

变频器中的 IGBT 模块损耗计算及 散热系统设计

胡建辉 李锦庚 邹继斌 谭久彬

(哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院 哈尔滨 150001)

摘要 提出了一种设计变频器散热系统的实用方法,建立了比较准确且实用的变频器中 IGBT(绝缘栅型双极晶体管)模块的通态损耗和开关损耗的计算方法,考虑了温度对各种损耗的影响,采用热阻等效电路法推导得出了散热器及功率器件各点温度的计算公式,并给出了散热器热阻的实用计算公式。在此基础上设计了一套采用强迫风冷的散热系统,计算结果与试验结果的对比,验证了该设计方法的合理性与实用性。

关键词: 变频器 损耗 热阻 散热系统

中图分类号: TM465

Losses Calculation of IGBT Module and Heat Dissipation System Design of Inverters

Hu Jianhui Li Jingeng Zou Jibin Tan Jiubin

(Harbin Institute of Technology Harbin 150001 China)

Abstract A practical method to design the heat dissipation system of the inverter is presented. By considering the effect of junction temperature on the losses, the conducting losses and the switching losses of the IGBT module used in the inverter are calculated. A heat resistance equivalent circuit of the heat dissipation system is presented; a practical formula to calculate the heat resistance of heat dissipation system is obtained, and the temperature calculation formulas of the IGBT module and heat dissipation system is derived. A heat dissipation system for the inverter using forced-air-cool is designed. The measured losses and temperatures are given, the calculated results and the experiment results verify the validity and practicability of the presented design method of heat dissipation system.

Keywords: Inverter, loss, heat resistance, heat dissipation system

1 引言

近年来,随着大功率电力电子器件的发展,变频器的容量得到迅速提高,其散热系统设计已成为一个关键问题。实际经验表明,变频器散热系统设计的好坏,直接影响到变频器能否安全稳定的长时间工作。变频器发热的绝大部分是由功率器件的损耗引起,而功率器件本身对温度比较敏感,温度的

变化会影响器件的开通和关断过程,并影响变频器的工作性能。为了限制功率器件的温升,常见的散热方式一般有自然冷却、强迫风冷、油冷和水冷四种。强制风冷的散热效果是自然风冷的 5~10 倍,油冷或水冷的散热效果是自然冷却的 120~150 倍。从结构的复杂性和实现的难易程度来看,强制风冷比水冷有着结构简单,实现容易和可靠性高等优点,因此功率在数百瓦到数百千瓦之间的变频器主要采用强制风冷进行散热。

目前对变频器散热系统已有一些研究^[1-5],文

献[1]在计算 IGBT 通态损耗和开关损耗时忽略了结温对损耗的影响,造成了一定的误差。文献 [2]在分析散热系统热阻等效电路时,认为 IGBT 与快恢复二极管(FWD)结温相同,从而使热阻等效电路有着较大的偏差。文献 [3]利用 PSPICE 软件仿真计算 IGBT 损耗时,需要建立较为准确的 IGBT 模型,同时需要编程求解,较为繁琐,且结果误差较大,实用性不强。

本文针对采用 IGBT 的变频器,提出了一种 IGBT 模块损耗计算的实用方法,并考虑了温度对各种损耗带来的影响,利用热阻等效电路,推导得出了散热系统各点温度的实用计算公式,在此基础上设计了一套采用强迫风冷的散热系统。

2 变频器功率模块的损耗计算

功率器件工作时会产生功率损耗,变频器功率模块的损耗主要由 IGBT 和快恢复二极管两个部分组成,且分别包括通态损耗和开关损耗。

2.1 通态损耗

通态损耗是指 IGBT 导通过程中,由于导通压降而产生的损耗。对于带快恢复二极管的 IGBT,其导通特性可以分别用下面的线性公式近似描述。

$$v_{CE} = [r_{ce_25^\circ C} + K_{r_Tr}(T_{j_Tr} - 25^\circ C)]i + [V_{ce_25^\circ C} + K_{v_Tr}(T_{j_Tr} - 25^\circ C)] \quad (1)$$

$$v_F = [r_{F_25^\circ C} + K_{r_D}(T_{j_D} - 25^\circ C)]i + [V_{F_25^\circ C} + K_{v_D}(T_{j_D} - 25^\circ C)] \quad (2)$$

式中, v_{CE} 和 v_F 分别为 IGBT 和快恢复二极管的实际导通压降; $r_{ce_25^\circ C}$ 和 $r_{F_25^\circ C}$ 分别为 IGBT 和快恢复二极管 $25^\circ C$ 时的额定通态电阻; $V_{ce_25^\circ C}$ 和 $V_{F_25^\circ C}$ 分别为 IGBT 和快恢复二极管 $25^\circ C$ 时的额定导通压降; T_{j_Tr} 和 T_{j_D} 分别为 IGBT 和快恢复二极管的实际结温; K_{r_Tr} 为温度对 IGBT 通态电阻影响的温度系数; K_{r_D} 为温度对快恢复二极管通态电阻影响的温度系数; K_{v_Tr} 为温度对 IGBT 导通压降影响的温度系数; K_{v_D} 为温度对快恢复二极管导通压降影响的温度系数; i 为 PWM 逆变器输出电流。

采用 SPWM 或 SVPWM 时逆变器输出交流电压的基波 u 为

$$u = \sqrt{2}U_{out} \cos \theta \quad (3)$$

式中, U_{out} 为实际电压的有效值; θ 为自变量相角。

当开关频率足够高时,输出电流 i 可近似等效为正弦电流,则有

$$i = \sqrt{2}I_{out} \cos(\theta - \varphi) \quad (4)$$

式中, I_{out} 为实际电流的有效值; φ 为实际电流和实际电压之间的相角。

给定 PWM 方法的占空比 ξ 为

$$\xi = \frac{1 + M \cos \theta}{2} \quad (5)$$

式中, M 为 PWM 的调制度(相电压峰值除以 $1/2$ 桥臂直流电压)。在恒定的频率下,占空比可以简化表示为相角 θ 的函数。

根据式(1)和式(2),经推导,输出正弦波电流时的 IGBT 和快恢复二极管的通态损耗可以分别用下面的公式计算。

$$P_{cond_Tr} = I_{out} \sqrt{2} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M \cos \varphi}{8} \right) [V_{ce_25^\circ C} + K_{v_Tr}(T_j - 25^\circ C)] + I_{out}^2 2 \left(\frac{1}{8} + \frac{M \cos \varphi}{3\pi} \right) \times [r_{ce_25^\circ C} + K_{r_Tr}(T_j - 25^\circ C)] \quad (6)$$

$$P_{cond_D} = I_{out} \sqrt{2} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M \cos \varphi}{8} \right) [V_{F_25^\circ C} + K_{v_D}(T_j - 25^\circ C)] + I_{out}^2 2 \left(\frac{1}{8} - \frac{M \cos \varphi}{3\pi} \right) \times [r_{F_25^\circ C} + K_{r_D}(T_j - 25^\circ C)] \quad (7)$$

式中, P_{cond_Tr} 和 P_{cond_D} 分别为 IGBT 和快恢复二极管的通态损耗。

2.2 开关损耗

随着开关频率的提高,开关损耗在整个器件损耗中的比例也变得比较大,开关损耗包括开通损耗和关断损耗两部分。在给定环境条件下,器件导通或关断时的能量损耗(焦耳)可以通过间接的将电流和电压相乘再对时间积分这种方法得到^[6],同时需考虑实际电流与参考电流以及实际电压与参考电压之间的差异。在一个开关周期内,IGBT 和快恢复二极管的开关损耗可以分别表示为

$$P_{sw_Tr} = f_s (E_{on} + E_{off}) \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{I_{out}}{I_{rated}} \right)^{K_{swTr_I}} \left(\frac{V_{CC}}{V_{rated}} \right)^{K_{swTr_V}} \times [1 + K_{sw_Tr}(125^\circ C - T_{j_Tr})] \quad (8)$$

$$P_{sw_D} = f_s E_{rr} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{I_{out}}{I_{rated}} \right)^{K_{swD_I}} \left(\frac{V_{CC}}{V_{rated}} \right)^{K_{swD_V}} \times [1 + K_{sw_D}(125^\circ\text{C} - T_{j_D})] \quad (9)$$

式中, f_s 为载波频率; E_{on} 为 IGBT 额定状态下的单脉冲开通损耗; E_{off} 为 IGBT 额定状态下的单脉冲关断损耗; E_{rr} 为快恢复二极管额定状态下的单脉冲关断损耗; V_{CC} 为桥臂电压; I_{rated} 、 V_{rated} 分别为参考电流和参考电压; K_{swTr_I} 为电流幅值对 IGBT 开关损耗影响的电流系数; K_{swTr_V} 为桥臂电压对 IGBT 开关损耗影响的电压系数; K_{swD_I} 为电流幅值对快恢复二极管开关损耗影响的电流系数; K_{swD_V} 为桥臂电压对快恢复二极管开关损耗影响的电压系数; K_{swTr_T} 为温度对 IGBT 开关损耗影响的温度系数; K_{swD_T} 为温度对快恢复二极管开关损耗影响的温度系数。最后需要特别指出, 对于不同的栅极驱动电阻, 单脉冲开关损耗 E_{on} 、 E_{off} 和 E_{rr} 有一定的差异, 需要从损耗曲线上合理选择。

2.3 系统总的损耗

单个 IGBT 总的损耗 P_{Tr} 为通态损耗与开关损耗之和, 即式 (6) 和式 (8) 之和

$$P_{Tr} = P_{cond_Tr} + P_{sw_Tr} \quad (10)$$

单个快恢复二极管总的损耗 P_D 为通态损耗与开关损耗之和, 即式 (7) 和式 (9) 之和

$$P_D = P_{cond_D} + P_{sw_D} \quad (11)$$

系统总的损耗 P_{tot} 为 6 个 IGBT 和 6 个快恢复二极管损耗之和

$$P_{tot} = 6 \times (P_{Tr} + P_D) \quad (12)$$

3 变频器散热系统设计

变频器散热系统的设计包括三个方面, 首先根据负载情况求取功率器件的损耗, 并预取散热器热阻, 然后通过热阻等效电路求取散热器与功率器件各点的温度, 最后根据各点的温升, 以及实际环境条件, 确定最终的散热方案。

3.1 散热系统的热阻等效电路

本文采用热阻等效电路的形式分析散热系统热阻, 将散热系统的损耗功率等效为电流源, 热阻产生的温差等效为电压, 热阻等效为电阻, 如图 1 所示。

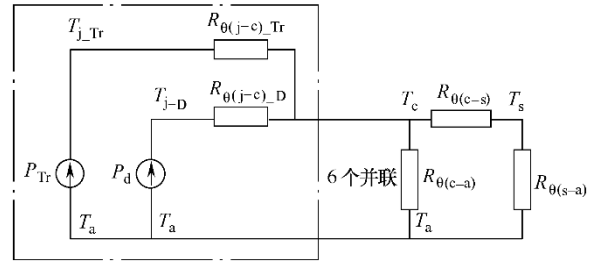


图 1 散热系统热阻的等效电路

Fig.1 Heat resistance equivalent circuit of heat dissipation system

图 1 中, T_{j_Tr} 为 IGBT 的结温, T_{j_D} 为快恢复二极管的结温, P_{Tr} 为单个 IGBT 总的损耗, P_D 为单个快恢复二极管总的损耗, $R_{\theta(j-c)_Tr}$ 为单个 IGBT 结-壳的热阻, $R_{\theta(j-c)_D}$ 为单个快恢复二极管结-壳的热阻, $R_{\theta(c-a)}$ 为管壳到大气间的热阻, $R_{\theta(c-s)}$ 为管壳至散热器的热阻, $R_{\theta(s-a)}$ 为散热器到大气间的热阻, T_c 为 IGBT 管壳温度, T_s 为散热器表面温度, T_a 为环境温度。 $R_{\theta(c-a)}$ 相对于 $R_{\theta(c-s)}$ 和 $R_{\theta(s-a)}$ 数值很大, 因此与 $R_{\theta(c-s)}$ 和 $R_{\theta(s-a)}$ 并联时可忽略。

由散热系统的热阻等效电路, 经推导可求得散热系统各点的温度

$$\begin{cases} T_s = P_{tot} \times R_{\theta(s-a)} + T_a \\ T_c = P_{tot} \times R_{\theta(c-s)} + T_s \\ T_{j_Tr} = P_{Tr} \times R_{\theta(j-c)_Tr} + T_c \\ T_{j_D} = P_D \times R_{\theta(j-c)_D} + T_c \end{cases} \quad (13)$$

3.2 散热器的热阻计算

强制空气冷却用散热器的热阻经验公式为 [7-8]

$$R_{\theta(s-a)} = (\sqrt{10/kd} + 650/A) C_1 C_2 C_3 \quad (14)$$

式中, k 为散热器热导率, 单位为 $W/(cm \cdot ^\circ C)$; d 为散热器基板厚度, 单位为 cm ; A 为散热器有效散热面积, 单位为 cm^2 ; C_1 为散热器表面状况和安装状态相关的系数, 散热器水平安装与垂直安装时的散热效果不同; C_2 为强迫风冷条件下散热器相对热阻系数; C_3 为空气换热系数。

3.3 散热系统设计

对于强迫风冷的散热系统, 降低散热器热阻的主要方法有: ①对散热器根部的厚度、翼片的高度、翼片的厚度和翼片的数目进行合理的优化 [9-10]。②在材料费用和加工费用允许的情况下, 应选择导热系数较高的材料, 铝通常是优先考虑的材料, 在要求特别高的场合也可以采用铜。③将散热器垂直

放置, 利用相对较轻的热气流形成烟囱效应。④对散热器表面进行黑化处理, 可以有效地改善热辐射性能。在散热器表面和环境之间的温度差为50℃时, 黑化后的散热器热阻约降低15%。⑤通过合理优化散热系统的风道形状^[10], 从而改变空气相对于散热器表面的流动方向, 在空气流场中加入紊流, 增强系统对流换热效果。其中, 紊流时的散热效果为层流时的3~4倍^[11-13]。⑥采用多个高转速、大功率风扇, 通过提高空气流动速度, 增强系统换热效果。

为了提高系统的散热效果, 本文所设计的散热系统设计采用了图2所示的方案, 空气流直接冲击散热器表面, 空气流场以紊流为主。由于散热器表面的阻碍作用, 在紊流边界层的底部形成极薄的一层层流底层。紊流时对流换热除贴壁的层流底层外, 紊流核心的速度分布和温度分布都较为平坦, 主要热阻在层流底层中。由于层流底层极薄, 温度梯度大, 所以紊流换热强度远远超过层流。散热器的热阻较小, 散热效果较好。这种散热系统可用于要求变频器的体积比较小的领域。

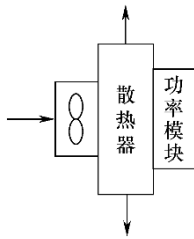


图2 散热系统设计示意图

Fig.2 Schematic of the design of heat dissipation system

本文选用了表面发黑的插片式铝制散热器, 散热器热导率 k 为 $2.08\text{W}/(\text{cm} \cdot ^\circ\text{C})$; 散热器垂直安装, 取系数 $C_1=0.50$; 采用四个风速为 4m/s 的轴流风机作为冷却风扇, 取系数 $C_2=0.40$; 空气流场以紊流为主, 取系数 $C_3=0.12$ ^[8]; 根据表1中散热器参数, 利用式(14)可计算散热器热阻 $R_{\theta(s-a)}=0.053^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

表1 散热器外形尺寸及相关参数

Tab.1 Sizes and parametes of heat sink

长/cm	宽/cm	高/cm	齿高/cm	齿数
49.5	30	1.0	10.1	30

4 计算结果与试验结果比较

本文所设计的变频器容量为 70kVA , 相关参数如下: 桥臂电压 $V_{cc}=500\text{V}$, 开关频率 $f_s=10\text{kHz}$ 。

根据以上的要求, 选用德国西门康公司的 IGBT (SKM300GB128D) 作为系统主电路的开关器件, 其额定电压 1200V , 额定电流 300A , 开关频率 20kHz , 符合系统设计的要求, 且有一定的裕度。

4.1 计算结果

由前面的分析可知, 利用式(6)~式(9)计算 IGBT 和 FWD 的通态损耗和开关损耗时, 需确定一些系数, 通过试验并参考器件手册提供的数据, 得出 SKM300GB128D 的相关参数如表2所示, 根据前面设计的散热器, 并将表2参数代入相关公式, 计算变频器输出电压 $U_{out}=200\text{V}$, 输出电流 $I_{out}=110\text{A}$, 功率因数 $\cos\varphi=0.815$, 环境温度 $T_a=20^\circ\text{C}$ 时的各种损耗以及各点的温度为: 单个 IGBT 通态损耗 $P_{cond_Tr}=69.8\text{W}$, 单个 IGBT 开关损耗 $P_{sw_Tr}=78.0\text{W}$, 单个 FWD 通态损耗 $P_{con_dD}=9.1\text{W}$, 单个 FWD 开关损耗 $P_{sw_D}=21.9\text{W}$, 系统总的损耗 $P_{tot}=1072.8\text{W}$; 散热器表面温度 $T_s=76.9^\circ\text{C}$, 管壳温度 $T_c=90.8^\circ\text{C}$, IGBT 结温 $T_{j_Tr}=103.4^\circ\text{C}$, FWD 结温 $T_{j_D}=96.4^\circ\text{C}$ 。

表2 SKM300GB128D 相关参数

Tab.2 Parameters of SKM 300GB128D

通态损耗和开关损耗 相关参数		
	IGBT	FWD
25℃额定通态电阻	$r_{ce,25^\circ\text{C}} = 4.5 \times 10^{-3} \Omega$	$r_{F,25^\circ\text{C}} = 4.5 \times 10^{-3} \Omega$
25℃额定通态压降	$V_{ce,25^\circ\text{C}} = 1\text{V}$	$V_{F,25^\circ\text{C}} = 1.1\text{V}$
导通压降温度系数	$K_{v_Tr} = -0.001$	$K_{v_D} = -0.002$
通态电阻温度系数	$K_{r_Tr} = 0.015$	$K_{r_D} = -0.002$
开关损耗电流系数	$K_{swTr_I} = 1$	$K_{swD_I} = 0.6$
开关损耗电压系数	$K_{swTr_V} = 1.6$	$K_{swD_V} = 0.6$
开关损耗温度系数	$K_{swTr_T} = -0.00304$	$K_{swTr_T} = -0.00653$
栅极驱动电阻 $R_G=5\Omega$ 、 $V_{rated}=600\text{V}$ 、 $I_{rated}=200\text{A}$ 时的单脉冲开关损耗		
	IGBT	FWD
开通损耗	$E_{on} = 22.5\text{mJ}$	
关断损耗	$E_{off} = 21.5\text{mJ}$	$E_{rr} = 11\text{mJ}$
功率器件热阻		
管壳至散热器热阻	IGBT 结-壳热阻	FWD 结-壳热阻
$R_{\theta(c-s)} = 0.013\text{K}/\text{W}$	$R_{\theta(j-c)_Tr} = 0.085\text{K}/\text{W}$	$R_{\theta(j-c)_D} = 0.18\text{K}/\text{W}$

4.2 试验结果

实际试验中, 所设计的变频器驱动一台

50kW 的永磁同步电动机, 输出电流为 110A, 环境温度为 20℃, 在输出功率为 53.79kW, 输出电压为 200V, 稳定运行时, 系统总损耗的测量值为 1071W, 通过温度传感器测量散热器表面温度为 $T_s=74.8^\circ\text{C}$, IGBT 壳温为 $T_c=88.5^\circ\text{C}$, 可以看出实测结果与计算结果较为吻合。

5 结论

本文针对 70kVA 变频器的散热系统进行了研究设计。推导了 PWM 时的 IGBT 模块的损耗计算公式, 通过系数修正结温对 IGBT 和 FWD 的导通压降的影响, 并考虑电压、电流、温度对 IGBT 和 FWD 的开关损耗的影响, 提高了功率模块的损耗的计算精度。散热器热阻的准确计算是变频器散热系统设计的一重要参数, 分别采用相应系数修正安装方式、风冷形式、空气流动性质等对热阻的影响, 可以计算获得较准确的散热器热阻值。采用热阻等效电路法进行变频器的散热系统设计, 可以较准确地计算热路上各点的温度, 能够满足工程设计要求。

参考文献

- [1] 续明进, 张皓, 董武. 高压变频器散热与通风的设计[J]. 变频器世界, 2005, 9(5): 68-71.
Xu Mingjin, Zhang Hao, Dong Wu. Design of ventilation and heat sinking in high voltage inverter[J]. The World of Inverters, 2005, 9(5): 68-71.
- [2] 王丹, 毛承雄, 范澎, 等. 高压变频器散热系统的设计[J]. 电力电子技术, 2005, 39(2):115-117.
Wang Dan, Mao Chengxiong, Fan Peng, et al. Design of heat sinking in high voltage variable frequency drive system[J]. Power Electronics, 2005, 39(2): 115-117.
- [3] 曹永娟, 李强, 林明耀. 基于 PSPICE 仿真的 IGBT 功耗计算[J]. 微电机, 2004, 37(6): 40-42.
Cao Yongjuan, Li Qiang, Lin Mingyao. Method of estimating power loss of IGBT based on PSPICE simulation[J]. Micro Motor, 2004, 37(6): 40-42.
- [4] 刘卫, 解金芳, 莫易敏. 600A IGBT 开关电路及其散热系统设计[J]. 武汉理工大学学报, 2003, 25(9): 63-64, 68.
Liu Wei, Xie Jinfang, Mo Yimin. The 600A IGBT switched circuit and design of the heat-emitting system[J]. Journal of Wuhan University of Technology, 2003, 25(9): 63-64,68.
- [5] 徐殿国, 李向荣. 极限温度下的电力电子技术[J]. 电工技术学报, 2006, 21(3): 15-23.
Xu Dianguo, Li Xiangrong. Power electronics in extreme temperature applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(3): 15-23.
- [6] Kim M K, Jang K Y, et al. A novel IGBT inverter module for low-power drive applications[C]. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2002: 648-652.
- [7] 郑琼林. 电力电子电路精选[M]. 北京:电子工业出版社, 1996.
- [8] 张舟云, 徐国卿, 沈祥林. 牵引逆变器散热系统的分析与设计[J]. 同济大学学报(自然科学版), 2004, 32(6): 775-778.
Zhang Zhouyun, Xu Guoqing, Shen Xianglin. Analyzing and designing of dissipation system of inverter[J]. Journal of Tongji University(Natural Science), 2004, 32(6): 775-778.
- [9] 谢少英, 赵悼旻, 王世萍. 型材散热器的优化设计[J]. 电子机械工程, 2001, 17(6):28-32.
Xie Shaoyin, Zhao Dunshu, Wang Shiping. Optimal design of section bar heat sinks[J]. Electro-Mechanical Engineering, 2001, 17(6):28-32.
- [10] 付桂翠, 高泽溪. 影响功率器件散热器散热性能的几何因素分析[J]. 电子器件, 2003, 26(12):354-357.
Fu Guicui, Gao Zexi. Analysis of geometric factors on effect upon the capability of heat sink of power component[J]. Chinese Journal of Electro Devices, 2003, 26(12):354-357.
- [11] 俞佐平. 传热学[M]. 北京:人民教育出版社, 1989.
- [12] 杨旭, 马静, 张新武, 等. 电力电子装置强制风冷散热方式的研究[J]. 电力电子技术, 2000, 34(8): 36-38.
Yang Xu, Ma Jing, Zhang Xinwu, et al. Research on heatsinking mode of the power electronic equipment with forced cooling[J]. Power Electronics, 2000, 34(8): 36-38.
- [13] 刘一兵. 功率器件散热技术的研究[J]. 湖南工业大学学报, 2007, 21(4):77-79.
Liu Yibing. Research on heat dissipation technology for power device[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2007, 21(4): 77-79.

作者简介

胡建辉 男，1975 年生，博士，研究方向为永磁同步电动机理论与

控制技术，永磁电机的电力电子驱动与数字控制技术。

李锦庚 男，1983 年生，硕士，研究方向为数字化永磁同步电动机
伺服系统。