DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.305 **中图分类号**：TN386 **文献标志码**：A

多芯片并联控制器的多物理场耦合分析

王钊冉，师 蔚，廖爱华，胡定玉
(上海工程技术大学城市轨道交通学院，上海 201620)

摘要：碳化硅器件以多芯片并联结构，广泛应用于高频和高功率密度场合的新能源车用电机控制器中。电机控制器是电磁热高度耦合系统，多芯片并联结构的芯片温度及杂散电感不均衡加剧了耦合系统的复杂性。为揭示电机控制器内部电磁热深度耦合机制及电磁热域变化规律，需进行多并联结构下的多物理场耦合分析。于是提出了一种基于参数传递的多物理场耦合分析方法。首先，通过磁热耦合分析建立不同温度下的芯片并联支路杂散电感模型；然后，通过电热耦合分析建立不同温度及杂散电感下的碳化硅芯片损耗仿真模型；最后，利用损耗参数传递进行流固耦合下的控制器温度仿真，并实时更新该温度下的杂散电感模型及损耗模型，研究了在控制器温升过程中多芯片并联结构下的芯片电磁热耦合参数变化，并通过温升实验验证了多物理场耦合分析方法的准确性。

关键词：多芯片并联；多物理场；参数耦合；杂散电感

Multi-physical Domain Coupling Analysis of Multi-chip Parallel Controller

WANG Zhaoran, SHI Wei, LIAO Aihua, HU Dingyu
(School of Urban Rail Transit, Shanghai University of Engineering Science, Shanghai 201620, China)

Abstract: Silicon carbide devices with multi-chip parallel structure are widely used in motor controllers for new energy vehicles in high frequency and high power density applications. The motor controller is a highly coupled electromagnetic-thermal system. The imbalance of chip temperature and stray inductance in the multi-chip parallel structure aggravates the complexity of the coupling system. In order to reveal the deep coupling mechanism of electromagnetic-thermal and the variation law of electromagnetic-thermal domain in the motor controller, multi-physical field coupling analysis under multi-parallel structure is needed. A multi-physical field coupling analysis method based on parameter transfer is proposed. First, the stray inductance model of chip parallel branch at different temperatures is established by magnetic-thermal coupling analysis. Then, through the electro-thermal coupling analysis, the simulation model of silicon carbide chip losses under different temperatures and stray inductance is established. Finally, loss parameter transfer is used to simulate the temperature of the controller under fluid-solid coupling, and the stray inductance model and loss model at this temperature are updated in real time. The electromagnetic-thermal coupling parameters of the chips under the multi-chip parallel structure during the temperature rise of the controller are studied. The accuracy of the multi-physics coupling analysis method is verified by the temperature rise experiment.

Keywords: Multi-chip parallel; multi-physical domain; parameter coupling; stray inductance

收稿日期：2024-09-09；**修回日期**：2024-11-13；**录用日期**：2024-11-26；**网络首发日期**：2024-12-27
基金项目：国家重点研发计划“新能源汽车”重点专项资助项目(2022YFB2502805)
This work is supported by National Key Research and Development Plan “New Energy Vehicles” Key Special Project under the grant 2022YFB2502805

在牵引系统中，SiC MOSFET 以其低开关损耗、高开关频率及优异的温度特性正在逐步取代 Si MOSFET 和绝缘栅极晶体管 IGBT(insulated gate bipolar transistor)。由于分立器件难以满足中大功率应用对电流容量的需求，因此多芯片并联构成的 SiC MOSFET 模块成为应用首选[1]。复杂工况下工

作的控制器是电磁热的强耦合系统，其工况及参数状态受多物理场共同影响，同时多芯片结构带来了结构的复杂性与不均衡性。为了能够更加准确地预测、利用及优化控制器的主要参数，需要对多芯片并联控制器进行多物理场耦合分析。

在多芯片并联结构的不均衡分析中，专家学者大多从电磁场角度出发研究寄生参数对并联结构多芯片产生的影响。Wang 等[2]研究了多芯片并联等效杂散电感的计算方法；Lüdecke 等[3]阐述了寄生参数对并联芯片功率器件损耗分布不均衡的影响因素；邵伟华等[4]从器件本身的分散性入手，研究发现器件导通电阻、阈值电压等参数对器件的动、静态电流均衡有直接影响，寄生参数对电流分布也有影响；郑丹等[5]分析了开关暂态过程中的高频振荡，提出了一种计算高频振荡产生附加开关损耗的方法。但上述研究未充分考虑温度场对寄生参数和芯片参数自身变化的影响。

在多物理场耦合分析方面，廖淑华等[6]分析芯片结温及模块寄生参数对功率模块的影响，为后续在并联芯片上考虑温度均匀性提供相关思路；熊刘涛等[7]、Wang 等[8]分析温升对芯片损耗产生的影响；李华康等[9]研究了功率模块在高温下的最大电流导通能力，考虑了电气性能和散热的相互关系；Wang 等[10]研究了阈值电压失配对多芯片功率模块结温估计的影响，并分析功率模块并联对开通时间的温度依赖性。这些研究从电热耦合的角度探讨了功率模块的电气特性变化，但从电磁热多物理场耦合的角度对多芯片并联控制器进行参数分析的研究较少。

在进行电磁热耦合分析时，需要处理不同尺度和时间步长的耦合问题，增加了分析的复杂性。本文提出了一种利用参数耦合仿真的方法，通过实步法改变一定周期内的系统参数，建立多物理场耦合模型，用以仿真和研究不同物理场的特征。研究首先通过磁热耦合建立不同温度下的多芯片并联模块自感及互感模型，并通过解耦计算得到等效电感的数学模型；接着搭建多芯片并联控制器系统控制电路，实时计算并联芯片在不同温度和杂散电感下的损耗值；最后通过流固耦合有限元温度仿真模型得到各芯片温度，并用实步法改变等效电感和并联芯片损耗值，研究电磁热耦合的多芯片并联控制器的参数变化。

1 磁热耦合下的杂散电感模型

永磁同步电机控制系统主要由电源、控制器和电机 3 部分组成，如图 1 所示。本文所研究的控制器核心为三相两电平逆变电路，三相每桥臂均为六芯片并联。图中：U_{DC} 为直流电源电压；ESR、ESL

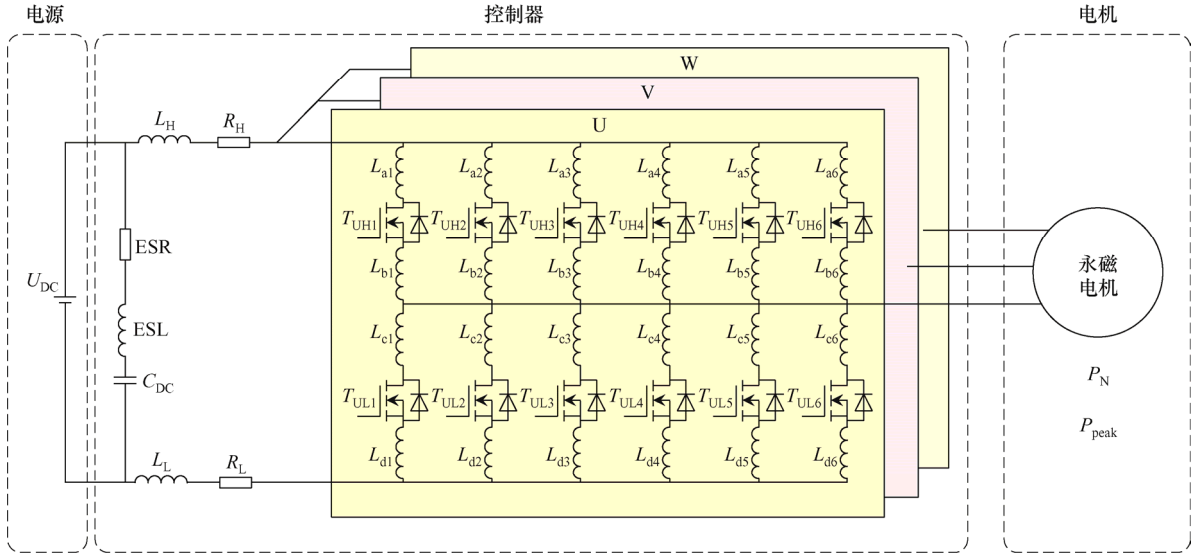


图 1 永磁电机控制系统

Fig. 1 Permanent magnet motor control system

分别为电容串联等效电阻、电感；C_{DC} 为薄膜电容值；L_H、R_H 分别为直流正母排电感、电阻；L_L、R_L 分别为直流负母排电感、电阻；L_{a1}~L_{a6} 为 U 相上桥臂漏极等效电感；T_{UH1}~T_{UH6} 为 U 相上桥臂芯片；L_{b1}~L_{b6} 为 U 相上桥臂源极等效电感；L_{c1}~L_{c6} 为 U 相下桥臂漏极等效电等效感；T_{UL1}~T_{UL6} 为 U 相下桥臂芯片；L_{d1}~L_{d6} 为 U 相下桥臂源极电感；P_N 为电机额定功率；P_{peak} 为电机峰值功率。具体参数值见表 1。该电路中，本文研究的控制器系统采用膜电容，其串联等效电阻和串联等效电感随温度变化较小，可忽略不计，以定值处理。同时直流母排温度变化引起的母排电感和母排电阻变化较小，故以定值处理。而功率模块杂散电感及芯片的电气参数受温度影响，同时并联支路杂散电感的数值参数差异会导致模块并联均流能力及电气开关特性发生变化，进一步使并联芯片损耗不均衡，因此，控制器系统中功率模块杂散电感矩阵需磁热耦合分析。

表 1　永磁电机控制系统参数表

Tab. 1 Permanent magnet motor control system parameter table

参数	数值
U_{DC}/V	750
ESL/nH	3.5
ESR/mΩ	0.6
C_{DC}/μF	450
L_H/nH	31
R_H/mΩ	0.39
L_L/nH	31
R_L/mΩ	0.39
P_N/kW	80
P_{peak}/kW	220

1.1 并联支路自感及互感模型

功率模块内部各并联支路杂散电感的不均衡是导致并联时电流不均衡的主要因素[11]。为了表示支路间相同位置上参数的不均衡，图 2 以 U 相为例建立了功率模块支路自感及互感的电感模型。

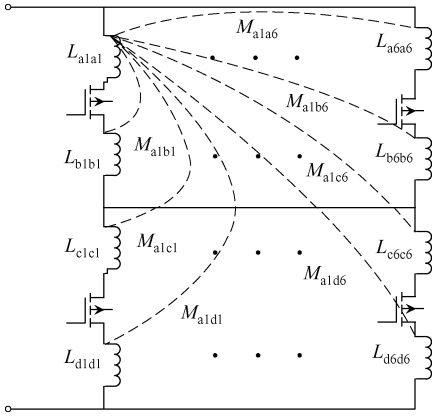


图 2　支路自感及互感模型

Fig. 2 Branch self-inductance and mutual inductance model

根据电流路径和电路连接方式，将电桥中的自感分为 4 种类型。对于上桥臂，其包括表示从正母排中电容器的正端子到对应芯片的漏极端子的自感 L_{a1a1}~L_{a6a6}，以及表示从对应芯片的源极端子到交流母排的自感 L_{b1b1}~L_{b6b6}；对于下桥臂，对应电感分别为 L_{c1c1}~L_{c6c6} 和 L_{d1d1}~L_{d6d6}。以第一分支为例，4 个自感 L_{a1a1}、L_{b1b1}、L_{c1c1} 和 L_{d1d1} 对应 4 个电流路径，模型中的其他分支也是如此，且任意 2 个自感之间存在互感。例如，自感 L_{a1a1} 不仅与该分支的其他 3 个自感具有互感 M_{a1b1}、M_{a1c1} 和 M_{a1d1}，还与其他分支的自感具有互感 M_{a1a6}~M_{a1d6}。

1.2 等效电感数学模型

自感及互感的电感模型在动态范围内是非常复杂的，不能定量地反映各并联支路间的等效电感差，因此电感网络需要进一步建模为等效电感[12]。

电感两端的电压 u_{aj}、u_{bj}、u_{cj} 和 u_{dj}(j=1~6)，流过电感的电流 i_{Hj} 和 i_{Lj}，以及所有自感和互感在时域中应满足

$$[u_{a1}\ \cdots\ u_{a6}\ \ u_{b1}\ \cdots\ u_{d6}]^{T} = p\boldsymbol{L}_{D}[i_{H1}\ \cdots\ i_{H6}\ \ i_{H1}\ \cdots\ i_{L6}]^{T} \tag{1}$$

式中：p 为微分算子 d/dt；$\boldsymbol{L}_D$ 为原始电感矩阵，其计算式为

$$\boldsymbol{L}_{D}=\begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1a2} & M_{a1a3} & \cdots & M_{a1d6} \\ M_{a2a1} & L_{a2a2} & M_{a2a3} & \cdots & M_{a2d6} \\ M_{a3a1} & M_{a3a2} & L_{a3a3} & \cdots & M_{a3d6} \\ & & \vdots & & \\ M_{d6a1} & M_{d6a2} & M_{d6a3} & \cdots & L_{d6d6} \end{bmatrix}$$

等效电感可以在具有相同电流的电感两端感生相同的电压。因此，用等效电感矩阵 $\boldsymbol{L}_{\mathrm{E}}$ 代替 $\boldsymbol{L}_{\mathrm{D}}$，电压和电流的关系应该是相同的，可以表示为

$$[u_{\mathrm{a1}} \ \cdots \ u_{\mathrm{a6}} \ u_{\mathrm{b1}} \ \cdots \ u_{\mathrm{d6}}]^{\mathrm{T}} = p\boldsymbol{L}_{\mathrm{E}}[i_{\mathrm{H1}} \ \cdots \ i_{\mathrm{H6}} \ i_{\mathrm{H1}} \ \cdots \ i_{\mathrm{L6}}]^{\mathrm{T}} \tag{2}$$

式中，$\boldsymbol{L}_{\mathrm{E}}=[L_{\mathrm{a1}} \ L_{\mathrm{a2}} \ L_{\mathrm{a3}} \ \cdots \ L_{\mathrm{d6}}]^{\mathrm{T}}$

基于式(1)和式(2)，$\boldsymbol{L}_{\mathrm{E}}$ 中的参数可以表示为

$$\begin{cases} L_{\mathrm{a1}} = L_{\mathrm{a1a1}} + M_{\mathrm{a1a2}}\dfrac{i_{\mathrm{H2}}}{i_{\mathrm{H1}}} + M_{\mathrm{a1a3}}\dfrac{i_{\mathrm{H3}}}{i_{\mathrm{H1}}} + \cdots + M_{\mathrm{a1d6}}\dfrac{i_{\mathrm{L6}}}{i_{\mathrm{H1}}} \\ L_{\mathrm{a2}} = M_{\mathrm{a2a1}}\dfrac{i_{\mathrm{H1}}}{i_{\mathrm{H2}}} + L_{\mathrm{a2a2}} + M_{\mathrm{a2a3}}\dfrac{i_{\mathrm{H3}}}{i_{\mathrm{H2}}} + \cdots + M_{\mathrm{a2d6}}\dfrac{i_{\mathrm{L6}}}{i_{\mathrm{H2}}} \\ \vdots \\ L_{\mathrm{d6}} = M_{\mathrm{d6a1}}\dfrac{i_{\mathrm{H1}}}{i_{\mathrm{L6}}} + M_{\mathrm{d6a2}}\dfrac{i_{\mathrm{H2}}}{i_{\mathrm{L6}}} + M_{\mathrm{d6a3}}\dfrac{i_{\mathrm{H3}}}{i_{\mathrm{L6}}} + \cdots + L_{\mathrm{d6d6}} \end{cases} \tag{3}$$

定义 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{D}}$ 为

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{D}} = \begin{bmatrix} \dfrac{i_{\mathrm{H1}}}{i_{\mathrm{H1}}} & \dfrac{i_{\mathrm{H2}}}{i_{\mathrm{H1}}} & \dfrac{i_{\mathrm{H3}}}{i_{\mathrm{H1}}} & \cdots & \dfrac{i_{\mathrm{L6}}}{i_{\mathrm{H1}}} \\ \dfrac{i_{\mathrm{H1}}}{i_{\mathrm{H2}}} & \dfrac{i_{\mathrm{H2}}}{i_{\mathrm{H2}}} & \dfrac{i_{\mathrm{H3}}}{i_{\mathrm{H2}}} & \cdots & \dfrac{i_{\mathrm{H6}}}{i_{\mathrm{H2}}} \\ & & \vdots & & \\ \dfrac{i_{\mathrm{H1}}}{i_{\mathrm{L6}}} & \dfrac{i_{\mathrm{H2}}}{i_{\mathrm{L6}}} & \dfrac{i_{\mathrm{H3}}}{i_{\mathrm{L6}}} & \cdots & \dfrac{i_{\mathrm{L6}}}{i_{\mathrm{L6}}} \end{bmatrix}$$

综上可得 $\boldsymbol{L}_{\mathrm{E}}=(\boldsymbol{L}_{\mathrm{D}}\cdot\boldsymbol{I}_{\mathrm{D}})\times[111\cdots1]^{\mathrm{T}}$。若各分支的电流比已知，则可以通过该方法快速地从带有自感及互感的电感模型中得到等效电感模型，如图 3 所示。

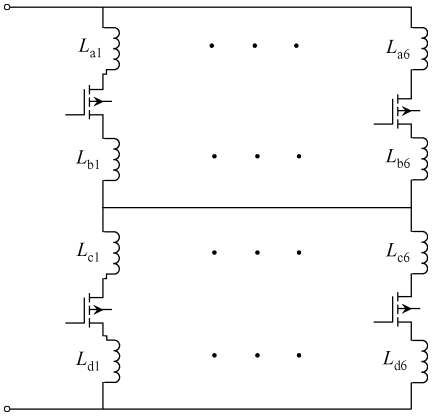


图 3 等效电感模型

Fig. 3 Equivalent inductance model

同时，根据

$$\rho=\rho_0(1+\alpha T_{\mathrm{L}}) \tag{4}$$

可知，母排的电阻率会受到温度的影响[13-14]，从而改变杂散电感。式中：T_{L} 为以摄氏度为单位的温度；ρ 为 T_{L} 时的电阻率；ρ_0 为 0 ℃时的电阻率；α 为平均温度系数。通过改变温度得到 U 相上桥臂漏极等效电感 L_{eq} 随温度的变化，如图 4 所示。

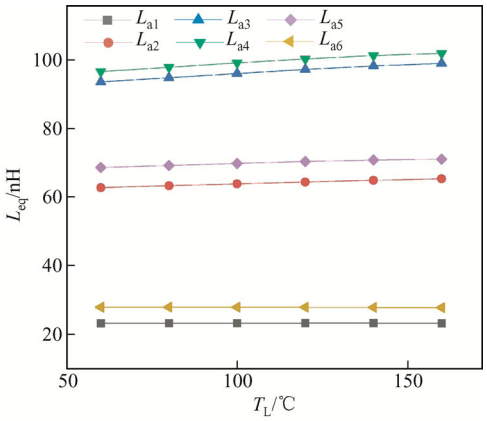


图 4 等效电感随温度变化

Fig. 4 Equivalent inductance variation with temperature

2 电热耦合下的并联芯片损耗计算模型

2.1 电热耦合芯片损耗

器件间杂散电感和温度差异使并联芯片之间产生电流差异，进而导致芯片间总损耗出现差异，而总损耗差异通过控制器散热系统反馈到功率模块上，呈现出新的杂散电感和温度差异。因此本文搭建了图 1 所示的控制器部分的多芯片并联控制器系统控制电路仿真模型，其中的芯片电气参数随温度变化，而杂散电感由第 1.2 节的等效电感数学模型获得。

芯片的损耗主要包括导通损耗和开关损耗。导通损耗可以通过导通电阻计算得到，具体为

$$P_{\mathrm{D}}=\frac{1}{T_{\mathrm{s}}}\int_{t_1}^{t_2}R_{\mathrm{DS}}(T_j)i_{\mathrm{D}}^2(t)\mathrm{d}t \tag{5}$$

式中：T_{s} 为稳定工作情况下的工作周期；$R_{\mathrm{DS}}(T_j)$ 为导通电阻；i_{D} 为导通电流。

漏、源极杂散电感的存在，使得芯片在开通和关断的过程中漏源电压和漏极电流的波形出现不

同。因此，开通和关断时芯片的电压和电流会产生交叠，将交叠区域相乘，再对时间积分，得到开关过程的能量损耗[15]，具体为

$$E_{\text{on}}=\int_{t_3}^{t_4} v_{\text{DS}}(t)i_{\text{D}}(t)\text{d}t \tag{6}$$

$$E_{\text{off}}=\int_{t_5}^{t_6} v_{\text{DS}}(t)i_{\text{D}}(t)\text{d}t \tag{7}$$

式中：E_{on} 和 E_{off} 分别为开、关过程中的能量损耗；t_3 和 t_4 分别为开通过程中的开始时间和结束时间；t_5 和 t_6 分别为关断过程中的开始时间和结束时间；v_{DS} 为开关过程中的漏源极电压。

在 1 个开关周期内，SiC MOSFET 的平均损耗为

$$P=\frac{1}{T_{\text{s}}}\left[\int_{t_1}^{t_2} R_{\text{DS}}(T_j)i_{\text{D}}^2(t)\text{d}t+\int_{t_3}^{t_4} v_{\text{DS}}(t)i_{\text{D}}(t)\text{d}t+\int_{t5}^{t_6} v_{\text{DS}}(t)i_{\text{D}}(t)\text{d}t\right] \tag{8}$$

2.2 并联芯片温度不均衡对电热耦合的影响

为探究不均衡杂散电感和芯片温度带来的并联芯片损耗差异，通过实时改变芯片的电气参数，并引入不同温度的等效电感模型，在电机三相峰值电流为 525 A、控制器开关频率为 10 kHz 的条件下，实现不均衡芯片损耗电热耦合的计算。通过损耗计算模型实时仿真并联芯片各损耗 P_{chip} 随芯片温度 T_{chip} 变化的曲线，如图 5 所示。

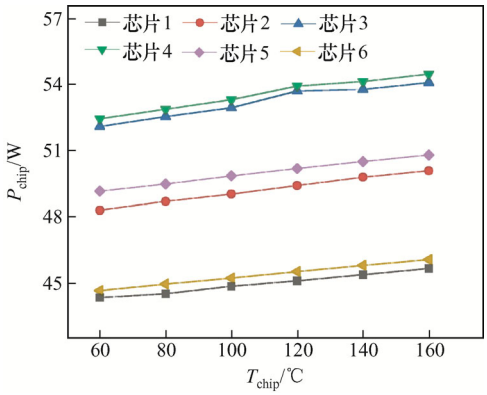


图 5　并联芯片损耗随温度变化曲线

Fig. 5 Loss variation curve of parallel chips with temperature

从图 5 中可以看出，不均衡杂散电感和芯片温度会造成并联芯片的损耗值差异，并且这种差异会随着温度的升高而增加。而温度的升高又会使芯片的导通电阻增大，进而引起芯片损耗的增加，使芯片间的温度差异加剧。

3　多芯片并联的多物理场耦合

3.1 流固耦合模型

本文研究的控制器使用单面水冷的散热模块，冷却液材料为水，芯片热源采用体热源的方式进行定义。在流固耦合仿真软件中对控制器进行建模，控制器的各器件材料及物理参数见表 2。

表 2　模型部件材料及其物理参数

Tab. 2 Model component materials and their physical parameters

模型部件	材料	导热系数/[W/(m·K)]	比热容/[J/(kg·K)]	密度/(kg/m^3)
MOSFET	碳化硅	340.00	678.0	3 210
焊料	金锡	65.00	228.0	7 400
母排	铜	395.00	385.0	8 700
基底	陶瓷	90.00	896.0	3 750
外壳	PPS	0.25	1 000.0	1 360
铝底板	ALSI12	120.00	700.0	2 650
芯子	聚丙烯膜	0.27	1 900.0	900
灌封胶	环氧树脂	0.80	1.2	1 200

3.2 电磁热耦合仿真

电磁热仿真流程如图 6 所示。

首先在初始温度下，通过磁热耦合提取带有自感和互感的芯片的各支路杂散电感，利用解耦计算得到等效电感数学模型，并代入多芯片并联控制器系统控制电路，通过实时仿真计算得到该等效电感及温度下的各芯片损耗。然后将各芯片损耗进行流固耦合下的温度仿真，利用水冷模块对功率模块的热负荷进行散热模拟，计算出控制器各部件的当前温度。最后若单位时间内当前温度 T_j 与前 1 个周期的温度 T_{j-1} 之差未收敛到给定的容差范围内，即 $\left|T_j-T_{j-1}\right|/\Delta t>\varepsilon$（$\varepsilon$ 为给定容差，取值 0.1）时，则将所得温度反馈回考虑温度的自感、互感提取模型以及多芯片并联控制器系统控制电路中，更新与温度相关的参数，重新获得各芯片损耗和控制器的温升情况，并按照一定周期迭代仿真，直至 $\left|T_j-T_{j-1}\right|/\Delta t<\varepsilon$ 时，退出循环，输出控制器各部件的稳态温度。

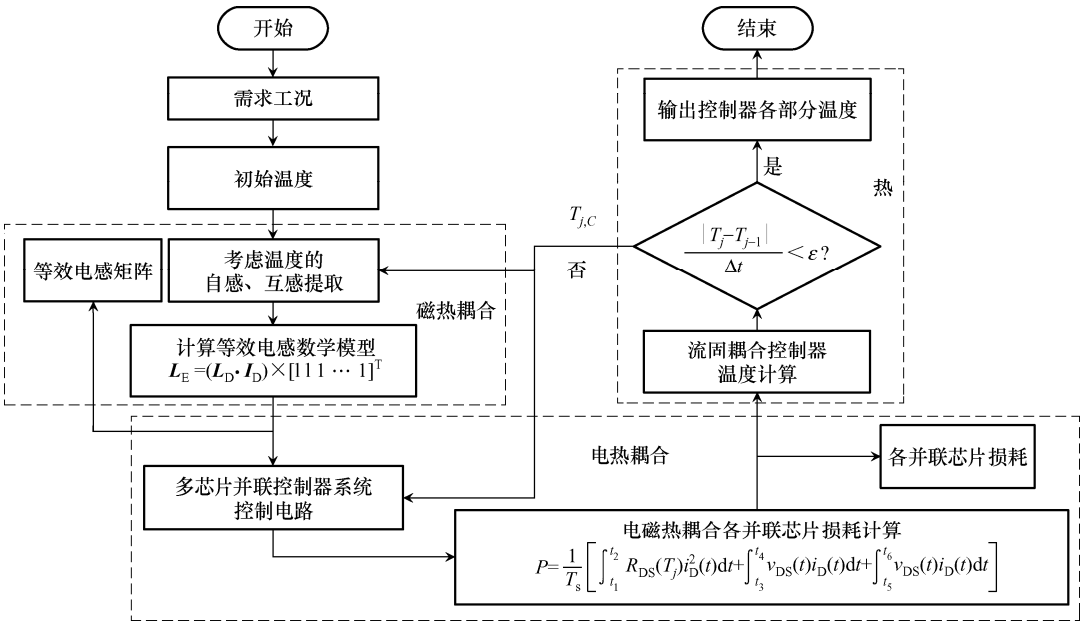


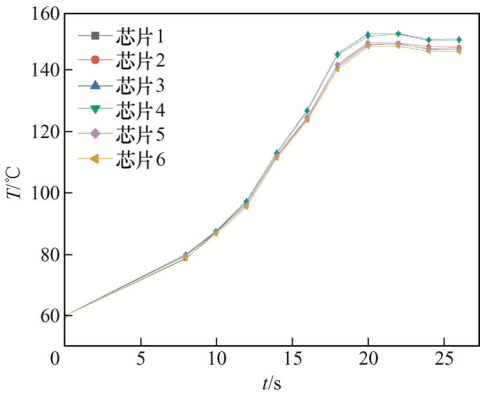
图 6 多物理场耦合分析流程

Fig. 6 Flow chart of multi-physics coupling analysis

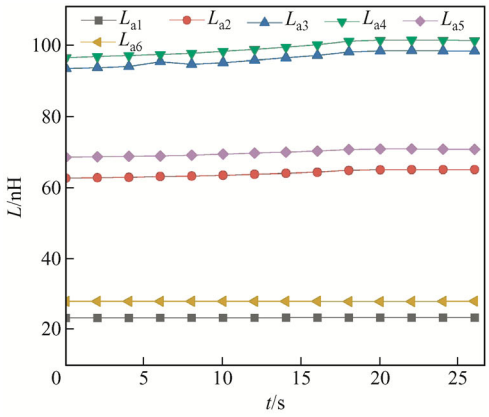
3.2 多物理场耦合仿真结果分析

为仿真控制器的极限性能，本节在电机三相峰值相电流为 525 A 和控制器开关频率为 10 kHz 的条件下，采用实步法耦合计算了并联芯片温度、并联支路等效电感及并联芯片损耗随时间的变化值。在利用模拟软件对控制器进行温度分析前，通过雷诺数的大小判定冷却液在水流通道中的流动状态。本文研究的控制器中的冷却液设置为水，密度为 998.2 kg/m^3，进水口流量设置为 8 L/min，进水口特征长度为 0.014 m，冷却液动力粘度为 0.001 003 kg/(m·s)，边界条件设置环境温度为 25 ℃，流体温度为 60 ℃。通过计算判定控制器中冷却液的流动状态为湍流状态。

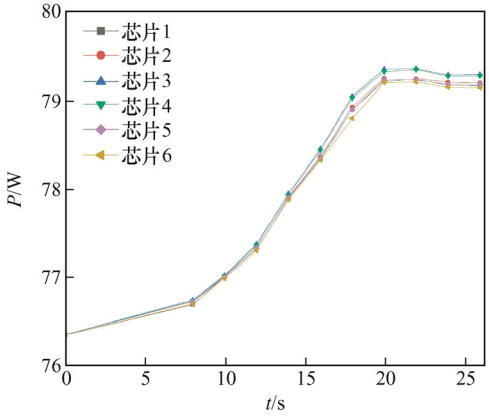
以控制器 U 相为例，仿真结果如图 7 所示。



(a) 并联芯片温度



(b) 并联支路等效电感

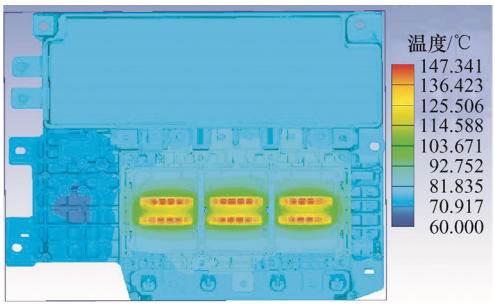


(c) 并联芯片损耗

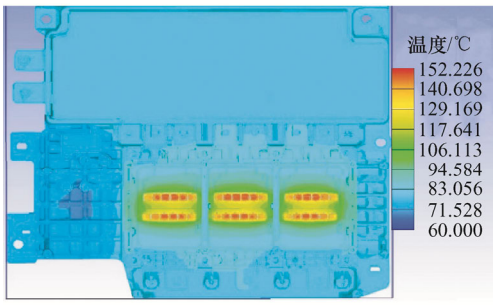
图 7 多物理场仿真中间参数变化曲线

Fig. 7 Intermediate parameters variation curve of multi-physical field simulation

随着并联芯片间温度的升高，各支路的杂散电感也增大，并且在一定范围内，可认为并联各芯片损耗值与温度具有相同的变化趋势。同时，仿真还得到未采用实步法计算和采用实步法计算的流固耦合的温度分布云图，如图 8 所示。从温度分布云图中可以观察到，控制器的最高温度出现在功率模块的中部，分别达到 147.341 ℃和 152.226 ℃。相比之下，功率模块两侧的温度较低，分别为 136.423 ℃和 140.698 ℃。未采用实步法耦合计算的控制器最高温度从初始的 60.000 ℃上升至 147.341 ℃；而采用实步法的最高温度从初始的 60.000 ℃上升至 152.226 ℃。2 种情况下的温升均未超过芯片的最高耐温限制 175.000 ℃。



(a) 未采用实步法计算的流固耦合仿真



(b) 采用实步法计算的流固耦合仿真

图 8　多物理场仿真稳态温度云图

Fig. 8 Steady-state temperature cloud diagram of multi-physical field simulation

4　多芯片并联控制器测试实验

4.1　实验准备

为了验证控制器多物理场耦合仿真的准确性，搭建了图 9 所示的双脉冲测试平台和图 10 所示的控制器温度实验平台。其中多芯片并联控制器输出峰值功率为 220 kW，额定功率为 120 kW。同时匹配 1 台峰值功率为 220 kW、额定功率为 90 kW、峰值扭矩为 420 N·m 的被测电机。外部连接 1 台功率分析仪测量控制器损耗，同时搭配 1 台红外测温仪用以获取控制器的实时温度。

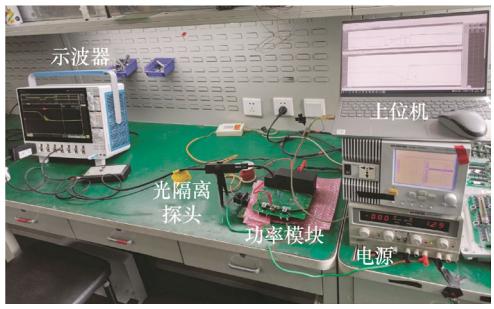


图 9　双脉冲测试平台实物图

Fig. 9 Physical photograph of double pulse test platform

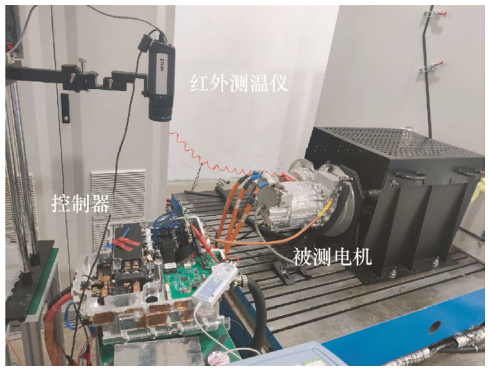


图 10　控制器温度实验平台实物图

Fig. 10 Physical photograph of controller temperature experimental platform

4.2　实验测试与分析

实验首先通过双脉冲测试平台，对各并联支路等效电感进行测试。当功率器件处于关断瞬态时，漏源极电压从 0 上升至直流母线电压后会因功率回路等效电感的作用，产生较大的电压过冲。通过关断过压和该阶段的电流变化率即可算出对应回路的等效电感。以 U 相上桥臂一条支路的测试结果为例，测得漏源极电流 I_{DS} 和电压 U_{DS} 如图 11 所示。由此得到 U 相上桥臂各支路的漏极等效电感见表 3，将测试值与相同工况下的解耦计算值进行对比，两者误差均小于 7.00%。

为验证仿真温度结果的准确性及控制器在峰值工况的散热能力，测试 2 组工况，见表 4。利用功率分析仪测试 2 组工况的控制器损耗，其近

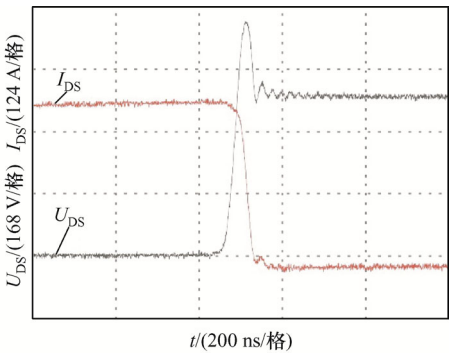


图 11 支路 1 的双脉冲测试波形

Fig. 11 Double pulse test waveform of branch 1

表 3 上桥臂各支路漏极等效电感测试值和计算值对比

Tab. 3 Comparison of equivalent inductance test values and calculated values of each branch of the upper arm

等效电感	测试值/nH	仿真值/nH	误差率/%
L_{a1}	24.46	23.216 3	5.36
L_{a2}	66.54	62.703 5	6.12
L_{a3}	99.73	93.562 7	6.59
L_{a4}	103.21	96.592 6	6.85
L_{a5}	73.22	68.602 4	6.73
L_{a6}	29.68	27.917 3	6.31

表 4 实验工况

Tab. 4 Test conditions

测试条件	峰值相电流/A	水温/℃	入口流量/（L·min^{-1}）
工况 1	525	62	8
工况 2	630	30	8

似等于功率器件总损耗。将仿真得到的控制器损耗与实验中由功率分析仪获得的损耗值作对比，结果如图 12 所示，2 组工况下两值之间的差异分别为 8.45% 和 4.54%。控制器达到稳态的实测温度分布如图 13 和图 14 所示。从图中可以看到，控制器中间桥臂的

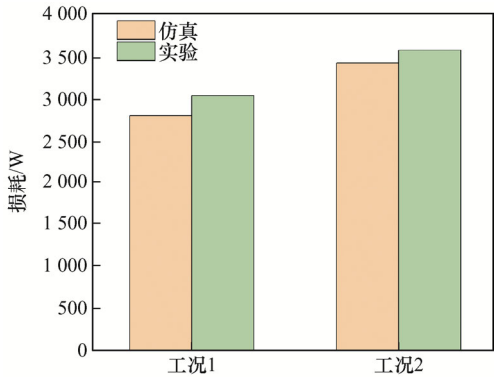


图 12 2 组工况损耗对比

Fig. 12 Comparison of two sets of working conditions losses

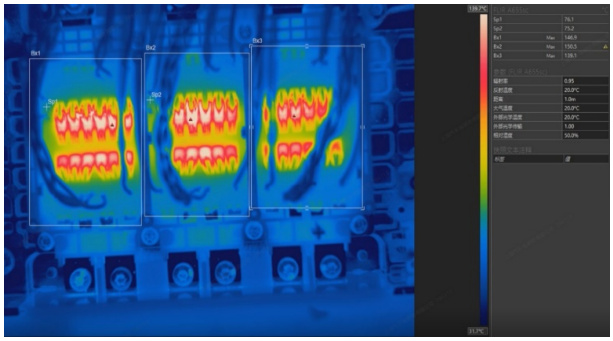


图 13 工况 1 温度分布图

Fig. 13 Temperature distribution diagram of condition 1

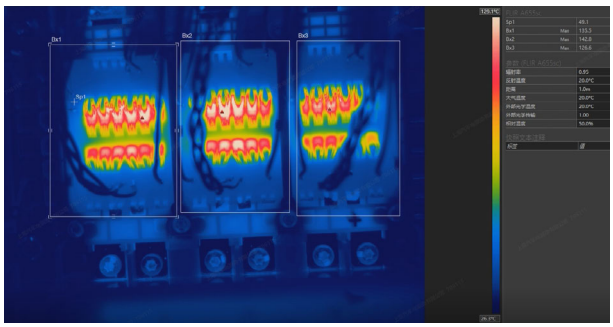


图 14 工况 2 温度分布图

Fig. 14 Temperature distribution diagram of condition 2

温度高于两侧桥臂，这表明在并联器件的配置中，中间区域的散热效果不如两侧。并联功率模块中间芯片的温度高于两侧芯片的原因是中间芯片的通流路径较长，导致其等效电感较大，进而增加了中间芯片的损耗。等效电感和芯片温度不同，各个并联芯片的损耗值也会有所不同，导致电流分布不均衡，影响模块的整体性能和热稳定性。

将未采用和采用实步法计算的控制器温度仿真结果分别与对应的实测结果进行对比，如图 15 和图 16 所示。从图中可以看出：2 组工况控制器实测最高温度分别为 150.500 ℃和 142.800 ℃，与未采用实步法耦合仿真的结果分别相差 3.159 ℃和 3.526 ℃；而与采用实步法耦合仿真的结果仅相差 1.726 ℃和 1.632 ℃。同时，实验台是开放的箱体环境，散热条件相比实际应用环境略好。由此可以推断，采用实步法的多物理场耦合控制器热仿真与实际测试结果一致性较好，且更符合实际情况。

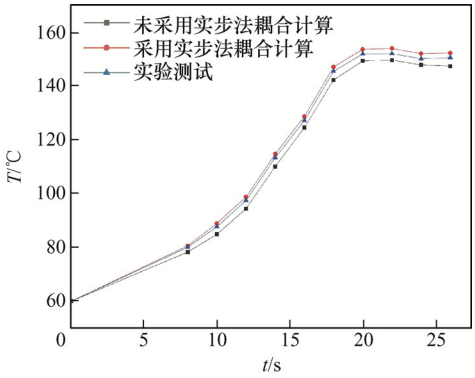


图 15　工况 1 实验与仿真对比

Fig. 15 Comparison of experiment and simulation under condition 1

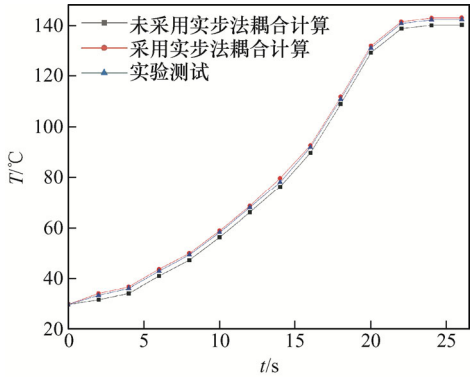


图 16　工况 2 实验与仿真对比

Fig. 16 Comparison of experiment and simulation under condition 2

5　结论

本文基于 SiC MOSFET 多芯片并联的高功率密度电机控制器，利用磁热耦合建立母排杂散电感数学模型，并利用电热耦合计算并联芯片实时损耗，最终通过多物理场耦合实现对控制器温度的计算。得到的结论如下。

(1)提出的参数传递的多物理场耦合方法既考虑了不均衡杂散电感对并联芯片开关特性的影响，又考虑了不均衡芯片温度对并联芯片电气参数的影响。接着

(2)采用实步法参数耦合对控制器温度分布进行了精准研究，揭示了控制器内部电磁热深度耦合机制。

(3)通过实验验证了仿真的准确性，这为多芯片并联控制器的测试提供了有力的理论支持和仿真工具，同时降低了实际测试中可能出现的风险和成本。

参考文献：

[1] 张少昆, 孙微, 范涛, 等. 基于分立器件并联的高功率密度碳化硅电机控制器研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 5999-6014.
Zhang Shaokun, Sun Wei, Fan Tao, et al. Research on high power density silicon carbide motor controller based on parallel connection of discrete devices [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 5999-6014. (in Chinese)

[2] Wang Jianing, Yu Shaolin, Zhang Xing, et al. Accurate modeling of the effective parasitic parameters for the laminated busbar connected with paralleled SiC MOSFETs [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2021, 68(5): 2107-2120.

[3] Lüdecke C, Aghdaei A, Laumen M, et al. Balancing the switching losses of paralleled SiC MOSFETs using a stepwise gate driver[C]// 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).2021:5400-5406.

[4] 邵伟华, 冉立, 曾正, 等. 基于优化对称布局的多芯片 SiC 模块动态均流[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 1826-1836.
Shao Weihua, Ran Li, Zeng Zheng, et al. Dynamic current sharing of multichip SiC module with optimal symmetric layout [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(6): 1826-1836. (in Chinese)

[5] 郑丹, 张少昆, 李磊, 等. SiC MOSFET 开关损耗测试方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 2975-2982.
Zheng Dan, Zhang Shaokun, Li Lei, et al. Research on switching losses testing method for SiC MOSFET [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(9): 2975-2982. (in Chinese)

[6] 廖淑华, 周锦源, 李敏, 等. 双面散热 SiC 功率模块温度均匀性和开关特性评估[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 100-110.
Liao Shuhua, Zhou Jinyuan, Li Min, et al. Evaluation of temperature uniformity and switching characteristics of

double-sided cooling SiC power module [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 100-110. (in Chinese)

[7] 熊刘涛, 李国丽, 孙泽辉. 基于热耦合分析的 IGBT 损耗与结温估算研究[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 306-315.
Xiong Liutao, Li Guoli, Sun Zehui. Estimation of IGBT loss and junction temperature based on thermal coupling analysis [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 306-315. (in Chinese)

[8] Wang Liang, Liang Yu, Zhao Mingzhi, et al. Analysis and modeling of electrothermal characteristics of SiC power module based on planar interconnection [C]// 2023 24th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT). Shihezi City, China, 2024: 1-7.

[9] 李华康, 宁圃奇, 康玉慧, 等. SiC MOSFET 器件高温下最大电流导通能力评估方法[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 386-395.
Li Huakang, Ning Puqi, Kang Yuhui, et al. Evaluation method for maximum current conduction capability of SiC MOSFET device at high temperature [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 386-395. (in Chinese)

[10] Wang Ying, Jiang Xi, Yuan Song, et al. Investigation of threshold voltage mismatch on junction temperature estimation for multichip SiC MOSFET power modules [C]// 2023 IEEE 14th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). Montreal, QC, Canada, 2023: 1-6.

[11] 李辉, 朱哲研, 姚然, 等. 基于寄生电感优化的分立式 SiC MOSFET 器件压接封装方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(21): 8478-8489.
Li Hui, Zhu Zheyan, Yao Ran, et al. Investigation on press-pack packaging method of discrete SiC MOSFET based on parasitic inductance optimization [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(21): 8478-8489. (in Chinese)

[12] 於少林, 张兴, 王佳宁, 等. 基于分立器件并联型碳化硅逆变器的叠层母排设计研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3738-3750.
Yu Shaolin, Zhang Xing, Wang Jianing, et al. Research on the design of laminated busbar based on discrete devices in parallel to the silicon carbide inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3738-3750. (in Chinese)

[13] Gu Zhaoyuan, Yang Mingchao, Yang Yi, et al. Comparative study on high-temperature electrical properties of 1.2 kV SiC MOSFET and JBS-integrated MOSFET [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(4): 4187-4201.

[14] Guo Haobo, Wang Zhifei, Guo Shunli, et al. Research on effect of high temperature on SiC MOSFET electrical characteristic parameters [C]// 2023 IEEE 2nd International Conference on Electrical Engineering, Big Data and Algorithms (EEBDA). Changchun, China, 2023: 482-486.

[15] 陈魁昊, 刘旭. 考虑寄生电容和电感影响的 SiC MOSFET 三相全桥损耗计算方法[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 295-305.
Chen Kuihao, Liu Xu. Loss calculation method for SiC MOSFET in three-phase full-bridge considering parasitic capacitance and parasitic inductance [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 295-305. (in Chinese)



王钊冉

作者简介：

王钊冉(1999—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：基于多物理场耦合的牵引功率模块温度分析。E-mail：319310881@qq.com。

师蔚(1981—)，女，博士，副教授。研究方向：永磁电机及其控制技术。E-mail：cane914@126.com。

廖爱华(1978—)，女，博士，副教授。研究方向：车辆故障诊断与智能维护。E-mail：aiwa7816@126.com。

胡定玉(1987—)，男，博士，教授。研究方向：车辆故障诊断与智能维护。E-mail：dyhu1987@sues.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)