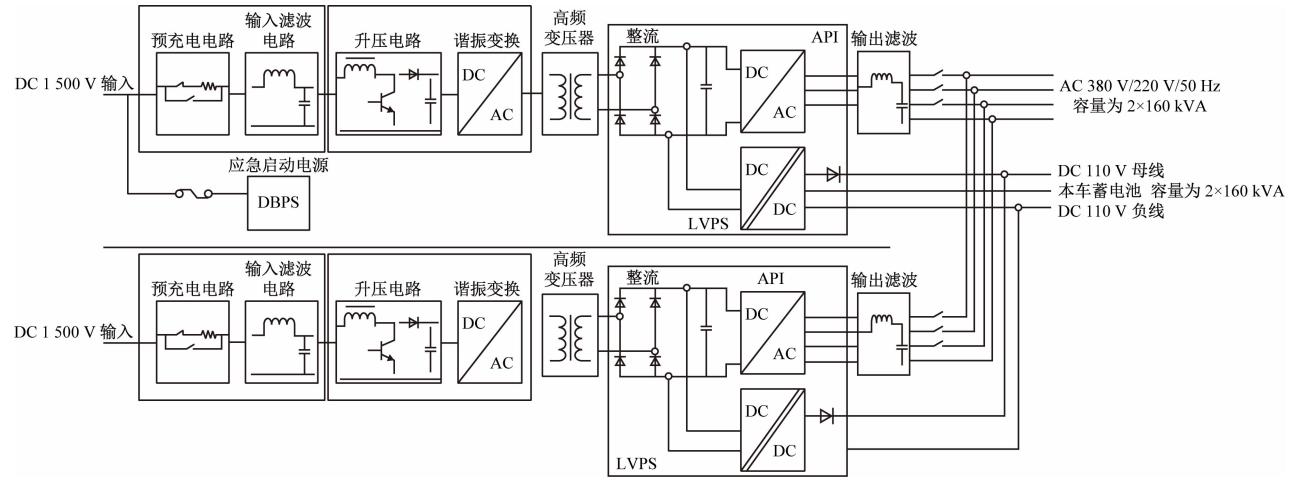
1.1 电路原理

辅助变流器主电路拓扑如图1所示。两路DC 1 500 V 高压输入电流流经前端两套独立的预充电电路、斩波升压电路、LLC(电感-电感-电容,含2个

集成电感的变压器和1个电容)谐振电路、DC/AC(直流/交流)逆变电路,变换为2路AC 380 V 并联输出电流。每路交流电流的输出容量为160 kVA;充电机采用移相全桥变换电路;DC 670 V 电流经过全桥变换电路变换为2路DC 110 V 并联电流后输出,每路直流电流的容量为20 kW。

1.2 损耗计算

辅助变流器的热损耗主要在LVM(低压)模块、HVM(高压)模块、输入电抗器、斩波电抗器、三相电抗器、高频变压器等器件。其中LVM模块和HVM模块损耗主要集中在IGBT(绝缘栅双极晶体管)器件。在额定工况、输入电压为DC 1 500 V,单路AC 380 V 输出容量为160 kVA,功率因数(指交流电路有功功率对视在功率的比值)为0.85,单路DC 110 V 输出容量为20 kW。在此条件下对关键器件损耗开展理论计算。



注:API为三相逆变器;LVPS为低压充电机电源。

图1 辅助变流器电路框图

Fig.1 Block diagram of auxiliary converter circuit

1.2.1 斩波电路 IGBT 模块损耗计算

斩波输出功率:

$$P_B = \frac{\frac{P_{o_SIV} Q_{SIV}}{\eta_{SIV}} + \frac{P_{o_BCG}}{\eta_{BCG}}}{2\eta_{LLC}} \quad (1)$$

斩波平均电流:

$$I_{o_B}(V_{in}) = \frac{P_B}{V_{in}} \quad (2)$$

斩波 IGBT 占空比:

$$D(V_{in}) = 1 - \frac{V_{in}}{2V_{o_B}} \quad (3)$$

斩波 IGBT 关断能量:

$$E_{off_B}(V_{in}) = E_{off_B} \frac{I_{C_B}(V_{in})}{I_{C_nB}} \frac{V_{CE_B}}{V_{CE_tB}} \quad (4)$$

斩波 IGBT 开通能量:

$$E_{on_B}(V_{in}) = E_{on_B} \frac{I_{C_B}(V_{in})}{I_{C_nB}} \frac{V_{CE_B}}{V_{CE_tB}} \quad (5)$$

斩波 IGBT 开关损耗:

$$P_{sw_B}(V_{in}) = f_{s_B} [E_{on_B}(V_{in}) + E_{off_B}(V_{in})] \quad (6)$$

斩波 IGBT 导通损耗:

$$P_{con_B}(V_{in}) = f_{s_B} \int_0^{D(V_{in})} V_{CE_sB} I_B dt \quad (7)$$

斩波 IGBT 总损耗:

$$P_{Loss_B}(V_{in}) = P_{con_B}(V_{in}) + P_{sw_B}(V_{in}) \quad (8)$$

IGBT 反并联二极管损耗计算:

$$E_{\text{rec_DiB}} = E_{\text{rec_nB}} \frac{V_{\text{r_B}}}{V_{\text{r_nB}}} \quad (9)$$

$$P_{\text{err_DiB}} = f_{\text{s_B}} E_{\text{rec_DiB}} \quad (10)$$

式(1)——(10)中:

P_{B} ——斩波输出功率,单位 W;

$P_{\text{o_SIV}}$ ——SIV 的输出功率,单位 W;

$P_{\text{o_BCG}}$ ——BCG 的输出功率,单位 W;

Q_{SIV} ——功率因数,取 0.9;

η_{SIV} ——SIV 效率,取 0.96;

η_{BCG} ——BCG 效率,取 0.9;

η_{LLC} ——LLC 效率,取 0.98;

$I_{\text{o_B}}(V_{\text{in}})$ ——斩波平均电流,单位 A;

V_{in} ——额定网压,取 1 500 V;

$D(V_{\text{in}})$ ——斩波占空比;

$E_{\text{off_B}}(V_{\text{in}})$ ——关断能量,单位 J;

$E_{\text{on_B}}(V_{\text{in}})$ ——开通能量,单位 J;

$E_{\text{off_B}}、E_{\text{on_B}}$ ——最大关断、开通能量,分别取 0.030 J、0.025 J;

$I_{\text{C_B}}(V_{\text{in}})$ ——IGBT 电流,等于 $I_{\text{o_B}}(V_{\text{in}})$,单位 A;

$I_{\text{C_nB}}$ ——测试电流,取 200 A;

$V_{\text{o_B}}$ ——斩波电压,单位 V;

$V_{\text{CE_B}}$ ——器件电压,等于 $0.5V_{\text{o_B}}$;

$V_{\text{CE_tB}}V_{\text{in}}$ ——测试电压,取 600 V;

$P_{\text{con_B}}$ ——IGBT 导通损耗,单位 W;

I_{B} ——器件电流,单位 A;

$V_{\text{CE_sB}}$ ——器件饱和电压降,取 1.1 V;

$P_{\text{sw_B}}$ ——开关损耗,单位 W;

$f_{\text{s_B}}$ ——开关频率,单位 Hz;

$P_{\text{Loss_B}}(V_{\text{in}})$ ——斩波总损耗,单位 W;

$V_{\text{r_B}}$ ——IGBT 电压,取 $0.5V_{\text{o_B}}$,单位 V;

$V_{\text{r_nB}}$ ——二极管管压降理论值,单位 V;

$E_{\text{rec_DiB}}$ ——反向恢复能量实际值,单位 J;

$P_{\text{err_DiB}}$ ——反向恢复损耗,单位 W;

$E_{\text{rec_nB}}$ ——反向恢复能量参考值,取 0.025 J。

可计算出,单斩波 IGBT 导通损耗为 36.5 W,开关损耗为 91.8 W,单个 Diode 导通损耗为 66.4 W,开关损耗为 45.8 W。进一步计算可知,单个斩波 IGBT 总损耗为 240.5 W,Boost(升压斩波)电路开关总损耗为 962.0 W。

1.2.2 LLC 电路 IGBT 模块损耗计算

LLC 管 IGBT 导通损耗:

$$P_{\text{con_LLC}} = f_{\text{s_LLC}} \int_0^{D(V_{\text{in}})} V_{\text{CE_LLC}} I_{\text{Lr_LLC}} dt \quad (11)$$

LLC 管 IGBT 开通能量:

$$E_{\text{on_LLC}} = E_{\text{on}} \frac{I_{\text{C_LLC}}}{I_{\text{C_n}}} \frac{V_{\text{CE_LLC}}}{V_{\text{CE_t}}} \quad (12)$$

LLC 管 IGBT 关断能量:

$$E_{\text{off_LLC}} = E_{\text{off}} \frac{I_{\text{C_LLC}}}{I_{\text{C_n}}} \frac{V_{\text{CE_LLC}}}{V_{\text{CE_t}}} \quad (13)$$

LLC 管 IGBT 开关损耗:

$$P_{\text{sw_LLC}} = f_{\text{s_LLC}} (E_{\text{on_LLC}} + E_{\text{off_LLC}}) \quad (14)$$

IGBT 总损耗:

$$P_{\text{Loss_LLC}} = P_{\text{con_LLC}} + P_{\text{sw_LLC}} \quad (15)$$

式(11)——(15)中:

$P_{\text{con_LLC}}$ ——LLC 导通损耗,单位 W;

$f_{\text{s_LLC}}$ ——开关频率,单位 Hz;

$E_{\text{on_LLC}}、E_{\text{off_LLC}}$ ——LLC 管在额定电流下的最大关断能量及开通能量实际值,单位 J;

$E_{\text{off}}、E_{\text{on}}$ ——LLC 管最大关断能量及开通能量的额定参考值,根据器件产品手册分别取 0.16 J、0.14 J;

$I_{\text{C_LLC}}$ ——集电极电流,取 11 A;

$I_{\text{Lr_LLC}}$ ——LLC 电路中的漏感电流,单位 A;

$V_{\text{CE_t}}$ ——测试电压,取 900 V;

$V_{\text{CE_LLC}}$ ——集电极电压,取 1 150 V;

$I_{\text{C_n}}$ ——额定电流,取 450 A;

t_{d} ——死区时间,即上下管同时关断时间,设计值取 4.5 μs ;

$P_{\text{sw_LLC}}、P_{\text{con_LLC}}$ ——LLC 的开关损耗及导通损耗,单位 W;

$P_{\text{Loss_LLC}}$ ——IGBT 总损耗,单位 W。

由式(11)——式(15)可得:单个 LLC 电路 IGBT 导通损耗为 42.7 W,IGBT 开关损耗为 125.8 W;LLC 谐振变换电路续流二极管损耗中,单个续流二极管通态损耗为 0.044 W,开关损耗为 0,其二极管损耗可忽略不计;LLC 管 IGBT 器件损耗为 337.0 W(双管);LLC 电路开关管损耗为 1 348.0 W。

1.2.3 逆变电路 IGBT 模块损耗计算

根据开关管的型号,将 IGBT 工作输入、输出、功率因素等条件输入到器件仿真软件里,得到逆变管的损耗,计算截图如图 2 所示。

由计算结果可知,逆变 IGBT 的外管损耗为 143.7 W,内管损耗为 59.9 W,单管损耗为 203.6 W。单个器件损耗为 407.2 W(双管)。逆变电路

总损耗为 1 221.6 W。

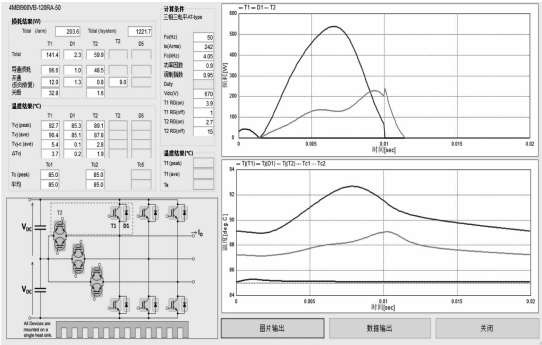


图 2 逆变 IGBT 损耗计算截图

Fig. 2 Screenshot of converter IGBT loss calculation

1.2.4 充电机电路 IGBT 模块损耗计算

充电机损耗涵盖 IGBT 的导通损耗,开关损耗,反并联二极管通态损耗和反向恢复损耗。充电机额定功率 20 kW,额定输入电压 DC 670 V,额定输出电压 DC 110 V;经计算,超前臂 IGBT 管损耗为 120.4 W,超前臂总损耗为 240.8 W(双管);滞后管开通电流为 21.5 A,关断电流为 36.9 A,滞后臂管开通损耗为 27.6 W,滞后臂关断损耗为 97.8 W,导通损耗为 30.6 W,滞后臂单管总损耗为 156.1 W,滞后臂总损耗为 312.2 W(双管),整流二极管器件损耗为 320.0 W,防反二极管损耗为 151.2 W。充电机电路开关器件总损耗为 1 024.2 W。

1.2.5 磁性器件损耗

辅助变流器磁性器件包括直流输入电感、斩波电感、高频变压器、三相电感及充电机高频磁件。各器件损耗参考厂家的计算值,进而可得,辅助变流器主要器件功率损耗如表 1 所示。功率总损耗为 8 471.8 W。

表 1 辅助变流器主要器件功率损耗

Tab. 1 Power losses of auxiliary converters main components

器件	功率损耗/W	器件	功率损耗/W
直流输入电感	1 800.0	斩波 + LLC 电路	2 310.0
斩波电感	650.0	逆变和充电机电路	2 245.8
三相电感	750.0	充电机高频磁件	100.0
高频变压器	616.0		

2 散热系统设计

2.1 风机选型计算

风机选型主要参考风量和风压,一般风量大、风压低的设备采用轴流式通风机,反之可选用离心式通风机。风量为:

式通风机。风量为:

$$Q = \frac{\phi}{C_p \Delta T} \tag{16}$$

式中:

- ϕ ——总功率损耗(热流量),单位 W;
- Q ——风机所需的风量,单位 m^3/s ;
- C ——空气的比热容,单位 $\text{J}/(\text{kg} \cdot ^\circ\text{C})$;
- ρ ——空气的密度,单位 kg/m^3 ;
- ΔT ——冷却空气进出口温升,单位 $^\circ\text{C}$ 。

一般 ΔT 取 $10\text{ }^\circ\text{C}$ 左右,代入计算风量 $Q = 0.65\text{ m}^3/\text{s}$,考虑到系统风阻较大,本文选用可调速的离心式通风机,风机的性能曲线如图 3 所示。为了提高风机工作效率,在风道散热系统设计时,应尽可能使风道散热系统风阻与风压接近风机的工作值。

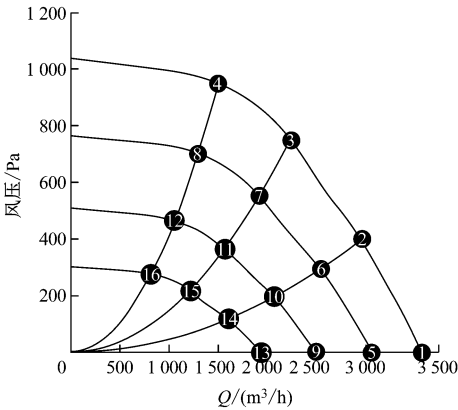


图 3 风机性能曲线

Fig. 3 Fan performance curve

2.2 散热风道设计

由表 1 可知,斩波电路与 LLC 电路损耗之和同逆变电路与充电机损耗之和接近。考虑模块散热的均匀性,将斩波电路和 LLC 电路集成设计在 HVM 模块,逆变电路和充电机电路集成设计在 LVM 模块,并将两模块布置在风机两侧,使其冷却风互不干扰。HVM 模块和 LVM 模块的结构布局如图 4 所示。

辅助变流器风道的具体布局如图 5 所示。空心电抗器的热损耗较大,形状较规则,因此将其布置在进风口位置处(A1)。斩波电感、变压器等磁件根据电路设计及损耗情况布置在风机两侧。两套辅助变流器磁件中间是连通结构,柜体设置一个整体底盖板并开通风孔作为风道的出风口。外部冷空气通过 A1 处的惯性过滤器进入空心电抗器安装腔室 A2,在离心风机的导向作用下,冷却风从风机腔

室 A3 导向磁性部件腔室 A4,将冷风传递至此处的电抗器、变压器等部件,最后通过电磁部件腔室底板的出风口 A5 处将热风排出,整体风道呈一个对称的 T 字形。

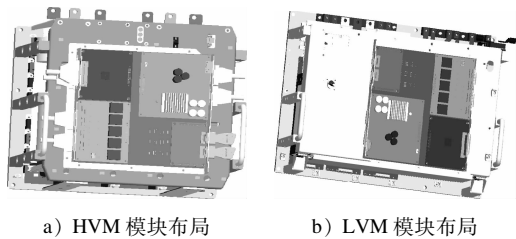
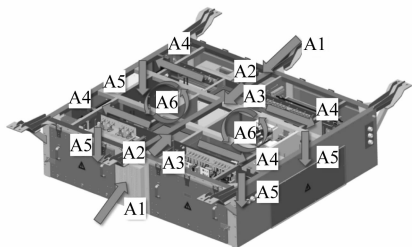


图 4 HVM 模块与 LVM 模块的布局

Fig. 4 Layout of HVM module and LVM module

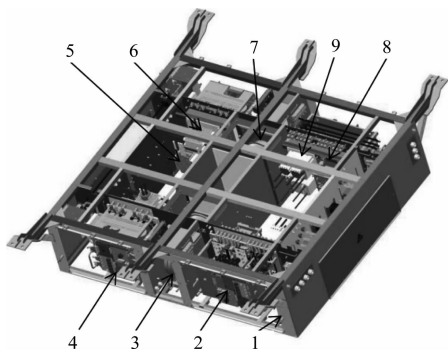


注:A1—进风口;A2—空心电抗器安装腔室;A3—风机腔室;A4—模块腔室;A5—出风口;A6—磁件部件腔室。

图 5 辅助变流器风道布局

Fig. 5 Auxiliary converter duct layout

辅助变流器包含 2 个 HVM 模块和 2 个 LVM 模块、风机、空心电抗器、斩波电抗器、三相电抗器、变压器及输入输出部件等。辅助变流器的内部结构如图 6 所示。



注:1—骨架;2—LVM 模块;3—空心电抗器(L1);4—HVM 模块;5—80 kW 高频变压器(T1,T2);6—斩波电抗器(L2);7—风机;8—三相电抗器(L3);9—16 kW 变压器电抗器(T3)。

图 6 辅助变流器内部结构图

Fig. 6 Diagram of auxiliary converter internal structure

3 热仿真分析

3.1 模型建立

由于辅助变流器的结构较为复杂,因此为了提

高仿真的效率和可靠性,在实际建模时,一般会对物理模型进行适当的简化,删除对散热影响不大的倒角等小特征尺寸,删除螺丝螺母等小组件,创建“壳”单元(即薄板模型)以替代原异形的薄板等。本文以 HVM 模块、LVM 模块,及其他磁性元件等发热较大的部件作为重点研究对象,对于其他对温升影响不大的零部件采取删减或简化处理。建立辅助变流器二合一双柜热仿真模型,如图 7 所示。

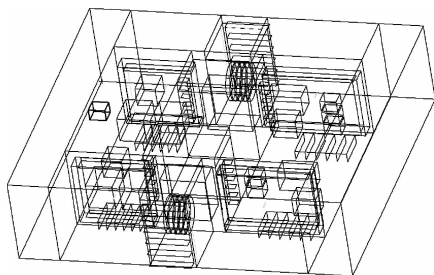


图 7 辅助变流器二合一双柜热仿真模型

Fig. 7 Thermal simulation model for auxiliary inverter two-in-one double-cabinet

3.2 仿真结果分析

当双柜同时正常工作时,仿真得到的风速迹线如图 8 所示。由图 8 可见:两侧冷却风由入口进入,依次经过各模块散热器和磁性部件后,一部分从出口流出,另一部分在磁件腔室中间位置相遇,形成一道风墙;从两侧进入的冷却风在风墙处循环。

环境温度为 45.0℃ 工况下,仿真得到的双柜工作温度云图如图 9 所示。双柜正常工作时的高频变压器温度为 143.6℃ 和 130.6℃,对应温升为 98.6℃ 和 85.6℃,HVM 模块温度为 78.0℃,温升为 33.0℃,LVM 模块温度为 83.5℃,温升为 38.5℃,均低于 45.0℃(允许值);三相电感的温度约为 160.0℃,温升约为 115.0℃,小于 135.0℃(允许值)。仿真表明,二合一大功率辅助变流器的双柜均正常工作后,各部件的温升均在允许范围内,满足散热要求。

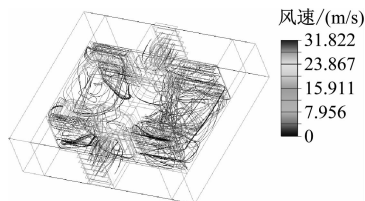


图 8 双柜工作时的风速迹线图

Fig. 8 Diagram of wind speed trajectory under double-cabinet working condition

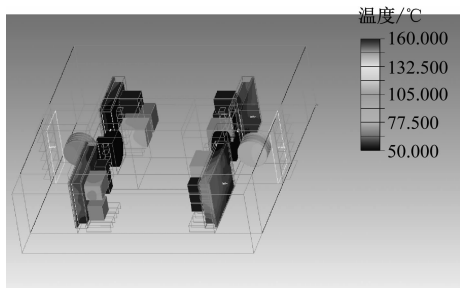


图9 双柜工作温度云图

Fig. 9 Nephogram of double-cabinet working temperature

辅助变流器存在 1 台柜体失效、只有 1 台辅助变流器正常工作的工况(以下简称“单柜工况”)。仿真得到单柜工况下的速度迹线如图 10 所示。可以看出:由于一侧单柜失效,故一侧风机不再工作,双柜的风道循环平衡被打破;原风墙处的冷却空气有一小部分穿越中央风道进入另一侧单柜,由此损失了一部分流量;与双柜正常工作工况相比,单柜工况的最高风速有所下降(31.8 m/s 下降至 28.9 m/s),其冷却效果变差。这说明,中间风道采用连通设计的结构会导致非故障辅助变流器的磁件散热效果变差。

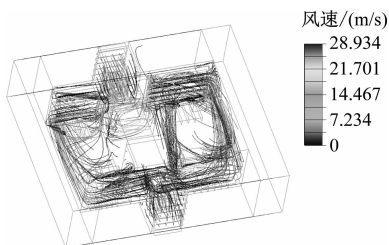


图10 单柜工况下的风速迹线图

Fig. 10 Diagram of wind speed trajectory under single-cabinet working condition

仿真得到,单柜工况下的温度分布图如图 11 所示。可以看出,模块的温度约为 $80.0\text{ }^{\circ}\text{C}$,温升为 $35.0\text{ }^{\circ}\text{C}$,和双柜正常工作温度相当。对比磁性部件的温升发现,两处高频变压器的温升在双柜正常工

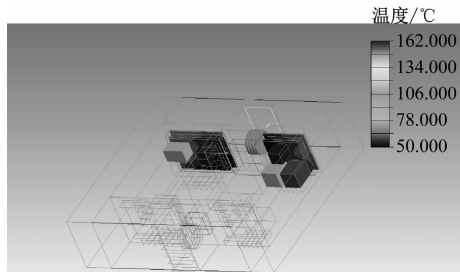


图11 单柜工况下的温度分布图

Fig. 11 Diagram of temperature distribution under single-cabinet working condition

作的工况下分别为 $98.6\text{ }^{\circ}\text{C}$ 和 $85.6\text{ }^{\circ}\text{C}$,而单柜工况时,温度为 $161.7\text{ }^{\circ}\text{C}$ 和 $139.9\text{ }^{\circ}\text{C}$,其温升分别为 $116.7\text{ }^{\circ}\text{C}$ 和 $94.9\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。经分析,气体流动变化影响了此处的散热,使得温升大幅提高,超出了磁性部件的温升限值($105.0\text{ }^{\circ}\text{C}$)。可见,单柜工况下,该辅助变流器的高频变压器散热情况较差,须对现有风道进行改进。

3.3 风道结构改进

为了解决单柜工况下磁件散热不佳的问题,给 2 套辅助变流器各自加上隔板,使 2 台辅助变流器的散热互不影响。这样在单台辅助变流器发生故障的条件下,由 1 台风机提供的风量不会损失,从而保证磁件的散热风量。因 2 套辅助变流器是完全相同的损耗及对称布局,因此只需建立单独辅助变流器的热仿真模型,如图 12 所示。

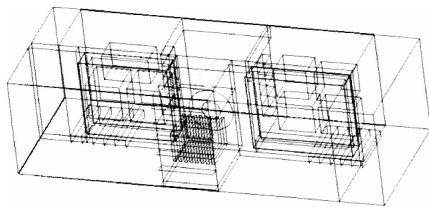


图12 辅助变流器单柜热仿真模型

Fig. 12 Auxiliary converters single-cabinet thermal simulation model

仿真得到单独辅助变流器的风速迹线图如图 13 所示,温度云图如图 14 所示,模块温度云图如图 15 及图 16 所示。

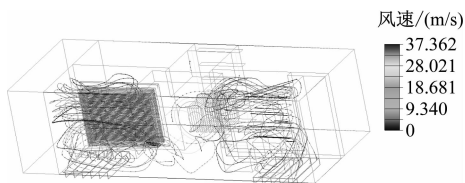


图13 单独辅助变流器风速迹线图

Fig. 13 Wind speed trajectory diagram of single auxiliary converter

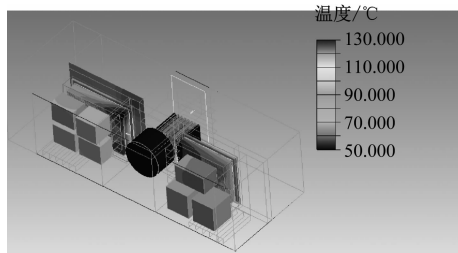


图14 单独辅助变流器温度云图

Fig. 14 Temperature nephogram of single auxiliary converter

分析图 13 可知,冷却风从过滤器入口进入依次



图 15 HVM 模块温升仿真截图

Fig. 15 Screenshot of HVM module temperature rise simulation

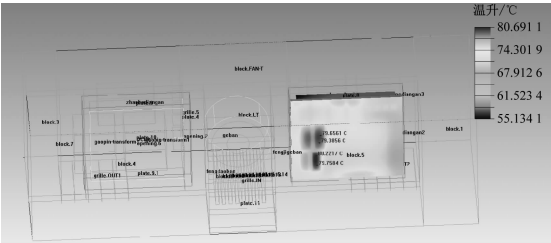


图 16 LVM 模块温升仿真截图

Fig. 16 Screenshot of LVM module temperature rise simulation

经过三相电抗器、风机、模块散热器及其他磁性部件，且风速正常，说明风道设计良好，没有形成涡流区域。

分析图 14 可知，在环境温度为 45℃ 工况下，LVM 模块温度为 80.7℃（温升为 35.7℃），HVM 模块温度为 76.3℃（温升为 31.3℃），高频变压器温度小于 120.0℃（温升为 75.0℃），优化后的仿真结果表明，模块温升均小于 45.0℃，高频变压器的温升小于 75.0℃，斩波电感、三相电感等磁件温升仿真值均小于 90.0℃，符合设计需求。

3.4 实体试验的验证

为评估优化后的散热系统设计的合理性，搭建了辅助变流器的样机测试台位，在样机上开展满载工况下的温升实体试验，测温时间间隔为 1 h，每隔 2 min 采集 1 组数据，监测内容包括 HVM 模块和 LVM 模块台面温度和磁件的温度。根据试验数据，整理出试验样机的温升实测值如表 2 所示。

对比热仿真结果和样机温升实体试验数据可知：

1) 和实测值相比，2 个模块的温升仿真值均偏低 3.0~5.0℃。经分析，原因如下：① 内部各器件间存在相互影响，在建立仿真模型时设置边界条件与实际情况存在一定的偏差；② 各器件的损耗计算与实际情况也会存在一定的误差；③ PT100 测试位置并非 IGBT 的基板温度。

表 2 试验样机的温升实测值
Tab. 2 Temperature rise field-measured values for testing prototype

位置	温升/℃	位置	温升/℃
HVM 模块左侧	29.5	T1 绕组内部	67.0
HVM 模块右侧	28.3	T1 绕组表面	49.0
LVM 模块左侧	31.5	T2 铁心气隙	79.8
LVM 模块右侧	30.5	T2 铁心表面	67.1
L2 电抗器	65.0	T2 绕组内部	71.0
L3 电抗器	93.0	T2 绕组表面	56.0
T1 铁心气隙	72.2	充电机磁件	75.0
T1 铁心表面	64.3	外界环境温度	27.0

2) 电感和变压器的温升仿真值和实测值相差 5.0℃ 以上。这主要由器件模型简化处理引起，仿真时候采用的均匀热源，而磁件内部绕组、线圈、气隙等结构不同导致。

总体而言，温升的仿真值和实测值基本一致，可确认风道热设计的合理性。

4 结语

本文基于辅助变流器的损耗计算，阐述了其风道散热系统的设计，并利用仿真软件进行了二合一辅助变流器风道系统的热仿真，得到了流场和温度场的分布图。通过对比不同工况下的仿真结果发现，采用磁件内部互通的风道设计在仅单柜工作的工况下，其散热性能较差，难以满足高频磁件散热需求。针对此问题对风道结构进行优化改进，并对优化改进的风道再次进行仿真。由仿真结果，其散热效果改善明显。通过对比改进后的仿真结果和样机温升试验结果，验证了仿真分析的有效性。本研究可为变流产品的热设计提供参考，降低研发成本和风险。

参考文献

[1] 杨志浩, 曾凡飞, 王旭阳, 等. 标准地铁列车大功率高频辅助变流器热设计[J]. 电力机车与城轨车辆, 2021, 44(5): 31. YANG Zhihao, ZENG Fanfei, WANG Xuyang, et al. Thermal design of high power high frequency auxiliary converter for standard metro train[J]. Electric Locomotives & Mass Transit Vehicles, 2021, 44(5): 31.

[2] 易滔, 刘清, 耿志东, 等. 地铁高频辅助变流器热设计及试验验证[J]. 机车电传动, 2018(4): 103.

定,传输网络可靠的新建地铁系统。边缘物理计算 + 中心云方案能充分满足实时性要求且可扩展性强,但整体成本高,适合未来运营规模不确定,需要实时计算的新老地铁并行运营系统。

未来的研究可以针对云平台设计继续深化。考虑引入边缘计算能力,采用云边结构处理不同应用场景。边缘计算聚焦实时、短周期数据的分析,能够更好地支撑本地业务的实时智能化处理与执行。在进行云端传输时通过边缘节点进行一部分简单的数据处理,进而能够缩短设备响应时间,减少从设备到云端的数据流量。

参考文献

[1] 骆滨. 云计算环境下地铁新型 AFC 系统研究[J]. 现代城市轨道交通, 2022(1): 103.
LUO Bin. Research on new AFC system of metro under cloud computing environment[J]. Modern Urban Transit, 2022(1): 103.

[2] 谭雪娇. 云计算技术在地铁自动售检票系统中的应用[J]. 工程建设与设计, 2021(18): 109.
TAN Xuejiao. Application of cloud computing technology in subway automatic fare collection system[J]. Construction & Design for Engineering, 2021(18): 109.

[3] 陈瑞军, 王晓东. 基于城轨云的地铁视频存储系统设计与应用[J]. 自动化仪表, 2021, 42(9): 92.
CHEN Ruijun, WANG Xiaodong. Design and application of metro video storage system based on urban rail cloud[J]. Process Automation Instrumentation, 2021, 42(9): 92.

[4] 王戈, 钟如意, 黄浩, 等. 基于轻量级人脸识别的智慧地铁云支付系统搭建[J]. 湖北大学学报(自然科学版), 2021, 43(4): 437.
WANG Ge, ZHONG Ruyi, HUANG Hao, et al. Construction of intelligent metro cloud payment system based on lightweight face

recognition[J]. Journal of Hubei University (Natural Science), 2021, 43(4): 437.

[5] 张辉, 谢国庆. 基于云的地铁视频监控系统的设计与实现[J]. 数字技术与应用, 2021, 39(1): 133.
ZHANG Hui, XIE Guoqing. Design and implementation of subway video monitoring system based on cloud[J]. Digital Technology & Application, 2021, 39(1): 133.

[6] 杨敏, 燕樟林, 高利业, 等. 基于点云数据的地铁隧道限界智能检测[J]. 建筑技术, 2022, 53(11): 1571.
YANG Min, YAN Zhanglin, GAO Liye, et al. Intelligent detection of subway tunnel gauge based on point cloud data[J]. Architecture Technology, 2022, 53(11): 1571.

[7] 曹勇, 张玉文, 龚艳. 基于大数据和云计算的车辆智能运维模式[J]. 城市轨道交通研究, 2020, 23(4): 69.
CAO Yong, ZHANG Yuwen, GONG Yan. Subway vehicle intelligent operation and maintenance mode based on big data and cloud computing[J]. Urban Mass Transit, 2020, 23(4): 69.

[8] 李杰, 徐启禄. 基于云平台的城市轨道交通智能运维系统设计与应用[J]. 城市轨道交通研究, 2021, 24(8): 213.
LI Jie, XU Qilu. Design and practice of urban rail transit intelligent operation and maintenance system based on cloud platform[J]. Urban Mass Transit, 2021, 24(8): 213.

[9] 王冠. 基于云服务的地铁综合监控系统构建[J]. 科技创新与应用, 2021, 11(36): 114.
WANG Guan. Construction of metro integrated monitoring system based on cloud service[J]. Technology Innovation and Application, 2021, 11(36): 114.

· 收稿日期:2023-02-27 修回日期:2023-04-17 出版日期:2024-01-10
Received:2023-02-27 Revised:2023-04-17 Published:2024-01-10
通信作者:蒲一超,工程师, puyichao07@163.com
· ©《城市轨道交通研究》杂志社,开放获取 CC BY-NC-ND 协议
© Urban Mass Transit Magazine Press. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license

(上接第 155 页)

YI Tao, LIU Qing, GENG Zhidong, et al. Thermal design and experimental verification of high-frequency auxiliary converter for metro vehicle [J]. Electric Drive for Locomotives, 2018(4): 103.

[3] 杨宁. 城轨辅助变流器热设计方法研究[J]. 铁道标准设计, 2016, 60(8): 165.
YANG Ning. Research on thermal design method for auxiliary converter of urban rail transit[J]. Railway Standard Design, 2016, 60(8): 165.

[4] 刘清, 王明, 魏周艳, 等. 地铁车辆辅助变流器平台设计[J]. 大功率变流技术, 2015(1): 43.
LIU Qing, WANG Ming, WEI Zhouyan, et al. Platform design of auxiliary converter for metro vehicle[J]. High Power Converter

Technology, 2015(1): 43.

[5] 刘博阳, 刘伟志, 杨宁. 地铁辅助变流器功率损耗与热仿真分析[J]. 铁道机车车辆, 2016, 36(4): 72.
LIU Boyang, LIU Weizhi, YANG Ning. Power loss and thermal simulation analysis of auxiliary converter for metro vehicle[J]. Railway Locomotive & Car, 2016, 36(4): 72.

· 收稿日期:2022-08-09 修回日期:2022-09-14 出版日期:2024-01-10
Received:2022-08-09 Revised:2022-09-14 Published:2024-01-10
· 通信作者:易滔,工程师, yitao7759@163.com
· ©《城市轨道交通研究》杂志社,开放获取 CC BY-NC-ND 协议
© Urban Mass Transit Magazine Press. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license