

基于一体化集成的 EPS 电机控制器热特性研究

高明 周廷明 潘亮 向辉 林联伟

(株洲易力达机电有限公司 湖南 株洲 412000)

摘要: 随着电机控制器集成度越来越高,以及新能源车车型的普及,大功率的 EPS 应用广泛,由于集成度高,从而发热量集中,散热差,导致控制器中温升偏大,引发控制器或者电机失效。本文系统阐述了短时急速温升和长时间高温升两种工况下的热设计需求、电机热设计、控制器中关键元器件热设计、PCB 与散热器之间的导热介质的选择、壳体的散热设计及热特性,以及控制器热管理。

关键词: 热特性;一体化控制器;热设计;热管理

0 引言

在 EPS 行业中出现过几次大的召回,有发热严重产生失效导致的召回,而特别近年来热销的电机控制器一体化的产品,散热和热管理问题就更严峻了,做好热设计和热管理对 EPS 的寿命可靠性有非常重要的意义。

1 控制器功率大小对热设计的目标

本文研究的是电动助力转向系统(EPS)的热特性,实际车辆转向时的电流分布如图 1 所示,由于在转向过程中电流大小不一样,标定时电机设计最大电流取 100A,从图 1 可以看出除了转向盘极限位置 50° 电流大于 80A,在其他行程中电流都远小于 100A,故在研究电机热特性时,标准定为 100A100s。

在长时间高温升试验方面控制各个元器件的温升,同时对各部件提出具体的要求,电机转子温度不高于 125℃,定子线圈温度不高于 150℃,MOS 温度不高于 170℃,扼流圈温度不高于 150℃,继电器温度不高于 150℃,PCB 温度不高于 145℃,电解电容温度不高于 135℃。除了在规定的时间里规定电流大小,为了满足不同整车的使用工况,在室温实验条件下,需对控制器进行降额处理,降额 15%~25%,则各关键零部件的最高温度大概 100~125℃。

2 电机的热设计

根据提出的目标,在相电流 100A100s 的情况下,电源电压为 12V,额定转矩 5Nm,额定转速

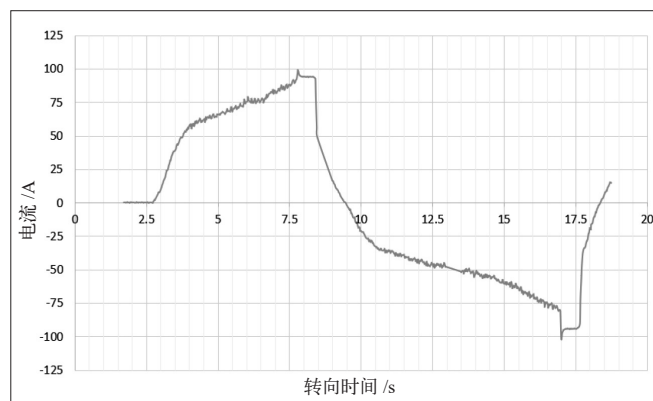


图 1 实际车辆转向时的电流分布

1100r/min,电机在额定转速下旋转,建立转子模型和定子绕组模型,根据定子绕组温升计算模型和转子绕组温升计算模型,在常温下,定子最高温升可达 102.4℃,转子最高温升 94℃。

在上述条件下可以得出电机的损耗,在输出功率为 588W 的情况下,电机效率为 88.28%,此时的铜损为 116W,铁损为 7W,累计总损耗为 123W。电机损耗仿真如图 2 所示。

3 关键器件的选型及 PCB 的热设计

已分析了电机的热效率及温度特性,现在需要分析控制器中关键器件的温度特性,整个功耗的计算分为两个部分,其中一个部分为信号部分,另一个部分为功率部分;信号部分的电阻电容,二、三极管的功耗忽略不计,信号部分的功耗计算如下。

3.1 MCU 功耗计算

当前 MCU 的主频为 120M,核的供电电压为

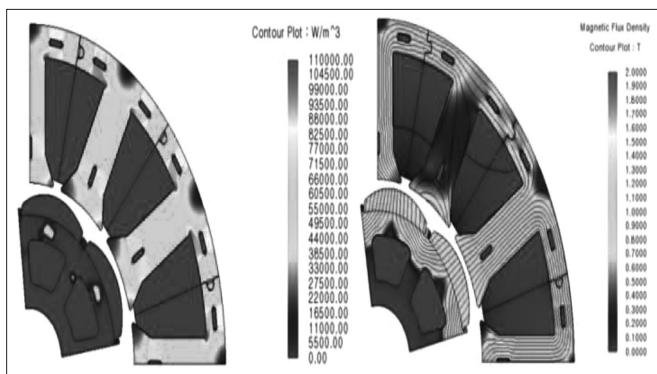


图2 电机损耗仿真

1.2V, 在内核结温 150℃时 MCU 功耗公式^[1]:

$$P_{DM}=U \times (80\text{mA}+2.5\text{mA} \times f_{\text{CPU}}) \quad (1)$$

式中: P_{DM} - MCU 的耗散功率;

U - MCU 的供电电压, 取 1.2V;

f_{CPU} - MCU 的工作主频, 取 120MHz。

计算结果取整后功耗为 0.5W。

3.2 电源芯片功耗计算

电源芯片采用 DC-DC 转换, 把 12V 输入电压转换至 5.45V, 查阅芯片手册^[2]在 12V 输入情况下最大效率为 87%, 在控制器设计时, 5.45V 再转换成 1.2V, 3.3V, 5Voutput, 5Vref, 5Vcan, 电源芯片输出有 5 路, 每一路电流的和分别为 380mA、50mA、19mA、30mA、20mA; 电源芯片输出总电流 499mA, 计算时只计算输出电压为 5.45V。

$$\eta = P_{\text{out}} / (P_{\text{out}} + P_{\text{DD}}) \quad (3)$$

式中: η - 电源芯片最大效率, 取 87%;

P_{out} - 电源芯片输出功率;

P_{DD} - 电源芯片热损耗功率。

最终计算电源芯片功耗为 0.387W。

3.3 预驱芯片的功耗计算

预驱动的芯片分为 3 个部分, 芯片基础供电部分、电压提升部分、驱动开关部分, 其中基础供电部分查使用手册^[3]可以得出 0.032A。通过功率与电压、电流的关系, 最终计算 P_{base} 为 0.384W。

$$P_{\text{DP}}=P_{\text{base}}+P_{\text{cpump}}+P_{\text{switch}} \quad (4)$$

式中: P_{DP} - 预驱芯片功耗;

P_{base} - 基础供电部分功耗;

P_{cpump} - 电压提升部分功耗;

P_{switch} - 驱动开关部分功耗。

$$P_{\text{cpump}}=(2 \times V_{\text{BB}}-V_{\text{REG}}) \times Q_{\text{GATE}} \times N \times f \quad (5)$$

式中: V_{BB} - 供电电压, 取 12V;

V_{REG} - 参考电压, 取 11V;

N - 工作时 MOSFET 的开启个数, 取 3;

Q_{GATE} - 驱动电荷, 取 46nC;

f - 开关频率, 取 20kHz。

计算结果为 0.036W。

$$P_{\text{switch}}=Q_{\text{GATE}} \times N \times f \times V_{\text{REG}} \times R_{\text{atio}} \quad (6)$$

式中: R_{atio} - 门极驱动阻抗, 取 0.5。

计算结果为 0.015W。预驱芯片最终功耗计算结果为 0.435W。综上, 信号控制部分的功耗较低。

3.4 功率电感的功耗计算

功率电感的损耗主要为铜损和铁损。铜损电阻 R_{DC} 为 0.8mΩ, 这里按照需求 100A 计算。因铁损比铜损小很多, 可忽略不计。根据功率与电流和电阻的关系, 扼流圈的最终功耗为 4W。

3.5 继电器的功耗计算

本产品选用的继电器型号为 FBR53ND12-Y-HW, 根据参考手册得接触电阻为 2.5mΩ, 且电阻在使用过程基本保持不变。设计电机每相的峰值电流为 100A, 根据功率与电流和电阻的关系, 其功耗为 12.503W。

3.6 电解电容的功耗计算

电容器的功耗计算由直流和交流两部分组成, 由于直流的功耗等于直流电流乘以漏电流, 漏电流为 2 ~ 3mA, 那么功耗为 0.02 ~ 0.04W, 可以忽略不计, 这里仅计算交流部分的功耗。

$$P_{\text{C}}=I_{\text{AC}}^2 R_{\text{c}} n \quad (7)$$

式中: P_{C} - 电容器消耗功率;

I_{AC} - 纹波电流, 取 4.26A;

R_{c} - 等效串联电阻, 取 0.26Ω;

n - 电容器的个数, 取 2 个。

电解电容的功耗最终计算结果为 9.4W。

3.7 采样电阻的功耗计算

采样电阻的导通时间采样采取导通时间的 1/3 求得功率, 即导通时间为周期的 1/3, 所以功耗也为理论值的 1/3, 根据功率与电阻和电流的关系, 最终计算采样电阻的消耗功率为 7W。

3.8 MOS的功耗计算

MOS管^[4]主要由两种损耗组成,一方面来自MOS管导通损耗(P_{DM}),另一方面来源于开关损耗(P_W),下面针对两种损耗进行说明。

对于导通损耗,已知开关频率为20kHz,求出周期为50 μ s,导通时间为周期的1/3,即约为16.7 μ s。

$$P_{DM}=1/3 \times I_D^2 \times R_{DS(ON)} \quad (8)$$

式中: P_{DM} —MOS导通损耗功率;

I_D —流过MOS管的电流,取100A;

$R_{DS(ON)}$ —MOS管最大导通电阻,取1m Ω 。

最终 P_{DM} 计算结果为3.33W。

对于开关损耗,查阅规格书得到,上升时间(t_1)由raise time(48ns)和raise delay time(13ns)组成,下降时间(t_2)由fall time(8ns)和fall delay time(29ns)组成,上升时间和下降时间占总体占空比约为0.196%。开关损耗的计算公式:

$$P_W=0.5 \times V \times I \times f \times (Q_{gs}+Q_{gd}) \quad (9)$$

式中: P_W —MOS开关损耗;

Q_{gs} —MOS管中S极驱动电荷,取43nC;

Q_{gd} —MOS管中d极驱动电荷,取30nC。

最终 P_W 计算结果为0.876W。单颗MOS的功率损耗为4.206W,控制器共有6颗,总功率损耗为4.206 \times 6=25.236W。

综上所述可以看出,各个部件的累加的功率损耗为59.458W。大于5W的功率器件建议单独做散热处理,发热严重时造成单体热聚集失效或者导致整体PCB温升过高,从而影响整体散热。

4 壳体的散热设计及热特性

控制器采用电机和PCB一体化设计,见图3。

在电机功耗和PCB器件总功耗为123+59.458=182.458W、电源电压12V电机相电流100A情况下100s,电机散热凸台^[5]温度达到116 $^{\circ}$ C,电机外壳温度为89.9 $^{\circ}$ C,见图4。

5 PCB与散热器之间导热介质的选型及工艺参数

控制器中的PCB的 T_g 值采用175 $^{\circ}$ C,功率及电流部分的走线基本呈L形,为了增加散热面积^[6],其圆弧部分也大面积地铺铜,电机的散热凸台面积

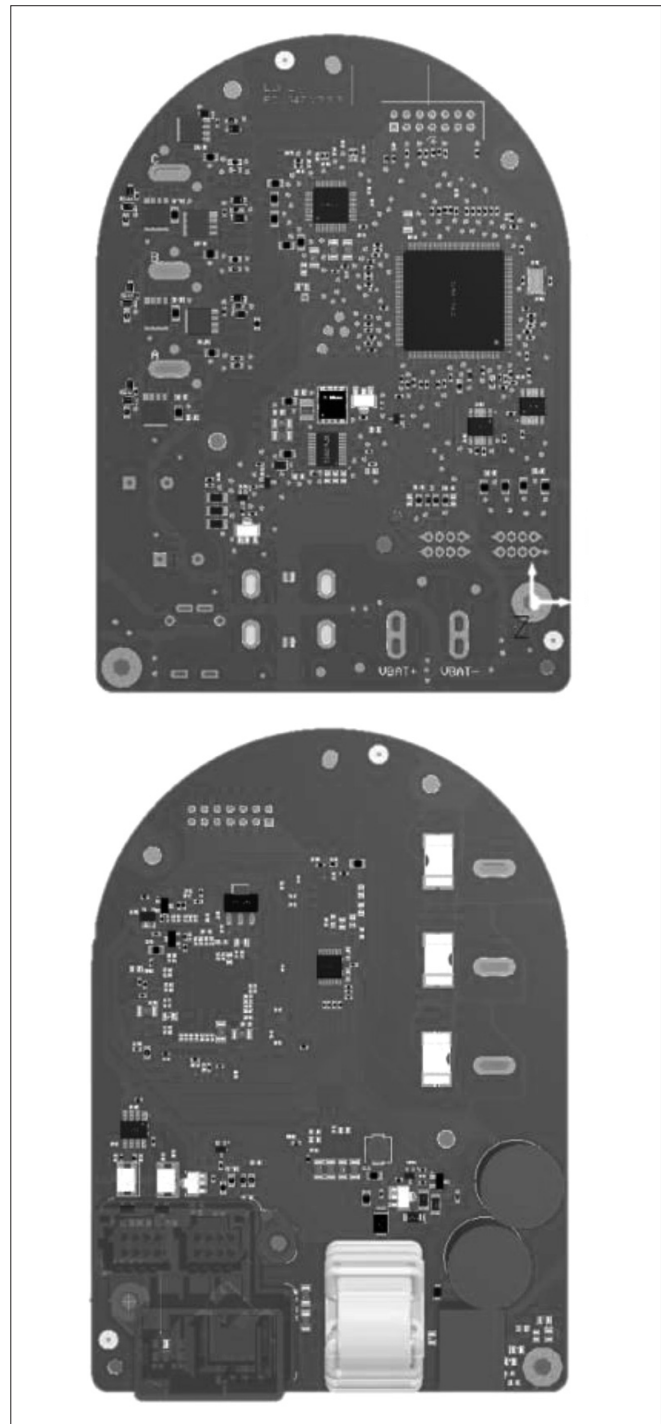


图3 控制器平面布置

为20.05cm²,控制器铜箔布置见图5,控制器散热凸台位置见图6。

该功率部分采用硅胶导热到外壳^[4],进行散热。其中功率MOS管到外壳总热阻:

$$R_{MOS}=R_{JC}+R_{PCB}+R_{Si}+R_{LY}+R_S \quad (10)$$

式中: R_{MOS} —MOS管的总热阻;

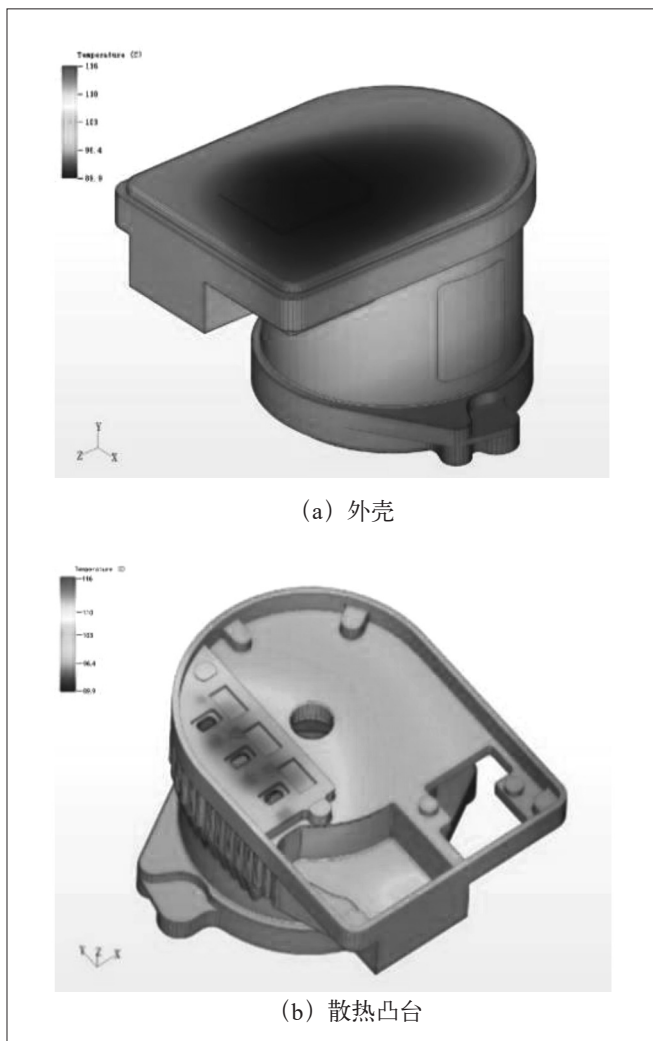


图4 电机壳体温度仿真图

R_{JC} - MOS管结到焊盘的热阻, 取 $1.4^{\circ}\text{C}/\text{W}$;
 R_{PCB} - PCB通孔的热阻, 取 $5.7^{\circ}\text{C}/\text{W}$;
 R_{Si} - 导热硅胶的热阻, 取 $5.809^{\circ}\text{C}/\text{W}$;
 R_{LY} - PCB表层绝缘材料的热阻, 取 $0.807^{\circ}\text{C}/\text{W}$;
 R_S - 散热凸台热阻, 取 $0.01005^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。
 其中 R_{PCB} 计算过程见公式(11):

$$\Theta = l \div [K \pi \times (a^2 - b^2)] \quad (11)$$

式中: Θ - 单个通孔热值;

l - 通孔的深度, 取 1.6mm ;
 K - 铜的导热系数, 取 $9\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$;
 a - 通孔的大径, 0.1778mm ;
 b - 通孔的小径, 0.1524mm 。

单个焊盘有30个通孔, 每一个MOS焊盘的热阻为 $5.73^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

R_{Si} 计算过程见公式(12):

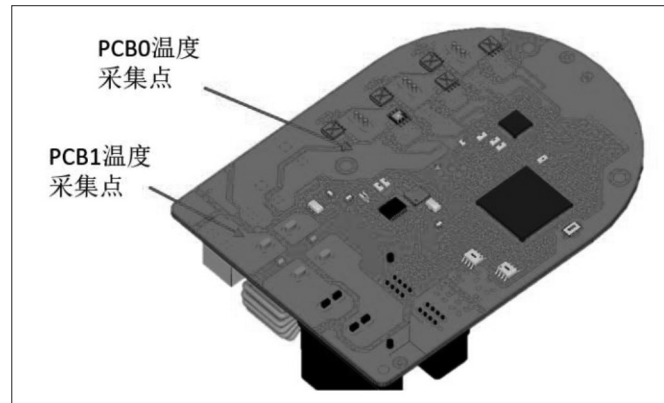


图5 控制器铜箔布置



图6 控制器散热凸台位置

$$R_{Si} = \delta / S \times \lambda \quad (12)$$

式中: δ - 硅胶厚度, 取 0.3mm ;
 S - 导热面积, 边长为 4.56mm 正方形;
 λ - 导热系数, 取 $2.5\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ 。

计算后得到: $R_{MOS} = 13.816^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

计算热阻, 主要目的为计算温升, 温升等于MOS的功耗乘以热阻, 计算结果为 55.678°C 。从公式(12)可以看出, 散热器导出^[7]的热量和温度。使用两种导热硅胶, 从计算可以得出, 使用高导热系数的导热硅胶, 在急剧升温情况下, 温度差异可能达到 10°C , 故为了满足 $100\text{A}100\text{s}$ 的情况, 本文采用 $2.5\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ 的导热硅脂。

6 控制器电机总成热特性

上述为急剧温升的温度计算, 本文主要研究在长期高温耐久情况下, 控制器的温度场的分布情况, 在试验过程中采用热电偶实时采集电机温度, 同时

与 PCB 板上的 NTC 热敏电阻采集的温度做比较。

采用的耐久模式是电机在不同负载下运行，见图 7，在运行 5h25min 后达到热平衡，温度达到 151℃

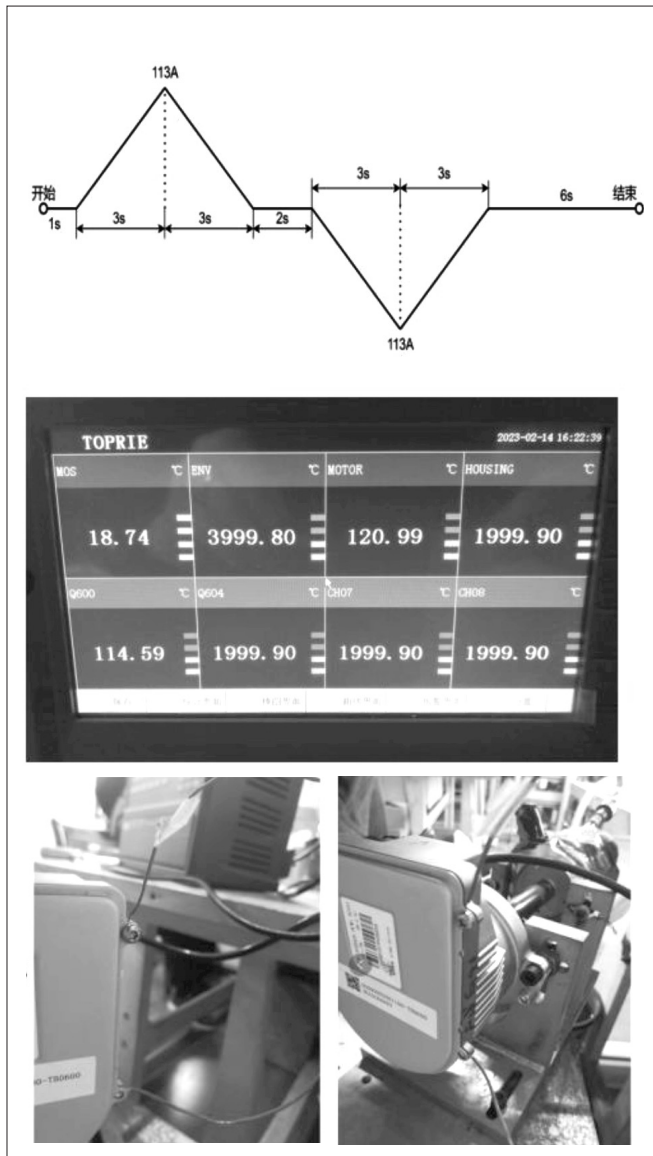


图 7 电机负载运行及温度布置

不再上升，温度通道 1 为测量外部环境温度，温度通道 3 为电机靠近散热片壳体位置 1，温度通道 5 为壳体位置 2，PCB0 和 PCB1 的温度为电路板上 NTC 测量的温度，可以看出 PCB 板上的温度与电机壳体温度差在 100℃ 以下时差 15℃（图 8），在 100℃ 以上时温度差为 20℃，这就说明温度高以后，整个控制器的效率变低，发热量变大，导致同样的散热条件，整个控制器的温度场差异变大，如果驾驶员恶意操作转向，那么将对控制进行热管理，故最好把 PCB 的温度控制在 105℃ 以内。

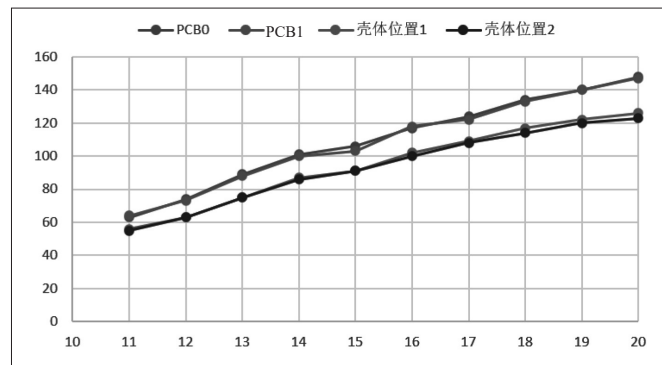


图 8 电机温升曲线

7 控制器的热管理

控制器如果出现意外情况会出现温升过高，比如在剧烈驾驶或恶劣工况操作时，电机长时间大电流输出，同时发动机环境温度偏高，都会导致控制器温度过高，那么将对控制器进行热管理，热管理流程图如图 9 所示。

由于前面提到大的功率件都增加了散热的处理，故整个控制器系统里将对 Shunt 和扼流圈（没有进行散热）附件进行温度测量，通过一定算法对核心部件进行温度估算，然后再对输出功率进行降额度处理。在高温 80℃ 耐久试验情况下 5min 后电流开始降

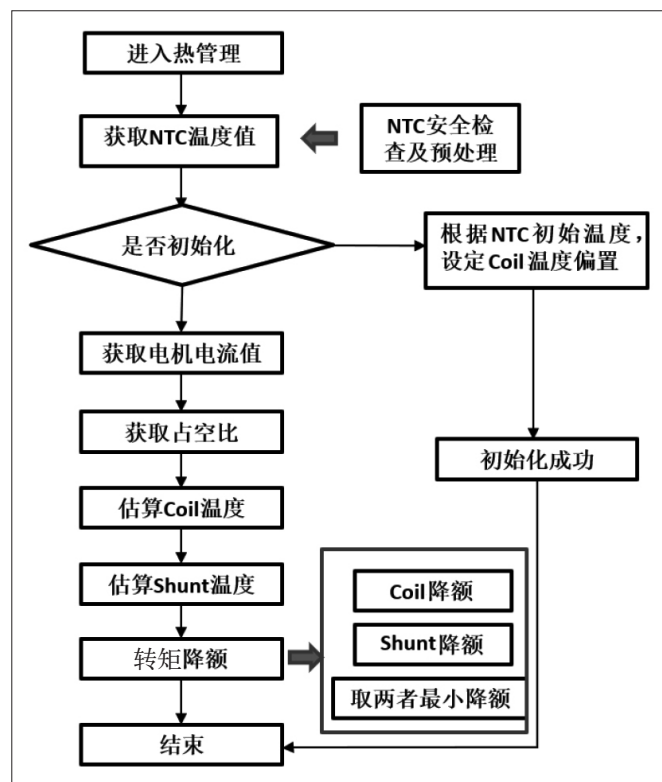


图 9 热管理流程图

额,最高温度在 120℃,达到了热管理的预期目标。在热管理模式下电流降额如图 10 所示。

8 结语

本文系统地仿真出了电机,控制器元器件的热量功率,从急剧升温到长时间高温耐久下的温度场的分布,得出那些关键部件需要进行散热处理^[8],在急剧温升下,导热硅脂的导热系数对控制器的温升的影响大于 10℃,选择更高导热系数能满足产品 100A100s 的要求。在长时间高温耐久下,由整个控制器的温度特性及温度场的分布,得出在高温下不同器件的温度,如果在某些恶劣操作工况下,可以根据不同器件的极限温度对控制器输出功率进行降额处理,确保控制器工作可靠,试验结果表明效果良好。

参考文献:

- [1]MPC5643L microcontroller reference manual[Z].2011.
- [2]Constant on-time buck regulator with one external and two internal linear regulators datasheet[Z].2013.
- [3]Automotive three-phase MOSFET driver reference manual[Z].2016.

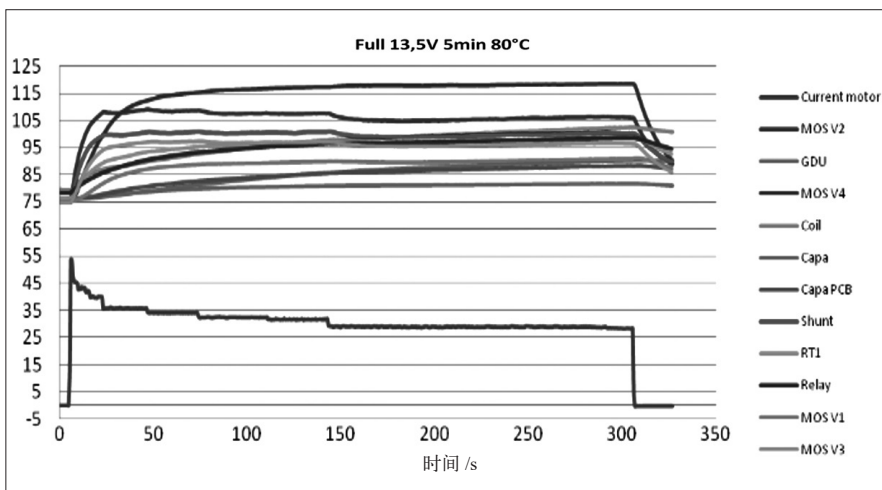


图 10 在热管理模式下电流降额

- [4]刘振华,谢伟东,李芳.基于 ICEPAK 的 EPS 控制器的散热优化研究[J].机电工程,2016(08):928-933.
- [5]朱业清.储能逆变器散热分析[J].机电信息,2019(12):111+113.
- [6]焦万均.基于 ANSYS/Workbench 的散热器强度分析[J].机械,2019,46(07):21-25+80.
- [7]张卫国,陈景茹,徐石明,等.一种电动汽车充电模块的微通道散热器特性研究[J].机械设计与制造,2015(12):77-79+83.
- [8]李传峰,王军杰.商用车机舱热管理仿真与优化研究[J].机电一体化,2012,18(12):35-38.

作者简介:高明(1980.02-),男,汉族,湖南常德人,硕士研究生,高级工程师,研究方向:电动助力转向研究与开发。

