



中国热管理网

WWW.REGUANLI.COM

风电变流器中功率半导体器件可靠性评估及其改善措施的研究



重庆大学硕士学位论文
(学术学位)

学生姓名：李高显

指导教师：杜 雄 教 授

专 业：电气工程

学科门类：工 学

重庆大学电气工程学院

二〇一五年五月

Study on Reliability Evaluation of Power Semiconductor Devices in Wind Power Converter and its Improvement Measures



A Thesis Submitted to Chongqing University
in Partial Fulfillment of the Requirement for the
Master's Degree of Engineering

By
Li Gaoxian

Supervised by Prof. Du Xiong
Specialty: Electrical Engineering

School of Electrical Engineering of
Chongqing University Chongqing, China

May, 2015

摘 要

传统化石能源的局限性促使了新能源发电的应用与发展,尤其是风力发电。然而调查结果表明,作为风力发电系统的核心组件,功率变流器是其最薄弱的环节之一,其可靠性在很大程度上归因于功率器件的失效,因此亟需对功率半导体器件进行可靠性评估,并提出更具针对性的改善措施。

功率器件失效主要是与封装有关的失效,且在很大程度上归因于功率器件所承受的热载荷波动,因此评估功率器件的热载荷是评估其可靠性的先决条件,而减缓功率器件热载荷的波动程度是提高其可靠性的有效手段。以功率半导体器件 IGBT 模块为研究对象,为计入长期外部环境变化对风电变流器中功率器件可靠性的影响,本文提出了一种功率器件长期热载荷评估方法,进而通过建立长期热载荷的多时间尺度模型,评估了功率器件的可靠性;根据功率器件寿命消耗的分布特点,本文提出了一种用于指导功率器件热载荷管理的宏观策略,可用于提高功率半导体器件的可靠性。论文主要工作如下:

首先,功率器件的失效主要受热载荷影响,且风电变流器中功率器件热载荷受风速和气温等外部环境的影响,而外部环境因素具有日昼和季节变化的分布特点,因此功率器件的热载荷评估应计入长期外部环境变化的影响。为此,本文在分析功率器件热载荷分布特点的基础上,基于电热比拟理论,提出了一种功率器件结温数值计算方法,通过与 IPOSIM 电热仿真、解析计算方法和基于红外热成像仪的 IGBT 结温实验测量方法进行比较。结果表明:在计入风电场中长时间风速和气温等环境因素的情况下,结温数值计算方法能够快速而准确的评估出功率器件的长期热载荷。

其次,功率器件的长期热载荷具有多时间尺度的分布特点,不同时间尺度的热载荷将导致不同的功率器件寿命消耗,因此分析多时间尺度寿命消耗的分布特点,有可能提出更具针对性的可靠性改善措施。为此,本文基于风电变流器中 IGBT 模块长期热载荷的多时间尺度分布,建立了用于评估多时间尺度寿命消耗的寿命模型,并分析了功率器件寿命消耗的分布特点。结果表明:所提出的多时间尺度寿命模型能够合理评估功率器件因不同时间尺度热载荷而导致的寿命消耗;功率器件因基频热载荷而消耗的寿命主要集中在风速概率较小而风速较高的区域,而因低频热载荷而导致的寿命消耗主要归因于概率较小而幅值较大的热载荷波动。

最后,减缓功率器件长期热载荷的波动程度能够提高功率器件的可靠性,然而目前的实时热载荷管理有可能对变流器系统运行产生一定的负面影响,因此需要研究更具针对性的功率器件可靠性改善措施。为此,基于功率器件不同时间尺

度寿命消耗的分布特点，本文提出了一种用于指导功率器件热载荷管理的宏观策略，以矢量调制序列为变量，利用结温数值计算方法和基于热成像仪的结温测量方法分析了不同调制策略间功率器件结温的差异，并比较了调制策略对功率器件可靠性和变流器电能质量的影响，进而提出了一种混合空间矢量调制方法。结果表明：与连续调制序列相比，当变流器采用不连续调制序列时，功率器件寿命消耗虽然大幅降低，但是变流器电能质量较差，尤其在低调制因数区间；所提出的混合调制序列不仅能够大幅降低功率器件的寿命消耗，而且能够满足风机并网对电能质量的要求，因此初步验证了所提出的变流器热管理宏观策略的合理性。

关键词：可靠性，IGBT 模块，基频周期结温，低频周期结温，空间矢量调制

ABSTRACT

The limitations of traditional fossil energy promote the development and application of the renewable energy sources, especially the wind power generation. However, research has shown that power converter is one of the most vulnerable parts in the wind turbine power converter system. The converter availability depends on the components reliability. The failure of power semiconductors is one of the easiest failure components. Consequently, it is urgent that a reliable lifetime estimation of power devices be well studied, and some targeted improvements are proposed.

Power device failures mainly belong to Package-related failure modes, and are mainly caused by the thermal cycling swings which are crucial prerequisites for lifetime estimation of power devices. Reducing the fluctuations of thermal cycling is an effective way for improving the reliability of power devices. To consider the long-term mission profiles of wind power converter, this paper proposes a method for evaluating the long-term thermal cycling of power devices, and then establishes the multi-time scale lifetime evaluation model of power modules. Based on the multi-time scale lifetime consumption of power devices, this paper also presents a new idea which can guide the thermal management behaviors of power devices, and this idea can be applied to improve the lifetime of power devices. The main contents are as follows:

Firstly, the failure primarily results from thermal cycling, which will be affected by the wind speed and ambient temperature. Besides, the external environment change with day and season, and the long-term mission profiles should be transformed into the thermal cycling of power devices. So this paper proposes a numerical IGBT junction temperature calculation method based on the analysis of the electric-thermal analogy theory. Performance comparison among the proposed method, the electro-thermal simulation, the analytical solution method, and the IGBT junction temperature online measure method based on the infrared camera is also conducted. Results show that when the long-term mission profiles will be included, the proposed method ensures the calculation accuracy, but greatly reduces the computational time.

Secondly, the long-term thermal cycling of power devices has the characteristics of multiple-time scale. The thermal cycling with different time scale will result in different lifetime consumption. So the multi-time scale lifetime consumption of power devices are evaluated, and we may propose the targeted measures to improve the reliability of

power devices. So this paper establishes the multi-time sale lifetime evaluation model based on the multi-time sale distribution of thermal cycling, and analyzes the distribution characteristics of lifetime consumption. The results show that the multi-time sale lifetime consumption can be evaluated through the proposed model, and the great majority of the lifetime of power semiconductors due to fundamental frequency thermal cycling is consumed when the wind speed is equal to and higher than the wind speed which is close to the rated wind speed, however, the probability of this wind speed range is much small. The lifetime consumption due to low frequency thermal cycling mainly attribute to the larger thermal cycling swings with lower probability.

Finally, the thermal cycling swings can be reduced as far as possible to improve the reliability of power devices. However, the thermal management methods may affect the operation of power converter. So it is necessary to research some targeted improvement measures. Based on the multi-time sale lifetime consumption, this paper presents a new idea a new idea which can guide the specific thermal management behaviors of power devices. To verify the reasonability of this idea, the Pulse Width Modulation (PWM) schemes will be regarded as the variable. After the performance of the presented modulation scheme is verified and compared with that of other PWM schemes, this paper proposes a new hybrid modulation scheme. The results show that the lifetime of power devices with the presented hybrid approach is longer than that with the continuous Pulse Width Modulation (CPWM), and is shorter than that with the discontinuous Pulse Width Modulation (DPWM). Moreover, the power quality of the power converters with the hybrid modulation scheme can be guaranteed in all operation conditions, which may not be achieved with DPWMs.

Keywords: Reliability, IGBT modules, Fundamental frequency junction temperature, Low frequency junction temperature, Space Vector Pulse Width Modulation

目 录

中文摘要.....	I
ABSTRACT	III
1 绪 论	1
1.1 引言.....	1
1.2 功率半导体器件可靠性相关研究的分析.....	1
1.2.1 功率半导体器件可靠性评估的研究内容.....	1
1.2.2 提高功率半导体器件可靠性的研究内容.....	9
1.2.3 目前存在的主要问题.....	14
1.3 论文研究的主要内容.....	15
2 风电变流器中功率半导体器件的热载荷评估	17
2.1 引言.....	17
2.2 风电变流器中 IGBT 模块结温评估的流程.....	17
2.2.1 风机系统功率输出特性.....	18
2.2.2 变流器中 IGBT 模块的功率损耗模型.....	20
2.2.3 变流器中 IGBT 模块的热网络模型.....	21
2.3 IGBT 模块的结温数值计算方法.....	22
2.3.1 IGBT 模块开关周期的结温计算.....	23
2.3.2 IGBT 模块基频周期的结温计算.....	24
2.4 结温数值计算方法的数值比较.....	26
2.5 结温数值计算方法的实验验证.....	29
2.5.1 基于红外热成像仪的 IGBT 结温在线测量实验平台.....	30
2.5.2 基于红外热成像仪测量 IGBT 结温数据的实验比较.....	32
2.6 本章小结.....	36
3 风电变流器中功率半导体器件的可靠性评估	37
3.1 引言.....	37
3.2 风电变流器 IGBT 模块可靠性的多时间尺度评估.....	37
3.2.1 风电变流器中 IGBT 模块多时间尺度寿命评估流程.....	37
3.2.2 IGBT 模块的多时间尺度热载荷.....	39
3.2.3 IGBT 模块的多时间尺度寿命模型.....	42
3.3 IGBT 模块的多时间尺度寿命消耗的评估结果.....	44
3.3.1 IGBT 模块可靠性的多时间尺度评估.....	44

3.3.2 IGBT 模块多时间尺度寿命消耗的分布规律.....	45
3.4 气温波动对 IGBT 模块不同时间尺度寿命消耗的影响.....	48
3.5 本章小结.....	50
4 提高风电变流器中功率半导体器件可靠性的措施.....	51
4.1 引言.....	51
4.2 基于功率器件寿命消耗分布的变流器热管理思路.....	51
4.3 空间矢量调制策略对风电变流器的影响.....	53
4.3.1 不同空间矢量调制策略下 IGBT 模块的寿命评估.....	54
4.3.2 空间矢量调制策略对变流器电能质量的影响.....	55
4.4 风电变流器中 IGBT 模块可靠性的混合调制方法.....	57
4.4.1 混合调制序列下 IGBT 模块的寿命评估.....	57
4.4.2 变流器电能质量的数值分析.....	59
4.5 本章小结.....	59
5 结论与展望.....	61
5.1 论文工作总结.....	61
5.2 后续研究工作展望.....	62
致 谢.....	63
参考文献.....	65
附 录.....	73
A. 作者在攻读硕士学位期间发表的论文目录.....	73
B. 作者在攻读硕士学位期间申请的发明专利.....	74
C. 作者在攻读硕士学位期间参与的科研项目.....	74

1 绪论

1.1 引言

长期以来,以煤和石油等化石燃料为主的能源结构,导致了国内严重的环境问题,因此以风能、太阳能和海浪发电等为代表的新能源引起了国内外足够的重视和关注,尤其是风力发电^[1,2]。目前,全国风电装机超过 7500 万千瓦,近三年年均新增 1500 万千瓦,规划 2015 年和 2020 年风电装机分别为 1 亿千瓦和 1.8 亿千瓦^[2]。然而随着风机装机容量的不断增大,其对电网的影响也越来越大,并且风机每次故障所需要的高维修成本,尤其是海上风力发电系统的故障维修,也使得风力发电系统需要更高的可靠性,因此亟需对风能转换系统的可靠性进行评估,研究其可靠性改善措施,以确保一个低成本、长期可靠的运行环境^[3,4]。然而与传统发电装置相比,风力发电系统面临一系列新的挑战,使得其可靠性研究工作较为复杂^[4-7]。

① 风力发电装置一般处于复杂的外部环境中,其可靠性影响因素较多,包括风速、气温、湿度和雷电等;

② 风力发电装置的功率输出与风速存在很大关系,由于风电场中长期风速变化存在随机性和不确定性,使得风机输出功率波动较大,间歇性较大,因此将对风力发电系统的机械及电气系统产生较大负荷冲击;

③ 风力发电装置涉及一系列的电气机械装置,而且其运行工况随外部环境变化而改变,因此其可靠性研究将涉及不同时间常数的多学科模型,使得系统参量的变化规律更为复杂。

因此如何处理外部环境变化和风机系统电气机械装置的不同时间常数将是风力发电系统可靠性研究的难点^[5-7]。在风能转换系统中,影响可靠性的关键部分是功率变流器装置,而功率器件不仅是该装置中的核心元件,又是最脆弱的元件之一^[5-8]。因此,以风电变流器中功率半导体器件为研究对象,本文在计入复杂外部环境变化并合理处理风机系统复杂电气机械行为的情况下,主要研究两个问题:一是研究功率器件长期可靠性的评估方法;二是研究更具针对性的功率器件可靠性改善措施,尽量降低对风机系统运行的负面影响。

1.2 功率半导体器件可靠性相关研究的分析

1.2.1 功率半导体器件可靠性评估的研究内容

半导体器件在其寿命历程中,其可靠性受多种内外因素影响,存在电、热和机械等多物理场耦合,使得半导体器件可靠性的准确评估十分棘手^[5,7]。国际上对

可靠性的通用定义是元件、产品、系统在一定时间内、在一定环境下执行其指定功能的概率^[9,10]。因此在可靠性的概念中，关注的是时间和环境。如何解析功率器件失效机理，建立器件时间寿命与环境的关系，便可准确预测器件的可靠性，而 PoF (Physics-of-Failure)故障物理模型可以满足这一要求^[9-13]。然而在早期阶段，因电子设备价格低廉和 PoF 故障物理模型构建过程较为复杂等原因，应用更多的是基于电子设备可靠性手册器件或系统的可靠性评估方法，PoF 故障物理方法并没有作为可靠性评估的标准而被广泛应用^[10,12,13]。可靠性手册是以大量工业产品数据统计为基础，由政府机构和工业界颁布并认可的方法，最为著名的是美国国防部颁布的 MIL-HDBK-217 系列可靠性手册，目前电子设备可靠性手册已经衍生出了很多版本，例如 Telcordia SR-332、IEC-TR-62380 和 FIDES Guide 2009 等，然而随着新材料和结构的不断应用、制造技术的快速提升以及应用环境的差异性，可靠性手册难以覆盖诸多因素对器件可靠性的影响，并且这些可靠性手册大多存在稳定失效期恒故障率的假设性条件，因此使得其在应用中引起一系列诟病^[9-13]。另外，研究学者为分析运行环境对组件或系统故障的影响，在获取大量故障数据的基础上，从可靠性统计数学或可靠性工程的角度，研究组件或系统故障率分布^[14-19]。

基于故障率统计、可靠性手册和 PoF 物理模型的评估方法在风力发电、光伏发电和其他工业领域的功率器件可靠性评估中均有应用。以风力发电为例，上述三种研究方法在评估功率器件可靠性方面，其评估流程可如图 1.1 所示。

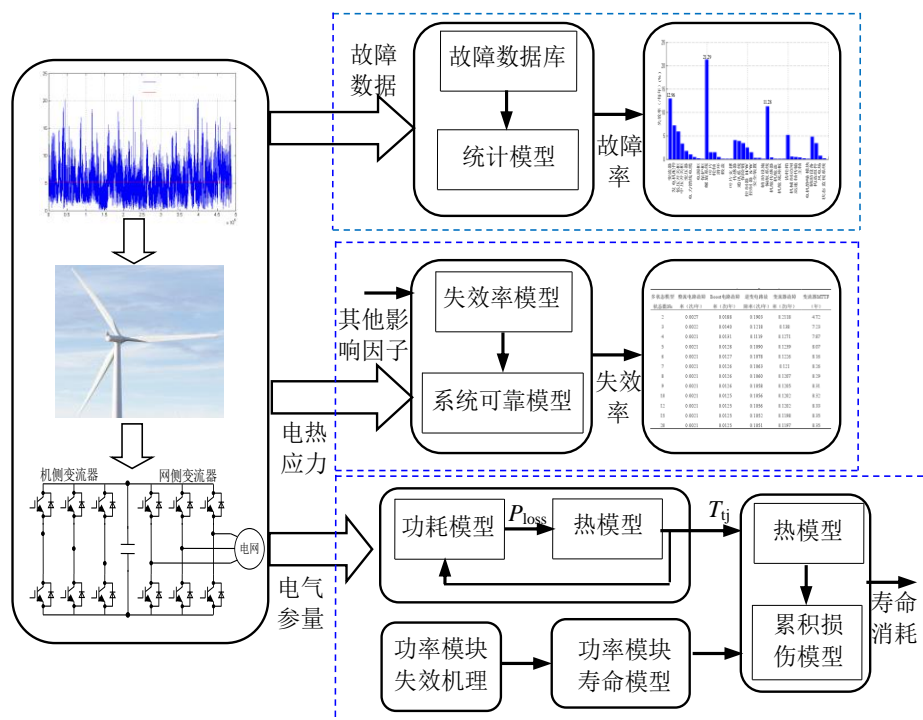


图 1.1 风电变流器中功率器件可靠性评估

Fig. 1.1 Reliability evaluation of power devices in the wind power converters

从图 1.1 可以看出，不同的可靠性评估方法在所计入的影响因素、可靠性模型和可靠性表征量等方面不尽相同。国内外相关研究文献较多，因此有必要对其进行分类阐述。

① 基于故障率统计的功率半导体器件可靠性评估

基于故障率统计的可靠性评估方法需要对长期运行条件下系统大量的故障率数据，通过建立可靠性数理统计模型进行分析，因此研究周期较长。国外研究学者对工业、风力发电和光伏发电等领域下系统的故障率进行过统计分析研究^[14-19]。文献[14]以调查问卷的方式，采用数据整体统计和选择项相关性统计的研究方法，对工业界包括航天、电动汽车和公共电源等领域中变流器系统各组件部分的可靠性进行调查，变流器各组件的整体故障率分布如图 1.2，结果表明，功率器件是最容易失效的元件，占比为 31%。文献[15]对 Tucson Electric Power Company (TEP) 一装机容量为 3.51MW 的光伏发电站 5 年运行数据进行简单统计，分析表明逆变器故障在所有故障中占比 37%，同时也给出了引起逆变器非计划维修的诱因。

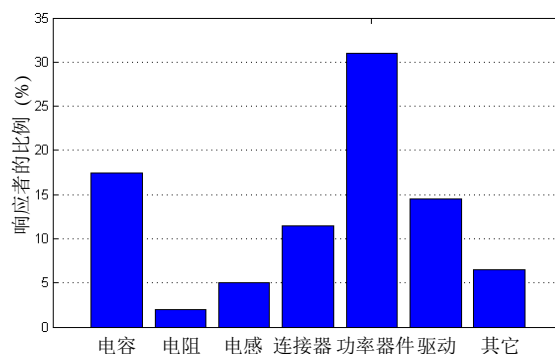


图 1.2 工业界调查显示变流器系统中最脆弱元件的比重

Fig.1.2 Percentage of most fragile components in converter systems based on industry surveys published in [14].

德国风能研究计划 WMEP (the Scientific Measurement and Evaluation Program) 收集了从 1989 年至 2006 年安装在沿海、岛屿和山上超过 1500 台风机的运行状况数据，按风机功率等级和年份统计了风机各组件的故障率情况，研究表明电气系统(功率变流器)是故障率最高的子系统^[16]，而文献[17]在 WMEP 风机运行数据和风机安装位置的气象资料的基础上，进一步研究了外部环境和风机安装位置等因素对不同类型风机中各子系统可靠性的影响。文献[18]采用类似的研究方法对瑞典几百个风机 1997 – 2005 的运行状况数据进行统计研究，其各子系统的故障率分布如图 1.3，进而在瑞典风机 19 年运行状况数据的基础上研究了运行时间和风机功率等级对风机系统可靠性的影响。然而研究文献[14-18]只是对风机故障次数的记

录数据进行简单统计比较，文献[19]以 Windstats 所记录的从 1994 年至 2004 年德国和丹麦风机系统的运行状态数据为基础，除了实际故障率的统计分析外，利用可靠性数学中幂律分布函数评估了不同子系统的失效率。虽然不同的研究项目中各子系统的故障率统计数据存在一定的差异，但都反映了某种环境下子系统的实际故障率，因此统计结果可以用于验证其他评估方法对某种环境下子系统可靠性的评估结果，但是类似的研究项目很少可以统计到器件级的故障率，并且评估结果很难用于指导基于可靠性的变流器设计。

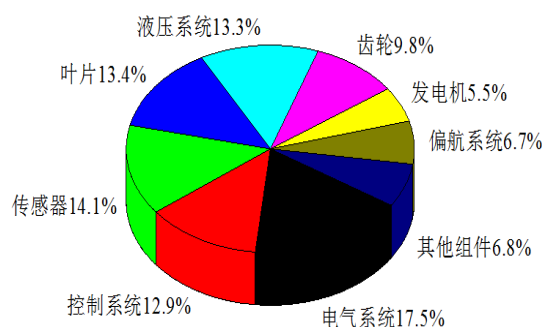


图 1.3 风电变流器中组件的故障率

Fig. 1.3 Failure rate of components in the wind power converter

② 基于可靠性手册的功率半导体器件可靠性评估

电子设备的故障率一般是随时间变化的，通常可利用浴盆曲线来描述，如图 1.4 所示^[7,9]。浴盆曲线一般包括三个阶段，即早期失效期(I)、稳定失效期(II)和损耗失效期(III)：早期失效期一般是由于设计、材料、制造和安装过程中的缺陷造成的，其故障率随着工作时间的增加而迅速降低；稳定失效期的故障率一般看作是恒定的，稳定失效期较长；损耗失效期是组件工作很长时间后，因老化磨损等因素发生的不可控失效^[7,9]。可靠性评估一般是研究稳定失效期中器件的可靠性。

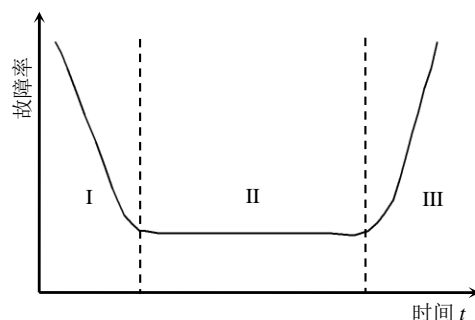


图 1.4 浴盆曲线

Fig.1.4 Bathtub curve

目前大多数可靠性手册一般假设器件在稳定期的故障率是不变的,并且基于指数概率分布,建立系统稳定失效期恒故障率模型评估器件的可靠性^[7-13]。本文以功率器件为例,阐述基于 MIL-HDBK-217F 可靠性手册的可靠性评估方法。可靠性可用多种指标来表征,例如可用度函数 $R(t)$ 和失效率 λ_{IGBTs} 等,器件的可用度 $R(t)$ 计算方程如式(1.1)^[10,20]。

$$R(t) = e^{-\lambda_{IGBTs}t} \quad (1.1)$$

MIL-HDBK-217F 可靠性手册中器件失效率计算可分为应力法和计数法,以应力法为例,IGBT 模块包括 IGBT 和反并联晶体二极管(diode)芯片,IGBT 和 Diode 的失效率 λ_{IGBT} 和 λ_{Diode} 的计算如式(1.2)和(1.3)^[20]。

$$\lambda_{IGBT} = \lambda_{b(IGBT)} \times \pi_Q \times \pi_A \times \pi_E \times \pi_T \quad (1.2)$$

$$\lambda_{Diode} = \lambda_{b(Diode)} \times \pi_Q \times \pi_E \times \pi_C \times \pi_S \times \pi_T \quad (1.3)$$

式中 $\lambda_{b(IGBT)}$ 和 $\lambda_{b(Diode)}$ 是基本失效率, π_Q 是品质因子, π_E 是环境因子, π_A 是应用因子, π_C 是接触结构因子, π_S 是应力因子, π_T 是温度因子^[20]。从系统可靠性的角度,功率器件一般可以被认为是串联型的不可修复系统,IGBT 模块系统的失效率 λ_{IGBTs} 是 IGBT 和 Diode 失效率的累加^[20]。

基于可靠性手册的评估方法在普通开关电源、光伏发电系统逆变器和风电变流器等系统的可靠性评估均有应用。文献[20]基于 MIL-HDBK-217 可靠性手册评估了功率容量为 4kW 的 Boost 变流器中功率器件、电容和控制电路等组件的可靠性,比较了 IPM (integrated power module)和功率器件并联结构对系统可靠性的影响。文献[21]利用 MIL-HDBK-217 和 RDF 2000 可靠性手册与 Coffin-Manson - Arrhenius 方程评估混合动力汽车逆变器中 IGBT、Diode、电容和系统的可靠性,并对其可靠性评估结果进行比较研究。文献[22]评估并比较了多种结构下带有 X 冗余设计 N 并联逆变器系统的可靠性,评估系统可靠性的失效率计算模型来源于 MIL-HDBK-217、IEC 62380、IEC 61709 和其他测试数据。文献[23]对光伏发电系统中三种拓扑结构(两级、三级和普通逆变器结构)采用 MIL-HDBK 217 可靠性手册评估其内部不同组件的可靠性,研究了其内部最薄弱环节并提出了相应的可靠性改善措施。文献[24]基于 MIL-HDBK-217 和 IEEE 493 可靠性手册,利用蒙特卡洛仿真来评估光伏发电系统各子系统的可靠性,并就系统维护维修与可靠性改善提出了一些建议。文献[25]分别利用 MIL-HDBK-217 和 IEC 62380 可靠性手册评估 125 kW 光伏发电系统中推挽变流器各组件的可靠性,研究了外部环境对组件可靠性的影响。

另外,相关研究文献将稳定失效期故障率恒定的假设条件应用于风电变流器的可靠性评估。文献[26]对比分析了小型风能转换系统在某一个最恶劣工况下变流器系统不同组件的可靠性差异。文献[27]基于 FIDES Guide 2009 评估了风电变流器

各组件的可靠性，讨论了风机系统参数和风速分布对变流器系统及其各组件可靠性的影响。然而器件的故障率在稳定失效期不是恒定的，是随时间变化的，因此它一般不满足大多数可靠性手册中的稳定失效期恒故障率假设性条件，基于可靠性手册的评估方法适用于评估在器件整个生命周期与半导体芯片偶然性失效有关的失效机理，并且一般适用于小功率器件的可靠性评估。

③ 基于 PoF 物理模型的功率半导体器件的可靠性评估

PoF 故障物理模型能够解析功率器件失效的诱因，在可靠性评估中计入外部环境对功率器件可靠性的影响，研究文献表明，基于 PoF 故障物理模型的可靠性评估结果精度较高^[10,11]。基于 PoF 故障物理模型的可靠性研究方法主要包括两个方面：一是功率器件的失效机理分析；二是可靠性评估模型的构建，具体如下：

1) 功率器件的失效机理

以多层结构的 IGBT 模块为研究对象，图 1.5 为 IGBT 模块的内部结构剖面图，IGBT 模块主要由 IGBT 及其反并联 Diode 构成，铝键合线焊接在硅芯片顶部提供各芯片之间的电气连接，半导体芯片通过焊料焊接在 DCB (Direct Copper Bonding) 板上（DCB 板一般由铜、陶瓷和铜三层构成，起电气绝缘和导热作用），DCB 与基板通过焊料连接，基板起机械支撑作用^[28]。

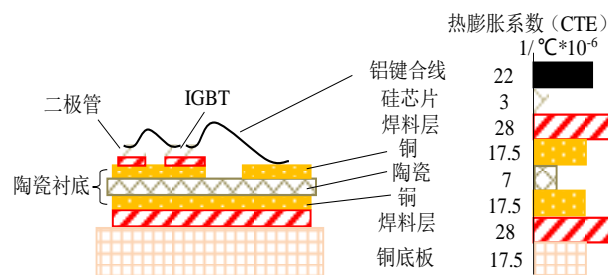


图 1.5 IGBT 功率模块结构剖面图

Fig. 1.5 Structural profile chart of IGBTG power module

IGBT 器件的失效与其在运行过程中经受的电、热应力作用累积有关：既可能是偶然因素作用下的瞬态失效过程；也可能是长期热应力等疲劳损伤累积导致的必然老化失效结果^[29]。IGBT 器件的瞬态失效过程主要是受器件内部的高温和电应力所致，其中高温源自器件的非正常短路电流以及局部封装缺陷，而电应力来源于 IGBT 关断时集电极电压过冲以及门极静电损伤。IGBT 器件的瞬态失效是由偶然因素造成的，一般将其归于保护范畴^[29]。

与偶然失效因素不同，多层结构的 IGBT 模块还承受热-机应力，IGBT 器件的热疲劳失效是依赖于时间的疲劳损伤累积过程^[30,31]。图 1.5 中各层材料具有不同的

热膨胀系数，在一定的热冲击作用下，各层材料的热膨胀程度存在差异，因此不同层材料承受不同程度的热应力，长期累积后将导致器件失效^[30-34]。功率器件失效的渐变过程可通过分析其应力和强度分布进行解析，如图 1.6。

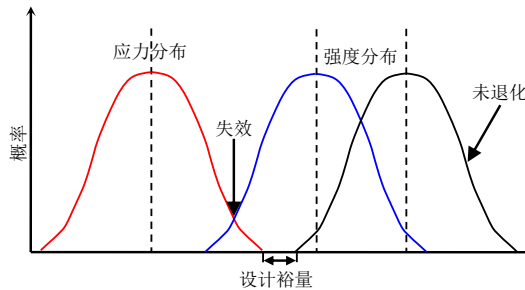


图 1.6 IGBT 模块强度和应力分布

Fig.1.6 Distribution of the strength and stress in the IGBT modules

图 1.6 中器件材料强度反映组件承受应力的能力，但是在不断遭受热冲击的作用后，材料内部退化演变，将影响其承受应力的强度，长期累积后将在某种情况下，因外部热冲击作用而使得热应力大于组件强度，有可能导致组件失效^[30]。受老化进程的影响，IGBT 功率模块中热-机失效形式主要有 2 种：铝键合线失效与焊料层疲劳失效^[32-34]。

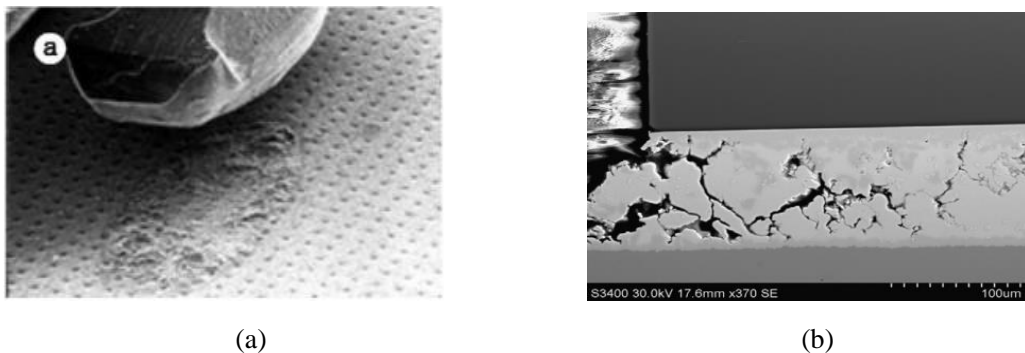


图 1.7 IGBT 模块热-机应力失效 (a)铝键合线脱落(b)焊料层开裂

Fig.1.7 (a)Bonding wire lift off (b)Fatigue of solder layers

a 铝键合线脱落^[32,33]

根据图 1.5 可知，铝键合线和硅芯片的热膨胀系数差别较大，当其遭受功率循环加热和冷却等热冲击时，铝键合线将承受了较大的电热应力，从而使得其反复拉伸并最终从芯片脱落，这是目前 IGBT 模块最为常见的失效形式。

b 焊料层开裂^[34]

焊料层开裂也是 IGBT 模块主要失效形式，主要发生在 DCB 上层铜板与硅芯

片及 DCB 下层铜板与基板之间,同样是因为两层材料热膨胀系数的差异较大,当功率模块内的温度发生变化时,会在它们之间产生剪切或拉伸应力,最终导致焊料层发生结构性变形而疲劳失效。

③ IGBT 模块的可靠性评估

由于 PoF 故障物理模型只能评估某一失效形式下组件的可靠性,功率器件具有多种失效形式,因此不同的失效形式将对应不同的可靠性模型^[9,10]。根据对 IGBT 模块的失效机理的阐述,其主要失效形式是键合线脱落和焊料层开裂,并且主要是因随机热载荷引起的各层材料热应力不均衡导致的,因此器件内部结温或壳温是可靠性评估的关键信息^[31]。目前国内外研究学者基于 PoF 故障物理模型评估功率器件的可靠性,考虑的主要变量是器件承受的随机电热应力,例如器件的结温、壳温、阻塞电压和通过的电流等^[5-7,35-42]。

文献[35]评估了两种调制策略下双桥矩阵变流器中 IGBT 模块键合线的可靠性,并比较了其与传统矩阵变流器和逆变器中功率器件的可靠性差异。文献[36]基于 PoF 故障物理模型研究了变流器输出频率和重复过载情况对传统矩阵变流器中 IGBT 模块键合线可靠性的影响。文献[30]在计入外部环境变化的情况下,评估了光伏发电装置中逆变器侧 IGBT 模块焊料层的可靠性,并研究了老化进程对可靠性评估的影响。另外, PoF 故障物理模型在风电变流器中功率器件可靠性评估应用也较多。文献[7]和[37]基于 PoF 故障物理模型,评估了直驱风力发电系统中网侧变流器 IGBT 模块芯片焊料层、键合线与基板焊料层三种失效形式下组件的寿命消耗,分别计入了 30 分钟和 50 分钟外部风速和气温变化对组件可靠性的影响。文献[38]基于 PoF 故障物理模型,以 150 小时风速和气温数据为基础,评估了直驱风机系统中网侧 IGBT 模块焊料层开裂失效形式的寿命消耗。然而器件热载荷与外部环境有关,因为风速的随机变化使得风机输出功率及器件损耗也跟着变化,导致器件结温也随机波动,并且风电场中风速具有昼夜和季节的分布特点,因此可靠性评估应计入长期复杂外部环境的变化^{[5][6][7]}。针对这一问题,相关文献提出了一些解决方案。文献[39]将长期风电场时序风速转换成风速分布的形式,然后根据不同风速下器件结温及风速的概率并基于 PoF 故障物理模型评估功率器件的寿命消耗,而文献[40]亦采取同样的评估流程,但是其风速分布中不同风速的概率值是根据 Rayleigh 分布产生的。文献[41]在不考虑器件基频热载荷波动的情况下,评估了直驱风机网侧 IGBT 模块的寿命消耗。由于风速分布并不反映风电场中风速的时序性,文献[39]和[40]的解决方案并没有计入因风速时序性而导致的器件低频结温波动,而文献[41]没有计入功率器件基频结温波动,因此均没有计入完整热载荷对器件寿命的影响。

长期外部环境变化使得功率器件热载荷波动非常复杂,常规方法几乎不可能

评估出功率器件的长期完整热载荷，因此文献[5]和[6]在热载荷评估中采取了一些简化处理方法。文献[5]利用电热仿真和简化的解析计算方法评估器件热载荷进而评估了不同时间尺度热载荷对器件键合线和焊料层的热疲劳损伤。文献[6]基于电热仿真得到不同风速下功率器件的稳态结温，通过线性映射的方法评估器件长期热载荷及其寿命消耗。然而文献[5]和[6]的简化处理方案并不能计入长期气温对器件可靠性的影响，并且热载荷评估精度也有待验证。另外目前上述可靠性评估的相关文献大多只能评估出功率器件的整体寿命消耗，很难为研究功率器件可靠性的改善措施提供更有针对性的参考。

1.2.2 提高功率半导体器件可靠性的研究内容

功率变流器在满足既定的设计功能后，关注更多的是如何提高变流器的可靠性，降低其维护成本^[23]。为提高变流器的可靠性，在其早期设计阶段，可以选用可靠较高的元器件或更优的系统拓扑结构^[43,44]。而在变流器运行阶段，为降低偶然性故障而导致的变流器系统故障损失，可以采用故障容错技术，例如冗余设计、状态监测和故障预警方法等，这样也可以提高系统的可靠性，并且状态监测和故障预警还可指导系统维护，降低因不定期维护而产生的维修成本^[7,43,45]。另外，根据对 PoF 故障物理模型的阐述，功率器件失效主要是受长期电热应力的影响，而热载荷波动是功率器件失效的诱因，因此在变流器运行阶段，通过直接或间接的热载荷管理而降低器件热载荷波动，可以提高变流器的可靠性^[43-45]。本文主要关注通过器件热载荷管理的途径来提高变流器中功率器件的可靠性。

功率器件失效主要因各层材料热膨胀系数差异而导致的不均衡热应力，结温过高或者温度波动过高均会产生热疲劳损伤。根据欧洲 LESIT 项目对不同器件制造商的 IGBT 模块进行老化试验，结果表明，功率器件的寿命不仅与在一个热冲击周期内的结温波动幅值 ΔT_j 有关，也与其平均值 T_m 有关，如图 1.8 所示。

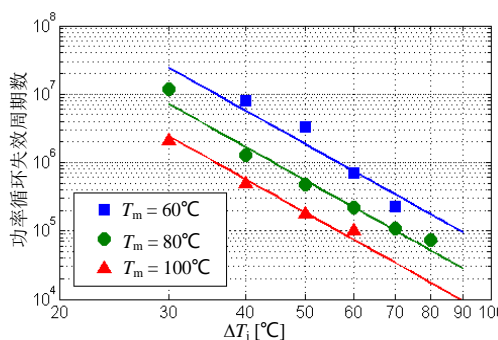


图 1.8 功率循环失效周期数 N_f 与器件温度的关系

Fig.1.8 Number of power cycles to failure N_f as function of device temperature

从图 1.8 中可以看出，平均结温 80°C ，结温变化量为 40°C 时，热冲击 200 万次器件失效；结温变化量为 60°C 时，热冲击 30 万次器件失效，因此随着 T_m 或 ΔT_j 的增大，功率失效周期数就越短， ΔT_j 对器件寿命的影响比 T_m 更加显著，因此减少功率波动中的热冲击次数或者降低热冲击程度是提高器件可靠性的有效手段。以风电变流器中功率器件热载荷管理为例，功率器件的热载荷受多种因素的影响，其热载荷评估过程如图 1.9。

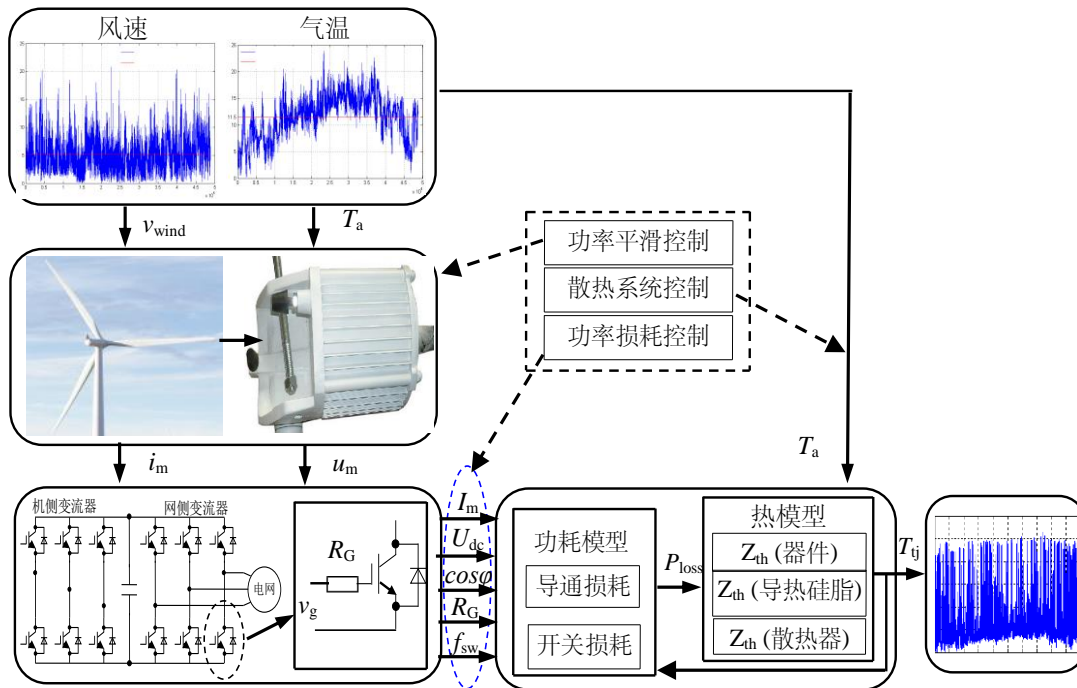


图 1.9 功率半导体器件热载荷评估

Fig.1.9 Evaluation of thermal load of power semiconductor devices

由图 1.9 可知，功率器件热载荷受风速和气温等外部环境变化的影响，为减缓因功率波动而导致的热载荷波动程度，可以对风机系统进行功率平滑控制而降低功率波动，这一研究方法主要针对于风电应用。由于功率器件的热载荷受器件损耗影响，也可以通过调节变流器运行参数影响器件损耗，从而平滑器件热载荷波动程度。另外，器件热载荷受散热条件影响，可以通过对散热系统进行控制，也可降低器件热载荷的波动。后者两种方法在风电和普通开关电源功率器件热载荷管理中均有应用，本文将分类详细阐述。

① 基于功率平滑控制的功率半导体器件可靠性改善方法

风电变流器中功率器件热载荷的波动程度主要受随机风速的影响，因为时序风速的随机变化使得风机输出功率及器件损耗也跟着变化，导致器件热载荷也随

机波动。目前相关研究学者采取在直流侧增加储能装置^[46,47]，或控制风力机桨距角^[48,50]和风力机转速^[49,50]而平滑变流器的功率波动，也可实现间接减缓功率器件热载荷的目的。

文献[46]在变流器直流侧增加储能装置，通过储能装置的充放电过程实现平滑直驱风机系统网侧变流器中 IGBT 模块因风速波动而到导致的热载荷波动，比较研究了功率密度和能量密度不同的两种储能装置(锂电池和超级电容器)在平滑 IGBT 模块热载荷波动方面的性能。文献[47]将模糊控制器应用到飞轮储能的调节过程中，用于平滑输送到电网的功率波动，这样将间接平滑网侧变流器中 IGBT 模块的热载荷波动。在直流侧加入储能装置，可以在几乎不牺牲风能的情况下平滑 IGBT 热载荷的波动程度，但是需增加额外系统成本，系统控制上也较为复杂。

风力机所捕获的风能与风力机桨距角和叶尖速比有关，因此相关研究学者提出通过桨距角和风力机转速控制用于调节风力发电系统输出功率的随机波动^[48-50]。文献[48]研究通过控制风力发电机的转速，风力发电机根据给定功率曲线进行输出，用于平滑输送到电网的功率。文献[49]研究在全风速区域内根据风速的波动，利用风力机的桨距调节而改变输送到电网的有功功率波动。为了提高输出到电网的功率波动平滑效果，文献[50]提出同时调节风力机桨距和永磁同步发电机的转速来平滑功率波动。文献[48-50]可以平滑风机系统的输出功率波动，能够间接减缓机侧和网侧变流器中 IGBT 模块的热载荷波动，但是以牺牲风能为代价的。

② 基于外部散热系统设计的功率半导体器件可靠性改善方法

以图 1.5 多层结构的 IGBT 模块为例，IGBT 硅芯片在工作过程中产生的绝大部分热量将通过热传导的方式自上而下散热^[28]，而芯片-散热器的温差是影响其导热过程的重要因素，其热量传递示意图如图 1.10。因此从导热的角度，可通过对图 1.10 中散热器的温度 T_h 进行调节而影响芯片热量传导过程，进而影响器件的热载荷波动。

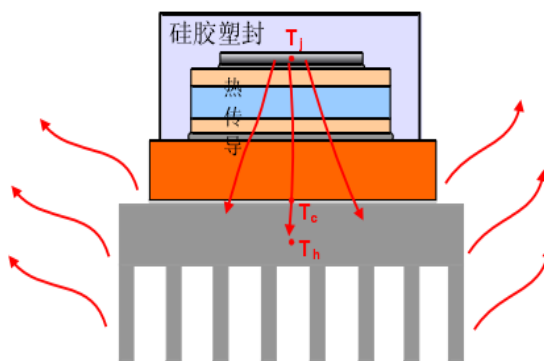


图 1.10 IGBT 模块内部热量传递路径示意图

Fig. 1.10 IGBT power module inter structure heat transfer path diagram

文献[51]和[52]构建了一状态空间冷却控制系统，采用 PWM 闭环控制风冷散热器风扇的转速，调节散热器的散热性能，高于设定温度时增加风扇转速而降温，低于设定温度时通过减缓或停止风扇散热同时给功率模块加热以提高温度值。文献[53]将半导体致冷器安装在功率模块与散热器中间位置，建立了功率模块、半导体制冷器和散热器的整体电热模型，通过调节半导体致冷器的器件电流来控制其散热量，进而间接平滑功率模块的热载荷。然而基于外部散热系统的热载荷管理方法响应时间一般较长，不大适用于调节功率器件的基频结温波动。

③ 基于内部功率损耗控制的功率半导体器件可靠性改善方法

功率器件的热载荷与功率损耗有关，因此通过影响器件损耗也可以平滑热载荷波动。功率器件的损耗主要包括导通损耗和开关损耗，其影响因素较多。以双极正弦脉宽调制（Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM）的三相逆变器为例，IGBT 在一个基频周期内的平均导通损耗 P_{tcond} 如式(1.4)^[41]。

$$P_{tcond} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{k \cos \varphi}{8}\right) V_{CE} I_m + \left(\frac{1}{8} - \frac{k \cos \varphi}{3\pi}\right) R_{CE} I_m^2 \quad (1.4)$$

式中 V_{CE} 和 R_{CE} 为 IGBT 导通时的正向压降和导通电阻； k 为调制比； $\cos \varphi$ 为功率因数； I_m 为每相输入电流的峰值。目前文献研究通过无功功率控制改变功率因数角^[54-57]，或者通过调节器件电流^[58,59]影响器件导通损耗而管理功率器件的热载荷。

文献[54]和[55]研究了无功功率注入对直驱风机系统并联背靠背变流器 IGBT 模块热载荷的影响，并提出基于温度给定通过无功功率控制而优化直驱风机机侧和网侧变流器中 IGBT 模块的热载荷波动，文献[54]还给出了无功功率的调节范围，而文献[56]将[54]的无功功率控制方法用于平滑双馈风机机侧和网侧变流器 IGBT 模块的热载荷波动。文献[57]将无功功率控制方法应用于平滑光伏变流器功率器件的热载荷。另外还有研究学者提出通过降低变流器的输出电流而降低器件热载荷^[58,59]。文献[58]提出利用开关频率调整和负载电流调节两种方法来实现功率模块的热载荷控制，两种方法的选取采用模糊控制的思想。文献[59]通过采样变频调速系统的电气参数和散热器的温度而在线预测结温，通过限定功率器件结温和变流器输出电流值，当温度高于结温设定值时，调节开关频率来降低结温，若未达到控制目标，则通过降低系统输出电流降低热冲击的幅值。无功功率控制或调节器件电流虽然能减缓热载荷波动，但是在一定程度上会影响变流器的功率输出。

开关损耗是在开通和关断阶段因非理想器件电流和电压波动存在交叠区而产生的损耗，调节开关损耗较为直观的解决方案是采用软开关技术^[60]，但是软开关技术增加了控制和硬件的复杂程度，不一定能够提高系统的整体可靠性^[23]。IGBT 在一个基频周期内的平均开关损耗 P_{tsw} 计算如下^[41]：

$$P_{tsw} = \frac{I}{\pi} f_{sw} \cdot (E_{on} + E_{off}) \frac{U_{dc} \cdot I_m}{V_{nom} \cdot I_{nom}} \quad (1.5)$$

式中 E_{on} 与 E_{off} 表示 IGBT 开通与关断能耗; U_{dc} 为变流器直流侧的直流电压; V_{nom} 与 I_{nom} 分别为 IGBT 额定电压和额定电流; f_{sw} 为开关频率。根据式(1.5)可知, 功率器件开关频率 f_{sw} 和直流侧母线电压 U_{dc} 会影响开关损耗。另外调制策略和功率器件驱动电阻也会对器件开关损耗造成一定的影响, 以连续调制序列(continuous pulse width modulation, CPWM)和不连续调制序列(discontinuous pulse width modulation, DPWM)为例, 当变流器采用两种调制方式时, 其功率开关次数相差三分之一, 将直接影响器件的开关损耗。另外功率器件开关波形在一定程度上受驱动电阻影响, 不同的驱动电阻下器件开关能耗亦会存在差异。因此相关学者研究通过调节器件的开关频率^[58-65]、直流母线电压^[66,67]、调制方法^[68-70]和驱动电阻^[71]等参量影响功率器件的开关损耗, 实现器件热载有的调节目的, 而以开关频率的调节研究较多。

文献[61]采用滞环比较控制调节变频调速系统中功率器件开关频率, 当结温波动大于某一设定值时采用较低开关频率, 而小于某一设定值时采用较高的开关频率, 用于减缓器件结温波动。文献[62]设计了一种带 PI 调节器的温度反馈控制系统, 通过改变开关频率来调节器件的开关损耗, 从而达到自动调节结温的目的。文献[63]采用滞环控制选择开关频率, 采用平均结温控制环和结温波动幅值控制环对三相逆变器中的功率模块进行了结温管理, 同时温度管理策略并不影响原系统的磁场定向电流控制。文献[64]建立了基于温度反馈的变流器热管理控制器, 并利用 IR 红外传感器监测 IGBT 模块结温而通过实时调节开关频率来平滑功率器件的热载荷, 而文献[65]通过温度闭环控制器减缓结温波动, 当温度降低时通过增加器件高频开关的方式增加开关损耗, 从而提升器件结温。

直流侧母线电压影响器件的开关波形, 同样影响功率器件的热载荷。文献[66]通过动态改变直流母线电压值, 以影响器件开关损耗, 平滑因功率波动而导致的温度波动。文献[67]提出基于风速分布自适应改变直流母线电压值, 降低器件损耗, 提高变流器效率和可靠性。然而文献[66][67]通过调节直流母线电压来降低热载荷波动, 控制方法较为复杂, 调节效果不太明显。国内外研究学者也尝试利用调制策略影响器件的热载荷。文献[68]和文献[69]将滞环比较控制思想用在结温管理中, 同时对比了不同调制策略对器件结温的影响, 指出在变流器输出频率较大时可以采用 FT60 调制方法取代 SPWM 调制来减小结温。文献[69]研究了当风机系统低电压穿越时三电平中性点钳位变流器功率器件 IGBT 和 Diode 的热载荷不均衡问题, 并利用调制方法减缓这种不均衡问题。另外器件开关损耗还受门极驱动信号影响, 因此可以通过外部驱动电路设计调整开关驱动波形实现损耗控制^[71], 但是一般驱动电路的调节范围很有限, 并且有可能对变流器运行产生负面影响。

上述基于内部损耗控制的功率器件热载荷管理方法主要以常规电源和风电系

统为载体，其热载荷平滑的方向是明确的，而热载荷平滑的具体控制目标主要是通过影响功耗使得功率器件热载荷尽可能平滑，最好稳定在选取的某一温度值，或功率器件结温不超过设定的限值，大多缺乏更为明确的热载荷控制目标。然而这些热载荷管理方法应用于实际风力发电、光伏发电和牵引动力等功率波动程度较为复杂的领域，将引起一些问题：尽管热载荷水平和波动程度越低越好，但是较低的热载荷平滑目标将会使得调节行为较为频繁，有可能对变流器运行产生一定的负面影响，也有可能引起其他组件的可靠性问题；同时很难验证选取的控制目标是否合理，因为不计入外部环境因素变化的热载荷控制目标很难保证其是否能够提高功率器件的长期可靠性。因此需要研究功率器件热载荷的宏观管理方法，用于指导更为具体的热载荷管理行为。

1.2.3 目前存在的主要问题

IGBT 器件的失效是依赖于时间的疲劳损伤累积过程，其可靠性评估需计入多种因素的影响，进而研究其可靠性的改善措施。目前国内外研究学者提出了很多种研究方法，但是仍存在一些问题值得深入讨论。

① 基于故障率统计的可靠性评估方法能够反映某种环境下组件的实际故障率，但是统计结果很难用于指导基于可靠性的变流器设计；基于恒故障率模型的可靠性评估方法虽然能够反映一定外部条件对器件可靠性的影响，但是不适用于评估大功率器件稳定失效期的可靠性；基于 PoF 物理模型的可靠性评估方法能够建立复杂环境与器件可靠性的关系，但是现有文献大多只评估出功率器件的整体寿命消耗，很难为研究功率器件可靠性的改善措施提供更有针对性的参考。

本文在 PoF 故障物理模型的基础上，计入长期外部环境变化的情况下，研究功率器件长期热载荷及其长期可靠性的评估方法，用于指导研究功率器件可靠性的改善方法。

② 风机系统的功率平滑控制策略，能够间接减缓功率器件因功率波动而导致的热载荷波动程度，但是将牺牲一定的风能或增加额外硬件成本；外部散热系统一般只能调节功率器件的低频热载荷波动，而且调节范围有限；基于内部功率损耗控制的功率器件热载荷管理方法能够减缓器件的热载荷波动，但是其调节过程可能会对变流器运行会产生一定的影响，并且缺乏必要的宏观指导性策略。

本文主要基于功率损耗控制，探索如何在计入长期外部环境的影响，研究更具针对性的功率器件可靠性的改善措施，用于指导功率器件实时热载荷管理，有针对性减缓功率器件热载荷波动，降低功率器件寿命消耗，尽可能降低功率器件热载荷调节对变流器运行的影响。

1.3 论文研究的主要内容

本文在评估风电变流器中功率器件热载荷时，实现计入长期环境变化的影响，然后基于功率器件长时间热载荷多时间尺度分布特点，评估功率器件不同时间尺度的寿命消耗，进而研究改善风电变流器中功率器件可靠性的措施，论文的主要内容包括：

① 分析了风电变流器的功率输出特性，讨论了 IGBT 模块的功耗计算模型和热网络模型，并且基于电热比拟理论，提出了一种 IGBT 模块开关周期结温计算方法，并将迭代算法用于计算功率器件的基频周期结温，最后将结温迭代数值计算方法与 Infineon-IPOSIM 电热仿真、解析计算方法和基于红外热成像仪的 IGBT 结温测量方法进行结温数据的比较。

② 分析了风电变流器中 IGBT 模块热载荷的多时间尺度特性，建立了 IGBT 模块的多时间尺度寿命模型，分别对因多时间尺度热载荷而导致的寿命消耗进行评估，分析了多时间尺度寿命消耗分布特点，最后讨论了气温对功率器件不同时间尺度寿命消耗的影响。

③ 基于功率器件不同时间尺度寿命消耗分布特点，提出了一种用于指导功率器件热载荷管理行为的宏观策略，并以空间矢量调制序列为改变量，从功率器件寿命消耗和变流器电能质量两方面分析了空间矢量调制策略对变流器的影响，提出了一种基于风电场风速分布而切换调制策略的空间矢量混合调制方法。

2 风电变流器中功率半导体器件的热载荷评估

2.1 引言

根据第 1.2 节的阐述,功率半导体器件失效主要是因长期随机热载荷波动而导致的热疲劳损伤造成的,因此功率器件热载荷评估是评估其可靠性的先决条件,而功率器件的结温是其最重要的热载荷信息^[5,6,31]。然而在风电变流器中,功率器件的结温评估应计入长期(一般是以年为单位)风速和气温等外部环境变化的影响^{[5][6]}。因为时序风速的随机变化使得风机输出功率及器件损耗也跟着变化,导致器件结温也随机波动。然而受限于随机风况下器件结温评估的计算量大,耗时太长,目前常用的通过搭建功率器件电热特性电路的电热仿真方法^[72-75]和利用数学方程求解的解析计算方法^[76,77]很难从计算速度和计算精度上同时满足风电变流器中功率器件长期结温评估的要求。因此基于上述问题,本章将迭代算法引入到三相功率变流器中功率器件的结温评估,提出了一种用于风电变流器可靠性评估的功率器件结温数值计算方法。

本章首先分析了风电变流器中 IGBT 模块的功率损耗计算方法,然后在讨论 IGBT 模块一维等效 Foster 热网络模型的基础上,基于电热比拟理论,提出了一种 IGBT 模块开关周期结温计算方法,并利用迭代算法计算器件的基频周期结温,同时也讨论了结温迭代算法的收敛条件和退出条件,最后以 1.2 MW 单机直驱风力发电系统为例,将结温迭代数值计算方法与 Infineon-IPOSIM 电热仿真和解析计算方法所计算的结温数据进行数值比较,最后通过基于热成像仪的 IGBT 结温测量方法对其进行实验验证。

2.2 风电变流器中 IGBT 模块结温评估的流程

受限于功率器件长期结温评估的计算量,结温评估很难计入长期风速和气温等复杂外部环境变化的影响,主要是因为风速的随机波动使得结温无规则变化,并且风机系统不同时间常数的电气机械装置也将使得功率器件结温波动更加复杂^[5,6]。因此为了简化风电变流器中功率器件结温分析,一般需对器件结温无规则剖面进行简化^[5,6,39,40]。由于风电场中风速波动一般较慢,其波动周期远大于功率器件的热时间常数,因此可以忽略因风机系统电气机械装置时间常数的不同而引起的瞬态过程对功率器件结温剖面的影响,可将风机系统工况假设为一系列的稳态工况,而只考虑功率器件的稳态结温,因此器件长时间尺度结温评估可转为了不同风况下功率器件稳态结温的评估^[6,39,40]。与其他器件结温评估方法不同,文中所提出的结温数值计算方法将迭代算法用于处理复杂工况下功率器件的结温评估。

风电变流器中功率器件的结温评估过程如图 2.1：首先利用风机模型计算不同风速 v_{wind} 下风电变流器的电气参数(例如，变流器输出线电流 I ，基频 f_s 和风力发电机的输出线电压 U_g 等)，然后将电气参数用于计算 IGBT/二极管(Diode)的开关周期损耗 $P_t^{(k)}/P_d^{(k)}$ (k 指代具体的开关周期， $k = 1, 2, \dots, N$)。再将 $P_t^{(k)}/P_d^{(k)}$ 和环境温度 T_a 作为热网络模型的输入，计算 IGBT/Diode 的开关周期平均结温 $T_{tj}^{(k)}$ 和 $T_{dj}^{(k)}$ (将用于计算第 $k+1$ 个开关周期的平均功耗 $P_t^{(k+1)}/P_d^{(k+1)}$)。若一个基频周期 T_s 包含 N 个开关周期，则 IGBT 在一个基频周期内将包含 N 个开关周期结温。

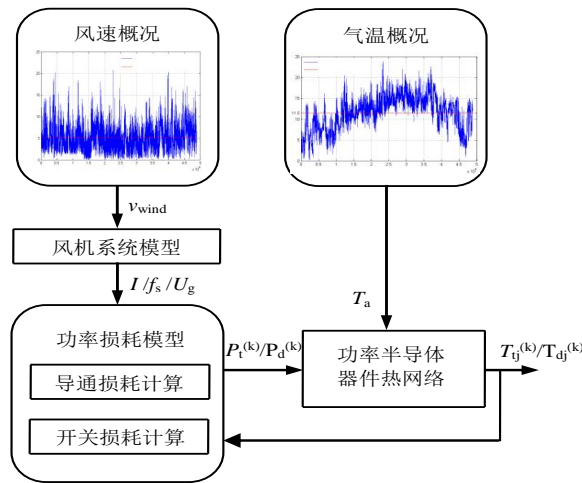


图 2.1 风电变流器中功率器件结温计算过程

Fig. 2.1. Diagram of the junction temperature calculation of power module

图 2.1 中长期结温评估过程主要包含三个模型：与风机系统功率输出和电气参数计算有关的风机系统模型、功率器件的功率损耗模型和功率器件的热网络模型，各个模型的具体内容如下：

2.2.1 风机系统功率输出特性

风机系统的变流器系统采用两电平背靠背结构，由发电机侧的变流器和电网侧的变流器构成，功率等级为 1.2 MW，如图 2.2。变流器中每个桥臂阀由两个 Infineon 型号为 FF1000R17IE4 的 IGBT 模块并联组成，表 2.1 为 1.2MW 直驱风机系统的参数^[78]。

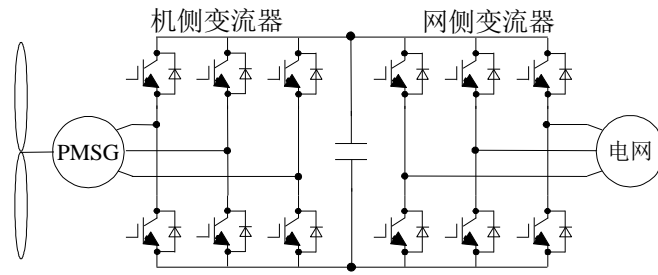


图 2.2 1.2MW 风电系统拓扑结构

Fig. 2.2 Topology of the 1.2MW wind turbine

表 2.1 1.2MW 风能转换系统参数

Tab.2.1 Parameters of 1.2 MW wind conversion system

参数	数值
额定功率/MW	1.2
切入运行风速/(m/s)	2.5
额定运行风速/(m/s)	10.5
切除停机风速/(m/s)	20
额定转速/r/min	20
极对数	48
电网线电压有效值/V	690
机侧额定线电压有效值/V	690
IGBT 开关频率/kHz	3
直流侧电压/V	1 100

图 2.2 中直驱风力发电系统，当风速 v_{wind} 大于切入风速 $v_{\text{cut_in}}$ 且小于额定风速 v_{rated} 时，采用最大功率跟踪控制；大于 v_{rated} 且小于切除风速 $v_{\text{cut_out}}$ 时采取恒功率输出控制，且假设风力机所捕获的风能完全由变流器系统输送到电网，则变流器系统的输出功率 P_t 的计算方程如式(2.1)^[91]。

$$P_t = \begin{cases} 0 & v_{\text{wind}} < v_{\text{cut_in}} \\ k_p v_{\text{wind}}^3 & v_{\text{cut_in}} \leq v_{\text{wind}} < v_{\text{rated}} \\ P_r & v_{\text{rated}} \leq v_{\text{wind}} \leq v_{\text{cut_out}} \\ 0 & v_{\text{wind}} > v_{\text{cut_out}} \end{cases} \quad (2.1)$$

式中 P_r 为额定功率，系数 k_p 与风机参数有关^[91]。在直驱风机系统中，网侧变流器工作频率为 50Hz，其端电压为箱变变压器低压侧的电压(一般为 690V)，而机侧变流器工作频率 f_g 和线电压 U_g 与实际风速 v_{wind} 有关，其可分别通过式(2.2)和(2.3)简化计算得到^[27]。

$$f_g = \begin{cases} 0 & v_{\text{wind}} < v_{\text{cut_in}} \\ K_{\text{fv}} v_{\text{wind}} & v_{\text{cut_in}} \leq v_{\text{wind}} < v_{\text{rated}} \\ K_{\text{fv}} v_{\text{rated}} & v_{\text{rated}} \leq v_{\text{wind}} \leq v_{\text{cut_out}} \\ 0 & v_{\text{wind}} > v_{\text{cut_out}} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$U_g = \begin{cases} 0 & v_{\text{wind}} < v_{\text{cut_in}} \\ K_{\text{fv}} K_{\text{uf}} v_{\text{wind}} & v_{\text{cut_in}} \leq v_{\text{wind}} < v_{\text{rated}} \\ K_{\text{fv}} K_{\text{uf}} v_{\text{rated}} & v_{\text{rated}} \leq v_{\text{wind}} \leq v_{\text{cut_out}} \\ 0 & v_{\text{wind}} > v_{\text{cut_out}} \end{cases} \quad (2.3)$$

式中系数 K_{uf} 和 K_{fv} 亦与风机参数有关。风力发电机输出功率与变流器中电压、电流的关系可以近似可以表示为式(2.4)^[27]。

$$I \approx \frac{P_t}{\sqrt{3}U_g \cos \varphi} \quad (2.4)$$

式中 U_g 表示变流器线电压有效值, I 为每相输入电流的有效值, φ 为功率因数角。本文功率器件结温评估及可靠性评估均以爱尔兰 Dublin 一年风速和气温的统计数据为基础(图 2.3), 风速和气温的记录单位为一分钟, 风速和气温的年平均值分别为 5.18m/s 和 11.5°C^[79]。

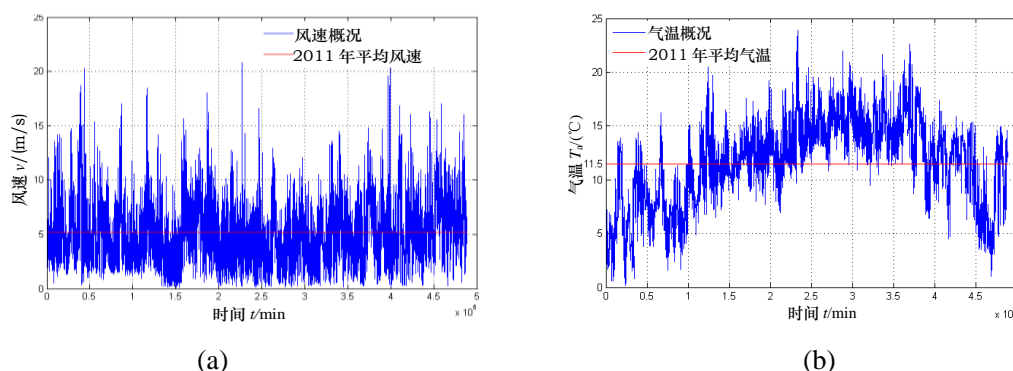


Fig. 2.3. 2011-2012 年 Dublin 的任务剖面: (a) 风速概况 (b) 气温概况

Fig. 2.3. Mission profiles in Dublin between 2011 and 2012: (a) wind speed, and (b) air temperature

2.2.2 变流器中 IGBT 模块的功率损耗模型

IGBT 模块的功耗包括 IGBT 功耗 $P_t^{(k)}$ 和 Diode 功耗 $P_d^{(k)}$ 。由于功率器件热网络相当于低通滤波器, 且器件开关周期远小于其时间常数, 因此可以将器件瞬时功耗求开关周期平均后作为热网络的输入^[75]。以 IGBT 开关周期平均功耗 $P_t^{(k)}$ 计算为例, $P_t^{(k)}$ 包括导通损耗 $P_{\text{tcond}}^{(k)}$ 、开通损耗 $P_{\text{ton}}^{(k)}$ 和关断损耗 $P_{\text{toff}}^{(k)}$, $P_{\text{tcond}}^{(k)}$ 的计算方程如式(2.5)所示^[73,75,77]。

$$P_{\text{tcond}}^{(k)} = \left[\left(a_0 T_{\text{vj}}^{(k-1)} + a_1 \right) I_c^{(k)} + \left(b_0 T_{\text{vj}}^{(k-1)} + b_1 \right) \right] I_c^{(k)} D^{(k)} \quad (2.5)$$

式中 $D^{(k)}$ 是 IGBT 第 k 个开关周期的占空比, 系数 a_0 、 a_1 、 b_0 和 b_1 是常数, 可通过拟合功率器件厂商所提供的 IGBT 模块数据手册中 I/V 输出特性曲线而得到, 并且

由式(2.5)还可知，本文是利用第 $k-1$ 个开关周期的 IGBT 结温计算第 k 个开关周期的导通损耗 $P_{\text{tcond}}^{(k)}$ ，因此计入了功率器件电热交互的影响。IGBT 第 k 个开关周期的开通损耗 $P_{\text{ton}}^{(k)}$ 和关断损耗 $P_{\text{toff}}^{(k)}$ 的计算可如式(2.6)和(2.7)而求得^[73,75,77,80]。

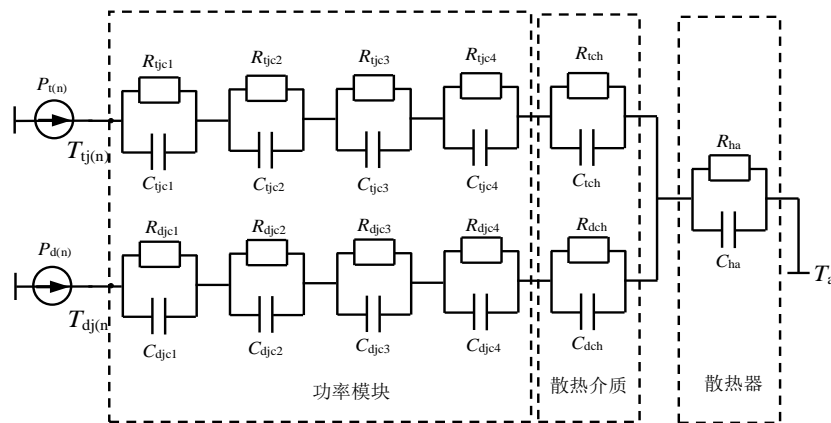
$$P_{\text{ton}}^{(k)} = \left(a_{\text{on}} \left(I_c^{(k)} \right)^3 + b_{\text{on}} \left(I_c^{(k)} \right)^2 + c_{\text{on}} I_c^{(k)} \right) \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{rated}}} f_{\text{sw}} \left(c_0 T_{\text{ij}}^{(k-1)} + c_1 \right) \quad (2.6)$$

$$P_{\text{toff}}^{(k)} = \left(a_{\text{off}} \left(I_c^{(k)} \right)^3 + b_{\text{off}} \left(I_c^{(k)} \right)^2 + c_{\text{off}} I_c^{(k)} \right) \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{rated}}} f_{\text{sw}} \left(d_0 T_{\text{ij}}^{(k-1)} + d_1 \right) \quad (2.7)$$

式中： a_{on} 、 b_{on} 、 c_{on} ，以及 a_{off} 、 b_{off} 、 c_{off} 为曲线拟合参数； c_0 、 c_1 、 d_0 和 d_1 是常数，可通过线性插值得到； U_{rated} 为器件数据手册开通和关断损耗测试的额定电压； f_{sw} 为器件开关频率； U_{dc} 为直流母线电压，并且在一个开关周期的电压波动几乎可以忽略不计，被当作是常值。由于开关周期远远小于变流器的基频周期，因此器件在一个开关周期内的电流波动可以被忽略，本文将每个开关周期中间时刻的电流选定为 $I_c^{(k)}$ ，即 $I_c^{(k)}$ 和 $D^{(k)}$ 在一个开关周期内被认为是恒定的。Diode 的开关周期平均功耗 $P_d^{(k)}$ 的计算方法与 $P_t^{(k)}$ 类似。

2.2.3 变流器中 IGBT 模块的热网络模型

目前，研究人员大多采用一维等效热网络预测功率器件的结温。一维热网络主要分为 Cauer 热网络模型和 Foster 热网络模型两类，Foster 热网络模型与 Cauer 热网络模型在 IGBT/晶体二极管(Diode)的结处具有相同的热瞬态特性，但是 Foster 热网络模型无需器件内部结构参数，其热参数值一般可直接从器件数据手册中得到，因此较为常用^[28]。本文功率器件的热网络模型亦采用 Foster 热模型。



$T_{\text{ij}}/T_{\text{dj}}$ 为 IGBT/二极管结温； $T_{\text{tc}}/T_{\text{dc}}$ 为 IGBT/二极管壳温； T_{h} 为散热片温度； T_{a} 为环境温度； $R_{\text{tjc}1-4}/R_{\text{djc}1-4}$ 为 IGBT/二极管结-壳热阻； $C_{\text{tjc}1-4}/C_{\text{djc}1-4}$ 为 IGBT/二极管结-壳热容； $R_{\text{tch}}/R_{\text{dch}}$ 为 IGBT/二极管壳-散热片热阻； $C_{\text{tch}}/C_{\text{dch}}$ 为 IGBT/二极管壳-散热片热容； R_{ha} 为散热片-环境热阻； C_{ha} 为散热片-环境热容； $P_{\text{t}}/P_{\text{d}}$ 为 IGBT/二极管开关周期平均功耗。

图 2.4 IGBT 模块热网络

Fig. 2.4 Thermal network of the IGBT modules

大功率 IGBT 模块一般由多个 IGBT 芯片及 Diode 并联构成，因此本文考虑一个 IGBT 模块内含有两个等效热源的情况。多层结构的 IGBT 模块一般是通过散热介质材料固定在散热器上，因此整个 IGBT 模块散热系统的热网络可看作 IGBT 内部热网络和散热器热网络串联构成的，其一维 Foster 热网络结构如上图 2.4 所示 [6,36]。

本文选用的功率器件是 Infineon 的 IGBT 模块，图 2.4 中结-壳热网络采用器件数据手册中给出的 4 阶 Foster 热网络^[81]；IGBT 和 Diode 壳-散热片热网络选用 1 阶 Foster 热网络，其参数可从 Infineon 器件数据手册得到；散热片-环境的热网络参考 Infineon-IPOSIM 软件中采用的 1 阶 Foster 热网络^[72]。在 IGBT 模块热网络中，硅热阻易受温度影响，但是硅热阻值在整个封装热阻中只占 2%~5%，在大多数情况下可以忽略温度对 IGBT 模块热阻的影响^[28]。因此在结温计算时，本文亦不考虑热网络模型中热阻值的变化。图 2.4 中 IGBT 模块热网络的参数如表 2.2 所示，表中 $\tau_{(tjc,i)}=R_{(tjc,i)} C_{(tjc,i)}$ 。

表 2.2 IGBT 模块热网络的相关参数

Tab. 2.2 Parameters related to heat network of the IGBT module

类别	IGBT	Diode
$R_{jc_1}/(K/kW)$	0.8	3
τ_{jc_1}/s	0.000 8	0.000 8
$R_{jc_2}/(K/kW)$	3.7	11.5
τ_{jc_2}/s	0.013	0.013
$R_{jc_3}/(K/W)$	17	30
τ_{jc_3}/s	0.05	0.05
$R_{jc_4}/(K/kW)$	2.5	3.5
τ_{jc_4}/s	0.6	0.6
$R_{ch}/(K/kW)$	9	18
τ_{jch}/s	1	1
$R_{ha}/(K/kW)$	0.047	
τ_{ha}/s	100	

2.3 IGBT 模块的结温数值计算方法

描述一维热传导物理过程与描述一维电传导特性的微分方程结构形式具有相似之处，因此可通过转换对应电热参数，将热网络问题转化为电网络问题，进而用电网络理论分析热网络问题，表 2.3 列举了部分电热参数之间的对应关系^[28]。

表 2.3 电热比拟对转换表

Tab. 2.3 Thermal-electrical analogy conversion table

电参数	热参数
电压 U/V	温度差 T/K
电流 I/A	热流 P/W
电量 Q/C	热能 Q_{th}/J
电阻 R/Ω	热阻 $R_{th}/(K/W)$
电容 C/F	热容 $C_{th}/(J/K)$

根据表 2.3 中电热参数对应关系,图 2.3 中的 IGBT 和 Diode 结-环境的温差计算可转为两个端点电压的计算,而电压可利用电网络理论中电源转移、基尔霍夫电流定律和全响应方程进行计算。本章提出的 IGBT 模块结温数值计算方法包括 IGBT 模块的开关周期结温计算和基频周期的结温计算。

2.3.1 IGBT 模块开关周期的结温计算

以第 k 个开关周期的 IGBT/Diode 结温 $T_{ij}^{(k)}/T_{dj}^{(k)}$ 计算为例,讨论开关周期结温计算方法, $T_{ij}^{(k)}/T_{dj}^{(k)}$ 的计算方程如式(2.8)和(2.9)。

$$T_{ij}^{(k)} = \sum_{i=1}^4 \Delta T_{tjc,i}^{(k)} + \Delta T_{tch}^{(k)} + \Delta T_{ha}^{(k)} + T_a \quad (2.8)$$

$$T_{dj}^{(k)} = \sum_{i=1}^4 \Delta T_{djc,i}^{(k)} + \Delta T_{dch}^{(k)} + \Delta T_{ha}^{(k)} + T_a \quad (2.9)$$

式中: $\Delta T_{tjc,i}^{(k)}/\Delta T_{djc,i}^{(k)}$ 是 IGBT/Diode 结-壳 Foster 热网络第 i 个 RC 并联单元的温差(i 为 1~4 的整数); $\Delta T_{tch}^{(k)}/\Delta T_{dch}^{(k)}$ 是 IGBT/Diode 壳-散热片的温差,而 $T_{ha}^{(k)}$ 是散热片-环境的温差; T_a 是环境温度。由式(2.8)和(2.9)可看出,只需计算出图 2.4 中各 RC 并联单元第 k 个开关周期的温差就可得出 $T_{ij}^{(k)}/T_{dj}^{(k)}$ 。

本文利用电网络理论计算图 2.4 中各 RC 并联单元第 k 个开关周期的温差,以 IGBT 结-壳 Foster 热网络中第 i 个 RC 并联单元的温差 $\Delta T_{tjc,i}^{(k)}$ 为例,其计算方程如式(2.10)。

$$\Delta T_{tjc,i}^{(k)} = P_t^{(k)} R_{tjc,i} \left(1 - e^{-\frac{T_{sw}}{\tau_{tjc,i}}}\right) + \Delta T_{tjc,i}^{(k-1)} e^{-\frac{T_{sw}}{\tau_{tjc,i}}} \quad (2.10)$$

式中: i 为 1~4 的整数; $R_{tjc,i}$ 为热阻; $\tau_{tjc,i}$ 为热时间常数; T_{sw} 为开关周期; $\Delta T_{tjc,i}^{(k-1)}$ 是第 $k-1$ 个开关周期的温差; $P_t^{(k)}$ 是第 k 个开关周期 IGBT 的平均功耗。由于芯片热容相当于低通滤波器,可以滤除结温波动高频部分,因此可以不考虑开关周期内的结温波动,将 IGBT 和 Diode 每个开关周期结束时刻的结温作为整个开关周期的结温。同理 IGBT 壳-散热片第 k 个开关周期的温差 $\Delta T_{tch}^{(k)}$ 可利用式(2.11)求得。

$$\Delta T_{tch}^{(k)} = P_t^{(k)} R_{tch} \left(1 - e^{-\frac{T_{sw}}{\tau_{tch}}}\right) + \Delta T_{tch}^{(k-1)} e^{-\frac{T_{sw}}{\tau_{tch}}} \quad (2.11)$$

由式(2.10)和(2.11)中可看出,第 k 个开关周期的温差利用第 k 个开关周期的功耗 $P_t^{(k)}$ 和第 $k-1$ 个开关周期的温差进行计算,而 $P_t^{(k)}$ 计算用到第 $k-1$ 个开关周期的结温 $T_{ij}^{(k-1)}$,另外根据式(2.5)-(2.7),在一个开关周期内, $P_t^{(k)}$ 可表示为第 k 个开关周期所有温差的线性函数,则式(2.10)可转换为式(2.12)。

$$\Delta T_{ij,i}^{(k)} = \sum_{m=1}^4 a_{ijc,i,m}^{(k)} \Delta T_{ijc,m}^{(k-1)} + a_{tch,i}^{(k)} \Delta T_{tch}^{(k-1)} + a_{tha,i}^{(k)} \Delta T_{ha}^{(k-1)} + b_{ijc,i}^{(k)} \quad (2.12)$$

式中系数 $a_{ijc,i,m}^{(k)}$, $a_{tch,i}^{(k)}$, $a_{tha,i}^{(k)}$ 和 $b_{ijc,i}^{(k)}$ 与功率器件电热参数有关,并且在每个开关周期可看作常量,因此式(2.11)可表示为:

$$\Delta T_{tch}^{(k)} = \sum_{m=1}^4 a_{tch,m}^{(k)} \Delta T_{ijc,m}^{(k-1)} + a_{tch}^{(k)} \Delta T_{tch}^{(k-1)} + a_{tha,ch}^{(k)} \Delta T_{ha}^{(k-1)} + b_{tch}^{(k)} \quad (2.13)$$

同理,Diode 第 k 个开关周期的温差 $\Delta T_{dj,i}^{(k)}$ 和 $\Delta T_{dch}^{(k)}$ 可表示为(2.14)和(2.15)。

$$\Delta T_{dj,i}^{(k)} = \sum_{m=1}^4 a_{dj,i,m}^{(k)} \Delta T_{dj,m}^{(k-1)} + a_{dch,i}^{(k)} \Delta T_{dch}^{(k-1)} + a_{dha,i}^{(k)} \Delta T_{ha}^{(k-1)} + b_{dj,i}^{(k)} \quad (2.14)$$

$$\Delta T_{dch}^{(k)} = \sum_{m=1}^4 a_{dch,m}^{(k)} \Delta T_{dj,m}^{(k-1)} + a_{dch}^{(k)} \Delta T_{dch}^{(k-1)} + a_{dha,ch}^{(k)} \Delta T_{ha}^{(k-1)} + b_{dch}^{(k)} \quad (2.15)$$

式(2.14)和(2.15)中所有开关周期温差均可通过式(2.10)和(2.11)类似计算得到。根据上述分析,首先根据 $T_{ij}^{(k-1)}$ 和变流器电气参数计算 $P_t^{(k)}$,再根据式(2.8)-(2.15)计算第 k 个开关周期的结温 $T_{ij}^{(k-1)}/T_{dj}^{(k-1)}$,因此所提结温评估方法考虑了器件电热交互的影响。为便于迭代算法的分析与讨论,本文用矩阵表示每个开关周期的温差,而 $\Delta T^{(k)}$ 是 11×1 的矩阵,如式(2.16)。

$$\Delta T^{(k)} = [\Delta T_1^{(k)} \quad \cdots \quad \Delta T_{11}^{(k)}]^T = [\Delta T_{ijc,1}^{(k)} \quad \cdots \quad \Delta T_{ijc,4}^{(k)} \quad \Delta T_{tch}^{(k)} \quad \Delta T_{dj,1}^{(k)} \quad \cdots \quad \Delta T_{dj,4}^{(k)} \quad \Delta T_{dch}^{(k)} \quad \Delta T_{ha}^{(k)}]^T \quad (2.16)$$

式(2.12)-(2.15)的系数同样用矩阵进行表示,如式(2.17)和(2.18),而 $\mathbf{a}_i^{(k)}$ 是个行向量,而 $\mathbf{b}_i^{(k)}$ 表示列向量。

$$\mathbf{a}_i^{(k)} = [a_{i,1}^{(k)} \quad \cdots \quad a_{i,11}^{(k)}] = [a_{ijc,i,1}^{(k)} \quad \cdots \quad a_{ijc,i,4}^{(k)} \quad a_{tch,i}^{(k)} \quad a_{dj,i,1}^{(k)} \quad \cdots \quad a_{dj,i,4}^{(k)} \quad a_{dch,i}^{(k)} \quad a_{ha,i}^{(k)}] \quad (2.17)$$

$$\mathbf{b}^{(k)} = [b_1^{(k)} \quad \cdots \quad b_{11}^{(k)}]^T = [b_{ijc,1}^{(k)} \quad \cdots \quad b_{ijc,4}^{(k)} \quad b_{tch}^{(k)} \quad b_{dj,1}^{(k)} \quad \cdots \quad b_{dj,4}^{(k)} \quad b_{dch}^{(k)} \quad b_{ha}^{(k)}]^T \quad (2.18)$$

根据上述分析,相邻开关周期内 IGBT 和 Diode 的所有温差存在线性关系,因此相邻开关周期内所有温差变量可表示为矩阵形式,如式(2.19)。

$$\Delta T^{(k)} = \mathbf{a}^{(k)} \cdot \Delta T^{(k-1)} + \mathbf{b}^{(k)} \quad (2.19)$$

式中 $\mathbf{a}^{(k)}$ 是 11×11 常量矩阵,而 $\mathbf{b}^{(k)}$ 是 11×1 常量矩阵,与变流器电热参数有关,根据式(2.19)可知,每个开关周期的温差计算均要用到上个开关周期的所有温差,开关周期结温计算计入了电热交互的影响。

2.3.2 IGBT 模块基频周期的结温计算

以图 2.4 热网络为对象,在 IGBT 开关周期结温计算的基础上,本节阐述所提出的 IGBT 基频周期结温计算。假设一个基频周期 T_s 含有 N 个开关周期 T_{sw} ,一个 IGBT 基频周期结温包含 N 个开关周期结温数据。

根据式(2.19),第 m 个基频周期第 1 个开关周期的开关周期温差 $\Delta T_{(m)}^{(1)}$ 需要用

到第 $m-1$ 个基频周期第 N 个开关周期的温差 $\Delta T_{(m-1)}^{(N)}$ (m 指代第 m 个基频周期), 而 $\Delta T_{(m)}^{(j)}, j=2, \dots, N$, 用到第 m 个基频周期的开关周期温差 $\Delta T_{(m)}^{(k-1)}$ 。由于在第 m 个基频周期内, 第 1 个开关周期温差计算与其他开关周期温差计算存在差异, 需要用到上个基频周期的温差, 因此相邻两个基频周期内 $11 \times N$ 的温差可通过一种矩阵方程进行表示, 如式(2.20)。

$$\begin{bmatrix} \Delta T^{(1)} \\ \vdots \\ \Delta T^{(i)} \\ \Delta T^{(i+1)} \\ \vdots \\ \Delta T^{(N)} \end{bmatrix}_{(m)} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & a_{(m-1)}^{(N)} \\ \hline 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T^{(1)} \\ \vdots \\ \Delta T^{(i)} \\ \Delta T^{(i+1)} \\ \vdots \\ \Delta T^{(N)} \end{bmatrix}_{(m-1)} + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ \hline a_{(m)}^{(i)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & a_{(m)}^{(i)} & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & a_{(m)}^{(N-1)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T^{(1)} \\ \vdots \\ \Delta T^{(i)} \\ \Delta T^{(i+1)} \\ \vdots \\ \Delta T^{(N)} \end{bmatrix}_{(m)} + \begin{bmatrix} b^{(1)} \\ \vdots \\ b^{(i)} \\ b^{(i+1)} \\ \vdots \\ b^{(N)} \end{bmatrix}_{(m)} \quad (2.20)$$

同时可将式(2.20)表示为矢量矩阵的形式:

$$\Delta T_{(m)} = A_1 \Delta T_{(m-1)} + A_2 \Delta T_{(m)} + B_{(m)} \quad (2.21)$$

式中, $\Delta T_{(m)} = [\Delta T_{(m)}^{(1)T} \dots \Delta T_{(m)}^{(k)T} \dots \Delta T_{(m)}^{(N)T}]^T$ 是 $11N \times 1$ 的列向量, 而 $\Delta T_{(m)}^{(k)T}$ 表示第 m 个基频周期内第 k 个开关周期的温差矩阵。式(2.20)矩阵方程的系数矩阵可表示为式(2.21)和(2.22)。

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & a_{(m-1)}^{(N)} \\ \hline 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ \hline a_{(m)}^{(i)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & a_{(m)}^{(i)} & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & a_{(m)}^{(N-1)} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

式中: A_1 为下三角矩阵, A_2 为高度稀疏的上三角矩阵, 且 A_1 和 A_2 对角元素为 0 而 $B_{(m)}$ 在第 m 个基频周期是常系数矩阵, 它们的矩阵元素值与式(2.12)-(2.15)中的

系数有关。 $\mathbf{I}-\mathbf{A}_2$ 是非奇异的下三角矩阵， \mathbf{I} 是 $11N \times 11N$ 的单位矩阵。

$$\Delta T_{(m)} = (\mathbf{I} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{A}_1 \Delta T_{(m-1)} + (\mathbf{I} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{B}_{(m)} \quad (2.24)$$

根据式(2.24)可知，所提出的结温数值计算方法满足迭代算法的特性，因此结温评估可利用迭代算法进行求解。式(2.24)中 $(\mathbf{I}-\mathbf{A}_2)^{-1}\mathbf{A}_1$ 是非奇异的 Gauss-Seidel 矩阵，谱半径 $\rho[(\mathbf{I}-\mathbf{A}_2)^{-1}\mathbf{A}_1] < 1$ 是矩阵迭代形式(2.24)和任意初始向量 $\Delta \mathbf{T}^{(0)}$ 产生的迭代序列 $\Delta \mathbf{T}_{(m)}$ 收敛的充要条件^[82]。另外本文通过 Matlab-m 程序来获取 IGBT/Diode 的结温，相邻两个基频周期的温差矩阵满足式(2.25)时，迭代程序退出计算。

$$\|\Delta T_{(m)} - \Delta T_{(m-1)}\|_{\infty} \leq \varepsilon \quad (2.25)$$

式中： ε 是任意小的正数。功率器件的结温计算流程如图 2.5 所示。结温迭代数值计算分为两个循环：一是开关周期循环计算；二是基频周期循环计算。开关周期循环计算结束条件是 N 个开关周期 IGBT 和 Diode 结温全部计算，而基频周期循环计算结束条件是满足式(2.25)。Matlab-m 程序首先计算器件开关周期功耗，且所用温度为上个开关周期的 IGBT/Diode 结温，再根据功耗结果计算开关周期温差，进而计算结温，一直开关周期循环计算至图 2.5 中 $k=N$ ，结束本次开关周期结温循环。然后，检验相邻迭代周期所有开关周期温差是否满足式(2.25)所示退出条件，若不满足则进行下一次基频周期结温循环计算，直到满足精度要求。

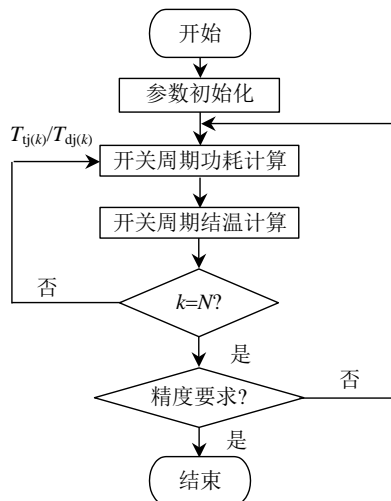


图 2.5 结温迭代计算流程图

Fig. 2.5 Flow chart of the junction temperature iterative calculation

2.4 结温数值计算方法的数值比较

本文以 1.2MW 直驱风机系统为例，将所提结温数值计算方法评估的 IGBT 模块结温与 Infineon 电热仿真软件 IPOSIM^[72]和解析计算方法的评估结果进行比较。

由于 Infineon 公司官方提供的 IPOSIM 电热仿真软件是以 Infineon 测试数据为依据, 结温评估精度较高, 可以作为基准^[83]。文献[76]中解析计算方法在计算结温波动 ΔT_j (最大结温 T_{jmax} 和最小结温 T_{jmin} 的差) 和平均结温 T_m (最大结温 T_{jmax} 和最小结温 T_{jmin} 之和的 1/2) 时, 未考虑散热片热网络的影响。为了便于结温评估方法的比较, 本节忽略散热片的温度波动, 设定散热片温度为 50°C 。

本节对公式(2.24)中 Gauss-Seidel 矩阵 $(\mathbf{I}-\mathbf{A}_2)^{-1}\mathbf{A}_1$ 的谱半径 $\rho[(\mathbf{I}-\mathbf{A}_2)^{-1}\mathbf{A}_1]$ 进行计算, 经 MATLAB 程序计算, 不同风速下谱半径 $\rho[(\mathbf{I}-\mathbf{A}_2)^{-1}\mathbf{A}_1]$ 为 0, 主要是与矩阵 \mathbf{A}_2 高度稀疏有关, $\rho[(\mathbf{I}-\mathbf{A}_2)^{-1}\mathbf{A}_1] < 1$, 因此满足结温迭代收敛条件, 理论上可以计算对应风速下 IGBT 模块结温。根据结温数值计算方法的收敛条件, 矩阵迭代形式(2.24)和初始向量 $\Delta \mathbf{T}^{(0)}$ 产生的迭代序列 $\Delta \mathbf{T}^{(m)}$ 是否收敛与 $\Delta \mathbf{T}^{(0)}$ 无关。根据电热仿真时, 图 2.4 热网络中各个 RC 单元起始时刻的温差决定迭代法的初始向量 $\Delta \mathbf{T}^{(0)}$ 。由于电热仿真热网络起始时刻的温差均为 0, 本节初始向量 $\Delta \mathbf{T}^{(0)}$ 亦取为零向量。

图 2.6 是风机系统处于额定功率输出时, IPOSIM 和结温数值计算方法评估的 IGBT 和 Diode 结温。由于解析计算方法很难计算完整的 IGBT 模块基频结温, 因此仅对 IPOSIM 和结温数值计算方法所计算的基频结温数据进行比较, 选取结温计算 2 s 以后一个基频周期的 IGBT/Diode 结温与 IPOSIM 结温进行比较, 而图 2.6 中横坐标不代表具体的时间刻度。从图 2.6 可以看出, 结温数值计算的 IGBT 和 Diode 结温曲线与 IPOSIM 几乎重合, 结温计算精度较高。因此, 结温迭代数值计算方法能以较高的精度计算器件任意结温信息, 包括结温波动 ΔT_j 和平均结温 T_{jm} 等。图 2.7 和图 2.8 为利用结温数值计算方法、IPOSIM 和解析计算方法所计算的不同风速下 IGBT 模块的最大结温 T_{jmax} 和最小结温 T_{jmin} 。

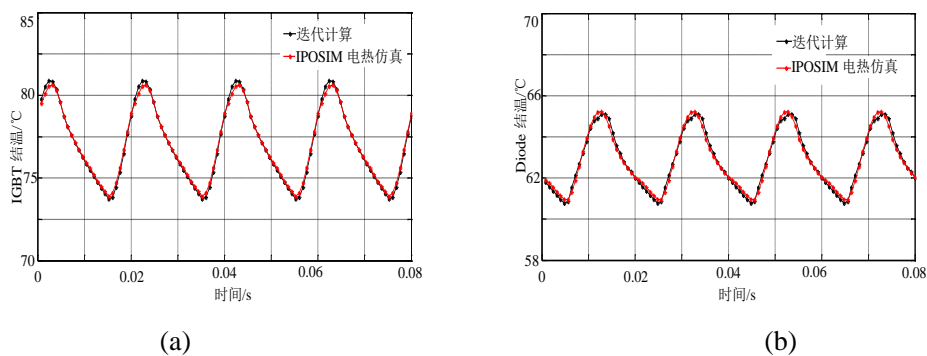


Fig. 2.6. IGBT 模块芯片结温对比: (a) IGBT (b) 二极管

Fig. 2.6. Comparison of IGBTs junction temperature: (a) IGBT, and (b) diode

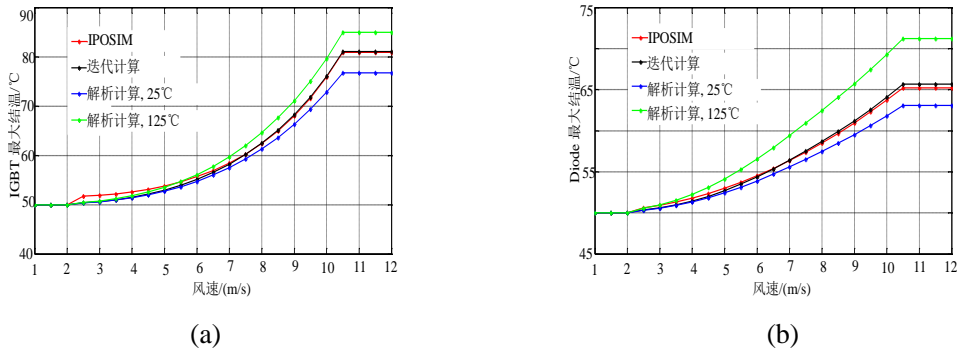


Fig.2.7. 风速 v_{wind} 与 IGBT 模块的最大结温之间的关系: (a) IGBT (b) 二极管

Fig. 2.7. Comparison of IGBTs maximum junction temperature: (a) IGBT, and (b) diode

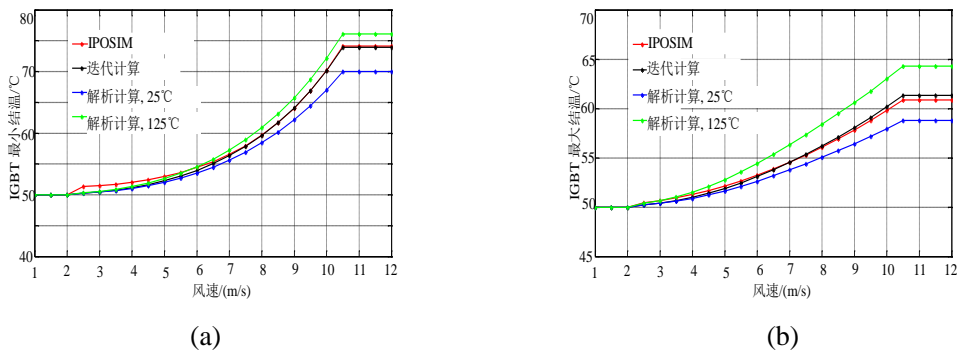


Fig. 2.8. 风速 v_{wind} 与 IGBT 模块的最小结温之间的关系: (a) IGBT (b) 二极管

Fig. 2.8. Comparison of IGBTs minimum junction temperature: (a) IGBT, and (b) diode

由图 2.7 和 2.8 可知，结温数值计算的数据曲线与 IPOSIM 电热仿真结温曲线几乎重合，因此所提出的结温数值计算方法计算精度较高。在功率器件结温计算时，所用计算机处理器是 E1200(Celeron Dual Core 1.6 GHz)^[84]，迭代计算需要约 30 ms，而 IPOSIM 软件需约 20 min，因此迭代计算速度优势非常明显。然而风机所处外部环境的气温是不断变化的，以爱尔兰 Dublin 为例^[79]，一年中气温最大值与最小温相差接近 20°C，实际气温不同时段相差比较大，因此结温计算应考虑环境气温变化。若风速和气温以 1min 为记录单位，一年将有近 50 万个风况，采用 IPOSIM 电热仿真需要一年多才能计算出所有工况下器件结温，而结温迭代程序自动计算和自动导出数据，只需 20 min 左右，计算速度优势非常明显。

对于 25°C 和 125°C 的解析计算方法，在计算功耗时，式(2.5)-(2.7)中与温度有关的量在所有开关周期全部取 25°C 或 125°C，因此没有计入电热交互的影响。因此利用 25°C 和 125°C 的解析计算方法评估的 IGBT 模块结温曲线与 IPOSIM 评估的 IGBT 模块结温曲线重合度很低，尤其是在高风速区域。图 2.7 和 2.8 中解析计算的 IGBT 模块最大结温与 IPOSIM 评估的数据差接近 10 °C，这样有可能对功率器件寿命评估结果产生较大的负面影响。

2.5 结温数值计算方法的实验验证

根据第 1.2 节的阐述,功率器件失效主要是因热载荷冲击引起的各层材料热应力不均衡而导致的,因此功率器件内部温度场的测量与评估是可靠性研究的关键部分,而目前测量方法主要分为电学测温法、物理接触测温法和光学测温法^[85-88]。

① 电学测温法(又称 TSP(Temperature Sensitive Parameters)温敏参数法):是利用某些电学参量例如饱和压降 V_{cesat} 、饱和电流 I_{css} 和栅极阈值电压 V_{GEth} 等,与 IGBT 结温之间的相关性,通过实时测量这些电学参数而间接测量结温的方法。以小电流下 IGBT 饱和压降为例,IGBT 在导通小电流时,结温与饱和压降之间存在较高的线性关系(图 2.9 为 Infineon 型号为 FF75R12RT4 的 IGBT 模块 T_j - V_{cesat} 关系曲线),因此可通过检测小电流下 IGBT 的饱和压降而间接测量其结温。TSP 温敏参数法间接测量的是 IGBT 模块内部芯片的平均结温,饱和压降测量时易受 IGBT 工作电压电流的干扰,难于在线准确测量出 IGBT 的结温波动。

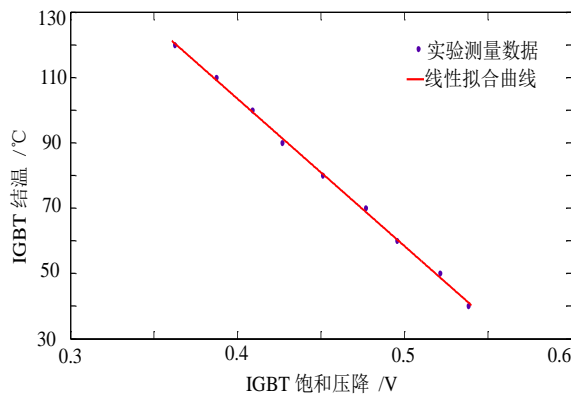


图 2.9 T_j - V_{cesat} 关系曲线

Fig2.9 Relation curve of T_j and V_{cesat}

② 物理接触测温法:将热敏元件(例如热电偶或 NTC(Negative Temperature Coefficient)负系数热敏电阻等)焊接在 IGBT 芯片表面或 DCB 铜板上,IGBT 模块内部温度变化将影响热敏元件的电信号输出,因此根据热敏元件输出参量与温度之间的相关性可以测量其结温。然而该方法测量的是 IGBT 封装内部单点的温度,响应时间较长,同时热敏元件的安装可能对 IGBT 模块的运行产生较大的影响。

③ 光学测温法:目前常用的光学测温装置例如红外热成像仪、红外传感器和红外显微镜等,通常采用光学系统成像并接收辐射能量,利用反射光子的辐射能量与照射温度的对应关系而测量物体表面温度。由于红外热成像仪能够快速准确测量出物体表面的温度场,因此应用也最为广泛。红外热成像仪虽然能够准确测量出 IGBT 芯片表面的高频结温波动,但是需将 IGBT 模块内部硅胶移除,将影响功率模块的绝缘性能,因此大多数情况下该方法仅适用于实验研究。

综上所述，红外热成像仪能够准确测量出 IGBT 模块内部的开关周期结温，因此本节将基于红外热成像仪测量的 IGBT 结温数据与所提方法评估的数据进行比较，进一步验证所提结温数值计算方法的准确性。

2.5.1 基于红外热成像仪的 IGBT 结温在线测量实验平台

文中基于红外热成像仪的 IGBT 结温在线测量是以三相功率变流器为测试平台（图 2.10）。为避免变流器控制策略对结温测量的影响，变流器采用 PWM 开环控制，IGBT 模块驱动板的六路 PWM 输入信号由 DSP 提供；变流器中功率器件后级为 LC 滤波器，并且负载为纯电阻性，变流器的运行参数如表 2.4。

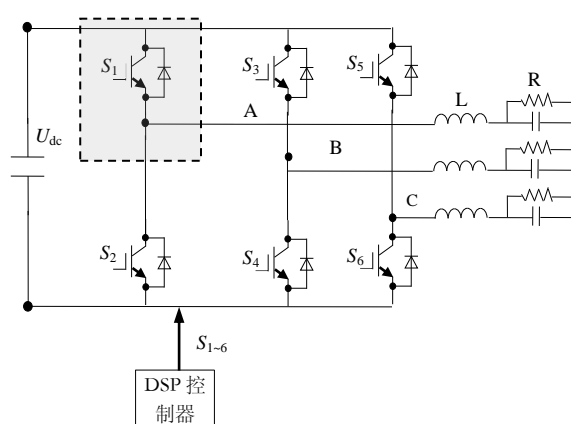


图 2.10. 三相功率变流器

Fig. 2.10. Three-phase power converter

表 2.4 功率变流器相关参数

Tab.2.4 Related parameters of power converter

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	200
调制比 M	0.5
开关频率/kHz	4.95
负载电阻 R/Ω	4.4
电感 L/mH	1.1
电容 $C/\mu F$	20

在图 2.10 中，A、B 和 C 相三个桥臂由三个分立 IGBT 模块构成，每个桥臂模块固定在一个表面涂有导热硅胶的风冷散热器上； S_1 为测试模块，芯片温度用于数据比较，采用富士电机型号为 2MBI75VA-120-50 的开封 IGBT 模块(图 2.11(a))，该桥臂模块由两个 IGBT 芯片和两个 Diode 芯片构成^[89]。为了红外热成像仪的温度

准确测量，IGBT 模块内部封装的硅胶被完全移除，同时为了保证 IGBT 芯片表面发射率的一致性从而准确获取 IGBT 芯片的温度场，在 IGBT 和 diode 芯片表面涂一层黑色油性颜料(图 2.11(a))，黑颜料的发射率设定为 0.98。

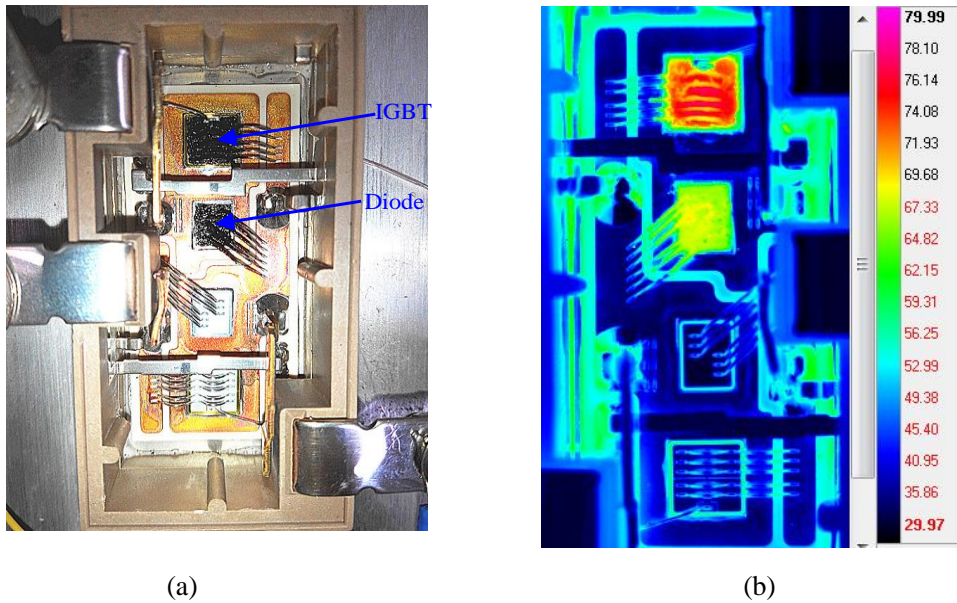


Fig.2.11. (a) 开封并移除硅胶的功率模块 (b) 红外成像

Fig. 2.11. (a) The unencapsulated power module free of gel, and (b) infrared imaging

为了便于结温数值计算方法的验证，减少散热器对结温评估的影响，本节通过 K 型热电偶实时测量 IGBT 和 diode 芯片底部的壳温，从而忽略壳-环境的热传导过程。K 型热电偶固定在 IGBT 模块壳底部，其位置正对开关 S_1 中 IGBT 和 diode 芯片的中心点。另外本文温度测量装置采用 FLIR 公司型号为 SC7700M 的红外热成像仪(图 2.12)，适用于中波长波长范围为 $1.5 - 5\mu\text{m}$ 的温度测量，温度测量只需将镜头对准开封的 IGBT 模块后聚焦，便可通过 Altair 软件测量出芯片表面温度场。由于结温数值计算方法评估的是 IGBT 和 diode 芯片表面有效面积的虚拟平均结温，因此对热成像仪测量的芯片表面温度场数据求平均后，再与结温数据的比较。

本文利用示波器监测变流器输出电流、开关 S_1 的占空比和壳温等电气参量，并基于所提出的结温数值计算方法在设定的工况下评估 IGBT 模块的结温轨迹，并与基于热成像仪测量 IGBT 和 diode 芯片表面的平均结温进行数据比较，用于验证所提结温评估方法的准确性。

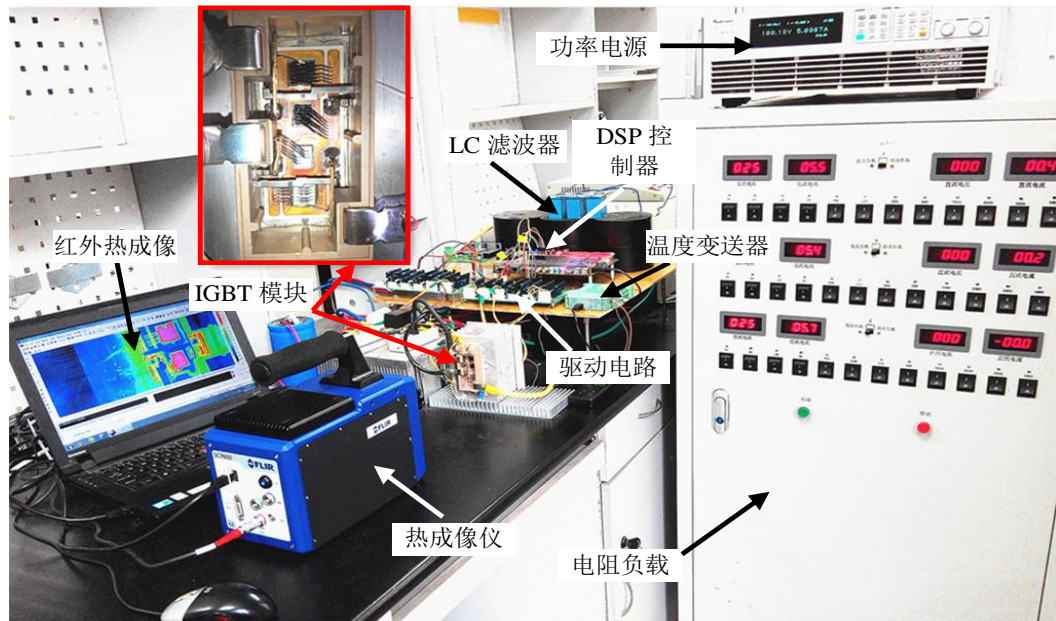
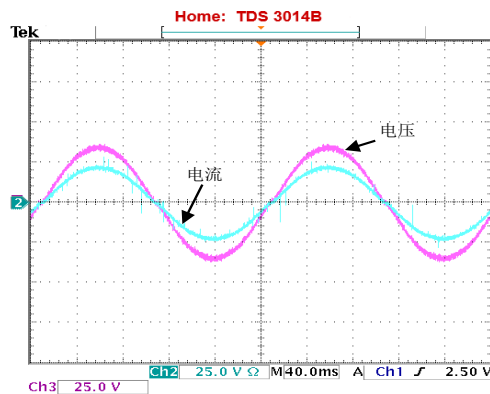


图 2.12. 基于红外热成像仪的 IGBT 结温测试平台

Fig. 2.12. Test bench of the IGBT junction temperature for infrared camera

2.5.2 基于红外热成像仪测量 IGBT 结温数据的实验比较

本文选取了三个运行工况：输出频率分别为 5Hz、10Hz 和 50Hz，而图 2.10 中三种工况下其他参数均一致。图 2.13 为三种工况下滤波器电感电流和负载电压波形。图 2.14-2.16 分别为三种输出频率下，基于结温数值计算方法和基于热成像仪的 IGBT 结温测量方法所评估的 IGBT 和 Diode 结温曲线。为了综合考虑测量精度和数据分析量，三种工况下热成像仪的帧频分别设定为 100Hz、100Hz 和 500Hz (每秒分别能够捕获 100 和 500 张热成像图片)。



(a)

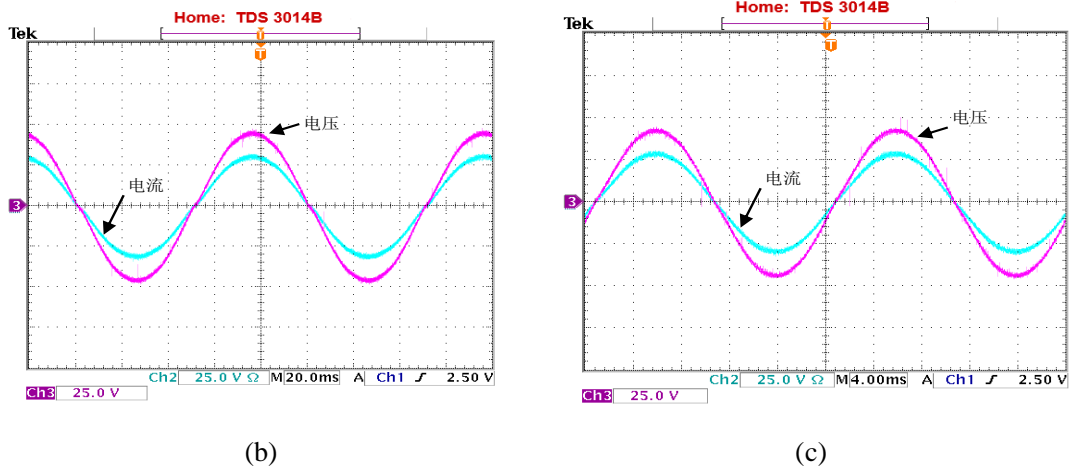


Fig.2.13. 滤波器电感电流和负载电压: (a) 5Hz (b) 10Hz (c) 50Hz

Fig. 2.13. Current of the filter inductance and voltage of load: (a) 5Hz, (b) 10Hz, and (c) 50Hz

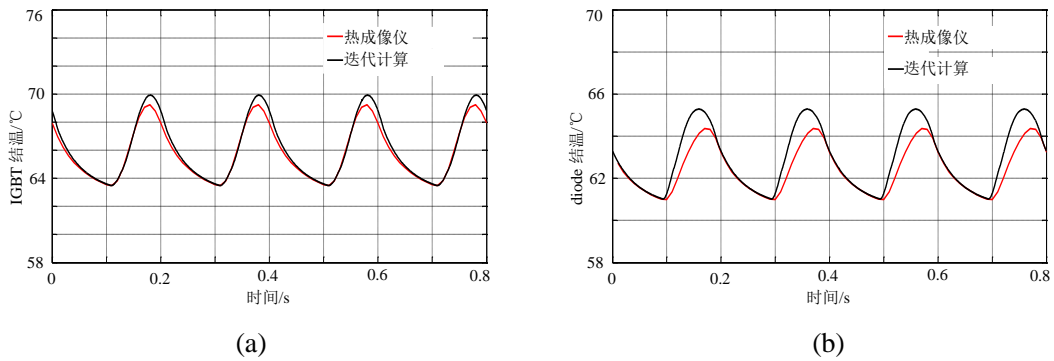


Fig.2.14. 输出频率为 5Hz 下 IGBT 模块结温的比较: (a) IGBT (b) 二极管

Fig. 2.14. Comparison of the IGBT junction temperature when the output frequency of power converter is 5 Hz: (a) IGBT, and (b) diode

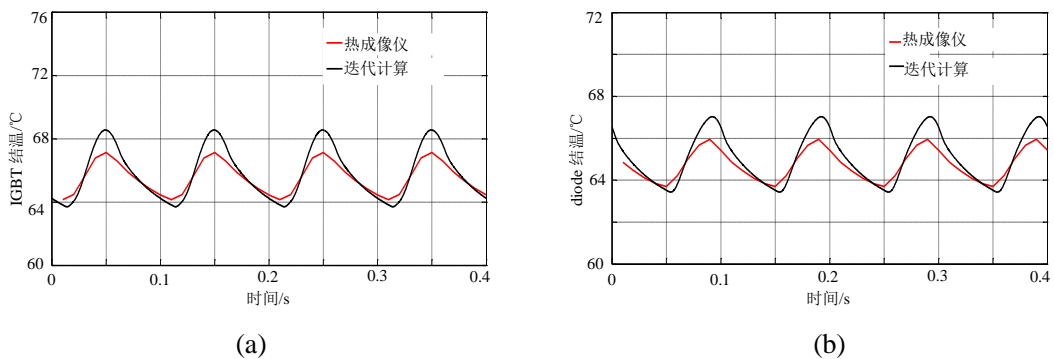


Fig.2.15. 输出频率为 10Hz 下 IGBT 模块结温的比较: (a) IGBT (b) 二极管

Fig. 2.15. Comparison of the IGBT junction temperature when the output frequency of power converter is 10 Hz: (a) IGBT, and (b) diode

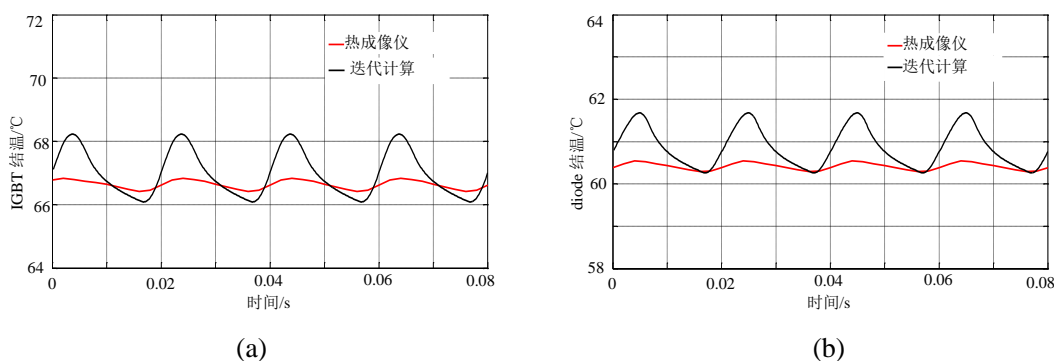


Fig.2.16. 输出频率为 50Hz 下 IGBT 模块结温的比较: (a) IGBT (b) 二极管

Fig. 2.16. Comparison of the IGBT junction temperature when the output frequency of power converter is 50 Hz: (a) IGBT, and (b) diode

如图 2.14-2.16，变流器输出频率越高时，IGBT 和 diode 的结温波动越低；通过三种工况下 IGBT 和 diode 结温数据的比较，变流器输出频率越高，与基于热成像仪测量的 IGBT 和 diode 结温相比，在设定的工况下利用结温数值计算方法评估的结温数据与之重合程度越低。为了进一步定量比较结温数值计算方法的评估精度，以最大结温 T_{jmax} 和结温波动 ΔT_j 为对象，给出了三种工况下 IGBT 和 diode 每个基频周期内最大结温和结温波动数据，如表 2.5。

表 2.5 IGBT 模块结温

Tab.2.5 Junction temperature of IGBT Modules

输出频率	类别	结温数值	热成像仪	差值
5Hz	IGBT 最大结温/°C	69.8575	69.23	0.6275
	IGBT 结温波动/°C	6.4725	5.75	0.7225
	Diode 最大结温/°C	65.2678	64.37	0.8978
	Diode 结温波动/°C	4.2527	3.38	0.8727
10Hz	IGBT 最大结温/°C	68.5485	67.14	1.4085
	IGBT 结温波动/°C	4.8487	2.99	1.8587
	Diode 最大结温/°C	67.1226	65.94	1.1826
	Diode 结温波动/°C	3.3527	2.2	1.1527
50Hz	IGBT 最大结温/°C	68.2262	66.84	1.3862
	IGBT 结温波动/°C	2.1383	0.42	1.7183
	Diode 最大结温/°C	61.6763	60.54	1.1363
	Diode 结温波动/°C	1.4184	0.25	1.1684

由表 2.5 可知, 结温数值计算的 IGBT 和 diode 结温数据与基于热成像仪测量的 IGBT 和 diode 结温数据的绝对误差均在 2°C 以内, 但是与图 2.14-2.16 存在的问题相同, 即当变流器输出频率为 5Hz 和 10Hz 时, 所提出的结温数值计算方法能够保持较高评估精度, 而当输出频率为 50Hz 时, 两种方法评估的结温数据差值较大, 存在的问题有可能归因于结温数值计算方法所采用的 Foster 热网络: 一是有可能与热网络结构有关, 一个基频周期内器件结温波动与热网络的热时间常数有关, 由于多层结构 IGBT 模块热网络的热时间常数一般不超过 1s, 并且在一般情况下, 热时间常数越大而结温波动越小, 因此利用 Foster 热网络很难评估较小的结温波动; 二是有可能和热网络阶数和参数的提取过程有关, Foster 热网络阶数和参数提取过程中拟合误差均会对结温评估结果产生影响。

为了不计入热时间常数对结温计算的影响, 本文以一个基频周期内功率器件的平均结温为比较变量, 当输出频率为 50Hz 时, 结温数值计算方法评估的和基于热成像仪测量的一个基频周期内 IGBT 的平均结温分别为 67.1571°C 和 66.63°C , 而 diode 对应的平均结温分别为 60.9671°C 和 60.415°C , 两种方法下 IGBT 和 diode 的平均结温差值均在 0.5°C 以内, 精度得到了提高。因此上述因素的存在, 有可能使得结温数值计算方法难以评估较小的功率器件结温波动, 但是结温数值计算方法仍能以较低的计算误差评估功率器件的结温。

文献[86]和[87]同样是将热成像仪的 IGBT 结温测量数据作为验证标准, 文献[86]在设定的工况下所提结温评估方法与热成像仪评估数据相比, 结温绝对误差在 2°C 到 5°C 左右; 文献[87]同样将热成像仪评估数据作为验证标准, 但是所评估的结温曲线与热成像仪测量数据重合度较差, 结温最大绝对误差达到了 10°C 。因此综合比较, 文中所提出的结温数值计算方法能够相对快速准确评估出 IGBT 和 diode 的结温。然而图 2.14-2.16 和表 2.5 虽然对所提出的结温数值计算方法进行了一定验证, 但是两种方法下 IGBT 结温曲线重合程度仍存在一些不足, 精度有进一步提高的可能, 而两种结温方法的比较精度取决于以下几个因素:

① 文中所引用的功耗模型是通过拟合产品数据手册中输出特性曲线和开关损耗曲线而线性插值得到的, 在对数据曲线进行采点, 参数拟合和插值时, 随机因素较大, 将影响 IGBT 和 diode 的功耗计算结果, 很难计入实际驱动电阻、驱动电压和芯片温度场等因素对 IGBT 模块损耗的影响, 因此为了提高结温评估精度, 可进一步采用更为准确的器件损耗模型, 并且计入上述因素的影响;

② 本文通过测量 IGBT 和 diode 芯片中心点所对应的壳温, 而利用结温数值计算方法评估其结温, 但是因 IGBT 模块多芯片温度场耦合、模块封装或散热器内部气流而导致的导热不均衡等因素的影响, IGBT 模块基板的表面温度是不同一的即不同点的壳温存在差异, 因此将影响结温数值计算方法的评估结果;

③ 热成像仪温度场测量的精度与测量物体表面的发射率有很大关系，而发射率与物体材料、表面粗糙度和厚度等因素有关，因此为了提高热成像仪的测量精度，可通过发射率校正实验对黑色油性颜料的实际发射率进行测量，这样将提高热成像仪的测试精度。

因此通过计入上述影响因素并对结温数值计算方法和热成像仪测量方法进行改进，两种方法所评估的 IGBT 模块的基频结温轨迹重合程度预期将会得到提高，这样将进一步验证文中所提结温数值计算方法的准确度。

2.6 本章小结

为了评估风电变流器中 IGBT 模块的长期热载荷，本章提出了一种功率器件结温数值计算方法。本章首先分析了风电变流器中 IGBT 模块结温评估过程，主要包括风机系统输出功率特性分析、IGBT 模块功耗计算模型和热网络模型的构建等；然后基于电热比拟理论，提出了 IGBT 模块开关周期结温和基频周期结温的计算方法；最后将数值计算的功率器件结温通过与电热仿真、解析计算方法和基于热成像仪的 IGBT 结温在线测量方法进行对比。结果表明：

① 与电热仿真和解析计算方法的结果对比，结果表明，所提出的功率器件结温数值计算方法的结温计算速度优于电热仿真；与解析计算方法比，迭代法结温计算精度高；

② 与基于红外热成像仪的 IGBT 结温测量数据比较，本章所提结温评估方法计算的 IGBT 温度与实验结果吻合程度很好，在一定程度上验证了所提方法的准确性；

③ 变流器输出频率越高，与基于热成像仪测量的 IGBT 和 diode 结温相比，利用结温数值计算方法评估的结温数据与之重合程度越低，这主要有可能与热网络结构和参数的提取过程有关。

本章为计入外部环境变化的功率器件长期热载荷及可靠性评估，提供了一种新的研究方法，基于所提出的结温评估方法而计算出的热载荷数据，进而评估功率半导体器件的可靠性将是下一章的研究内容。

3 风电变流器中功率半导体器件的可靠性评估

3.1 引言

根据第 1 章的阐述,功率器件的可靠性主要与所承受的随机热载荷有关,因此目前大多数相关文献基于功率器件热载荷,利用 PoF 故障物理模型和累积损伤模型所建立的可靠性模型,评估因随机热载荷而导致的功率器件寿命消耗。相关文献在计入短时间风况^[37,38],或只计入长时间风况下器件某一热载荷信息^[39-41],或在计入长期环境变化的情况下,评估器件的整体寿命消耗^[5,6,42]。然而目前这些基于 PoF 故障物理模型的 IGBT 模块可靠性评估很难为研究提高功率器件的可靠性提供更有针对性的参考。由于在风电变流器中功率器件的长期热载荷具有多时间尺度的分布特性,不同时间尺度的热载荷将导致不同的功率器件寿命消耗,并且会呈现不同的分布规律,因此评估功率器件不同时间尺度的寿命消耗,有可能提出更具针对性的功率器件可靠性改善措施。基于上述考虑,在第 2 章所提出的功率器件热载荷评估方法的基础上,本章提出了一种计入外部环境变化的功率器件多时间尺度寿命评估模型。

本文首先分析了风电变流器中 IGBT 模块热载荷的多时间尺度分布特点,然后基于结温数值计算方法讨论了功率器件的多时间热载荷获取方法,进而建立了 IGBT 模块的多时间尺度寿命模型,评估了机侧和网侧变流器中 IGBT 模块的多时间尺度寿命消耗,并对功率器件不同时间尺度寿命消耗特点进行分析,最后分析了长期气温波动对功率器件不同尺度寿命消耗的影响。

3.2 风电变流器 IGBT 模块可靠性的多时间尺度评估

本节首先分析 IGBT 模块热载荷的多时间尺度特性,讨论功率器件多时间尺度热载荷的获取方法,并建立了 IGBT 模块的多时间尺度寿命评估模型。

3.2.1 风电变流器中 IGBT 模块多时间尺度寿命评估流程

根据第 2 章的阐述,风电变流器中 IGBT 模块的热载荷与风速和气温等外部环境有关,而无规则的热-机应力将加剧功率器件的热疲劳损伤,累积后将导致器件失效,因此风电变流器中 IGBT 模块的寿命评估应该考虑风机系统所处长长期(一般是一年以上)外部环境的影响。本章在考虑长时间风速和气温的情况下,重点研究器件热载荷的多时间尺度寿命评估模型。

根据第 2 章所提出的结温数值计算方法的假设条件,忽略因风机系统电气机械装置的不同时间常数而导致的瞬态变化过程对功率器件热载荷的影响,将风机系统工况假设为一系列的稳态工况。基于上述假设,可将风电变流器中功

率器件的热载荷进行多时间尺度划分,可分别为开关周期、基频周期和低频周期尺度的热载荷,如图 3.1。

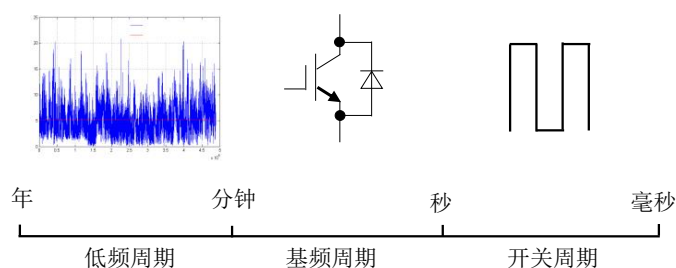


图 3.1 长时间热载荷的多时间尺度分布

Fig.3.1 Multi-time Scale distribution of the long-term thermal cycling

低频周期结温波动是因风速随机波动而产生的结温波动,波动周期一般为几十秒到几百秒,而基频即风电变流器的输出频率,基频结温波动与变流器的工作状态有关,波动周期一般为几十毫秒到几百毫秒^[6]。与低频结温波动相比,基频结温波动的幅值较低,波动的周期较短,而结温波动的循环次数较多。另外,在一个开关周期内,IGBT 存在开关动作,因此也存在开关频率的温度波动。然而 IGBT 结温波动与频率有关,一般频率越高,温度波动越小,开关频率一般是几千赫兹,开关频率温度波动非常小。文献[22][91]指出,非常小的温度波动对 IGBT 寿命几乎不影响,因此本文在 IGBT 模块多时间尺度寿命评估中忽略结温的开关周期波动,只考虑低频周期和基频周期热载荷对器件寿命消耗的影响。

设 m 为基频周期和低频周期划分的临界值,它受风速记录单位和第 2 章中假设条件的影响。由于风速在较长时间内变化较大,因此 m 值不应过大;然而受限于风速的记录数据和文中的假设条件, m 也不应过小,因为当 m 较小时就需考虑风机系统瞬态过程对功率器件结温的影响。因此综合考虑上述因素,将 m 设定为一分钟,并且在每个运行状态内假设风速是不变的。

本章所提出的功率器件多时间尺度寿命评估流程如图 3.2:以 Dublin 一年中风速和气温数据为基础,首先根据风机参数(切入风速 v_{cut_in} 和额定风速 v_{rated} 等)计算不同风速 v_{wind} 下风电变流器的电气参数,然后结合变流器运行参数(例如开关频率 f_{sw} 、直流侧母线电压 U_{dc} 等)和气温 T_a 利用所提出的结温数值计算方法计算 IGBT 和 Diode 的结温 T_{tj} 和 T_{dj} 。当 IGBT 模块的长时间结温获取后,将长时间热载荷分为基频周期结温和低频周期结温,最后通过所建立的 IGBT 模块寿命模型分别评估因低频结温波动和基频结温波动而消耗的功率器件寿命消耗。

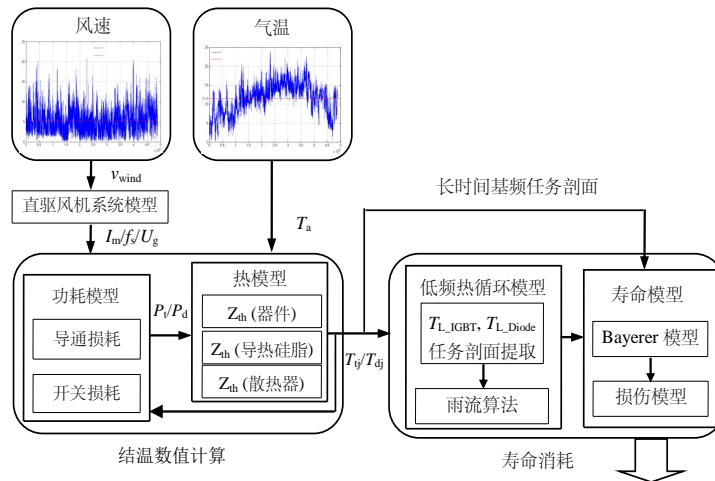


图 3.2 风电变流器中功率器件寿命评估流程图

Fig.3.2 Flow-chart of lifetime evaluation of power devices in the wind power converters

3.2.2 IGBT 模块的多时间尺度热载荷

根据第 2 章阐述，风力发电机侧输出电压和电流的频率与风机系统运行参数和风速 v_{wind} 有关，功率器件热载荷受变流器功率输出影响，因此热载荷循环周期与变流器电气参量输出周期相等。当忽略风机系统瞬态特性对 IGBT 模块热载荷的影响时，可得到变流器一系列稳态工况下器件热载荷。基频周期热载荷的幅值、波动频率以及频次与一系列稳态工况下风速有关，是个相对独立的量，不反映风电场中风速的时序性。基于第 2 章中所提的热载荷评估方法，可获取所有稳态工况下功率器件的热载荷，包括其波动幅值、频率及频次等信息。图 3.3 为风速、机侧变流器输出频率及其频次的分布。

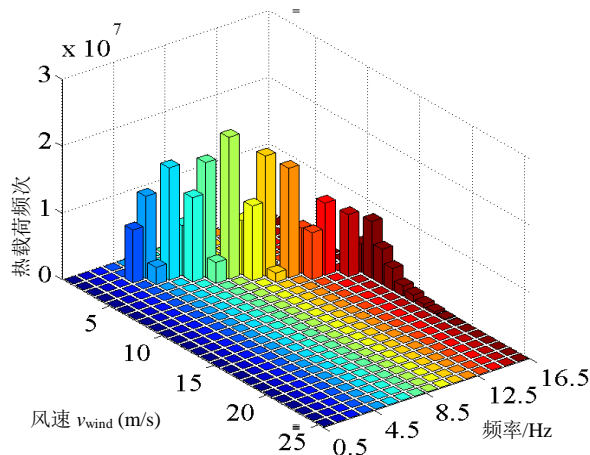


图 3.3 风速、机侧变流器输出频率及其频次的分布

Fig.3.3 Wind speed, frequency of in the generator side converter and its number

由图 3.3 可知, 机侧 IGBT 模块的基频热载荷主要分布在基频较低的低风速区域, 而高风速区域下热载荷的频率较高但是频次相对较低。这主要与 Dublin 风电场的风速分布有关, Dublin 风电场属于低风速风电场, 年平均风速为 5.18m/s, 风速主要集中在低风速区域。为了进一步分析风电场中功率器件基频热载荷的分布特点, 以机侧变流器中 Diode 为例, 本文给出其最大结温 T_{jmax} 、最小结温 T_{jmin} 、热循环次数 N_n 和风速的一个四维切面图, 图 3.4 中颜色表征热循环次数 N_n 的大小。

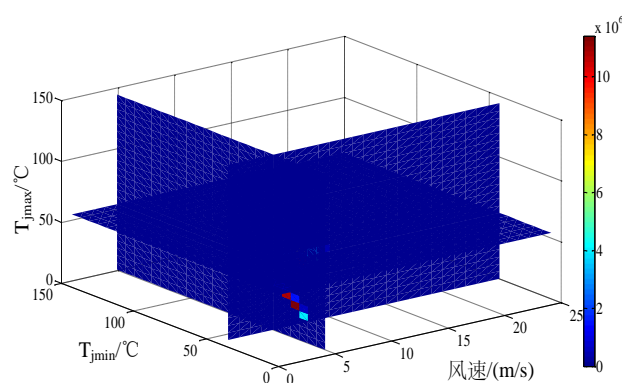


图 3.4 机侧 Diode 的基频数据

Fig.3.4 Fundamental frequency dates of Diode in the generator side converter

从图 3.4 可以看出, 机侧 Diode 结温主要集中在低风速区域, 且这一区域 Diode 频次、结温值较低而频次较高, 因此验证了图 3.3 分析结果的合理性。另外, 在每个风况下, IGBT 在一个基频周期内具有一个稳态平均结温、最大结温和最小结温, 将这三个结温信息作为一数据组。以一分钟为记录单位, 一年中风电变流器具有不到 50 万个运行工况, 因此具有不到 50 万组 IGBT 结温数据对。为了获取低频周期的器件热载荷, 首先对器件 50 万个时序的平均结温进行极点提取, 判断其最大极点和最小极点, 而当平均结温为最大极点时, 取结温的最大值 T_{jmax} , 当平均结温为最小极点时, 取结温的最小值 T_{jmin} , 这样就可以获取器件的低频结温(如图 3.5), 因此低频周期结温表征的是风电场中风速的时序性和波动程度。

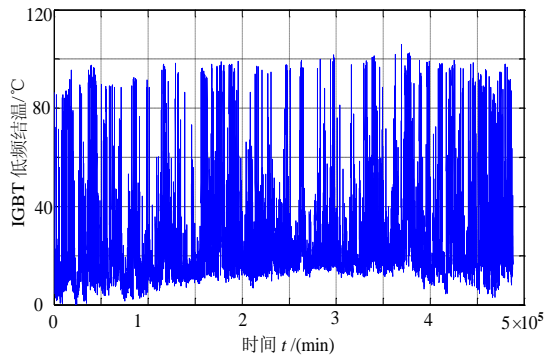


图 3.5 机侧 Diode 的低频结温

Fig.3.5 Low frequency junction temperature of Diode in the generator side converter

为了评估因低频周期结温而导致的功率器件寿命消耗，需对无规则的连续的低频周期热载荷经雨流算法处理，得到一系列离散的数据信息，包括结温的波动幅值、热载荷循环周期及波动次数等，图 3.6 为经雨流算法处理后机侧 Diode 的低频周期结温及其波动次数的分布柱状图。

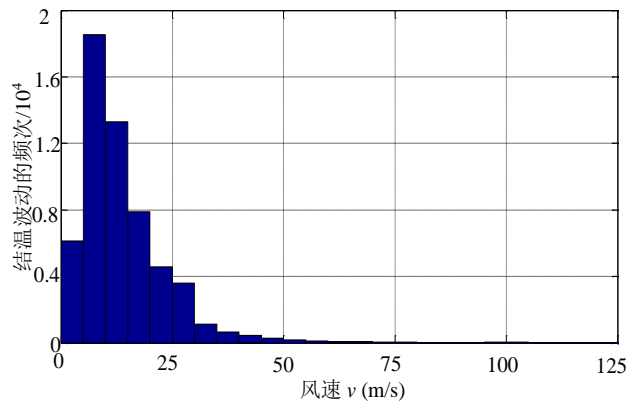


图 3.6 机侧 Diode 的低频结温分布

Fig. 3.6 distribution of low frequency junction temperature of Diode in the generator side converter (CGe).

由图 3.5 和 3.6 可知，器件的低频结温反映了外部环境对功率器件热载荷的影响，具有随机性和不确定性，并且波动幅值范围较大；低频周期结温波动存在大幅值，波动次数较小，但是结温波动幅值较小而波动次数较大。

综上所述两种时间尺度的结温波动具有不同的分布特点，将导致功率器件不同的寿命消耗，因此可以通过建立多时间尺度的寿命模型分别评估两种热载荷导致的功率器件寿命消耗。

3.2.3 IGBT 模块的多时间尺度寿命模型

根据第 1.2 章的阐述，多层结构 IGBT 模块的失效主要因各层材料的热膨胀系数的差异性，而形成的不同程度的压缩或拉伸，长期累积后导致的热疲劳失效。为了探索外部条件对 IGBT 模块寿命的影响，在多个热循环条件下需对 IGBT 模块进行加速老化试验(Accelerated Degradation Testing, ADT)，然后利用不同功率器件的加速老化实验寿命数据，基于解析方程而建立循环失效周期数 N_f 与外部条件之间关系的解析寿命模型，用于评估功率器件的寿命。根据考虑的外部影响因素不同，解析寿命模型有多种表达形式，例如 Coffin-Manson 模型、Coffin-Manson-Arrhenius 模型和 Bayerer 模型等^[3,28,92,93]。

在解析寿命模型中，Coffin-Manson 模型只考虑了器件温度波动 ΔT_j 对器件寿命的影响，然而根据欧洲 LESIT 项目对不同器件制造商的 IGBT 模块进行老化试验，结果表明，功率器件的寿命不仅与在一个热冲击周期内的结温波动幅值 ΔT_j 有关，也与其平均值 T_m 有关。因此在 Coffin-Manson 模型的基础上，解析寿命模型又引入了 Arrhenius 法则，寿命模型如式(3.1)^[92]：

$$N_f = A_1 \cdot \Delta T_j^{-n_1} \cdot \exp\left(\frac{E_a}{k} \cdot \frac{1}{T_m}\right) \quad (3.1)$$

式中 $N_f(T_m, \Delta T_j)$ 表示在 ΔT_j 及 T_m 下的功率循环失效周期数；参数 A_1 、 n_1 由试验数据拟合获得， E_a 为激活能量常数， k 为波尔兹曼常数。然而根据焊料疲劳模型可知，热冲击的循环时间和频率等因素也对其寿命有影响，因此 IGBT 模块的寿命模型还应计入其他参量对器件寿命的影响，不同的器件制造商提出了不同的解析模型^[31,93]。Bayerer 模型是 Infineon 公司对 IGBT 第四代不同功率等级的 IGBT 模块进行加速老化试验而得到的寿命模型，它主要考虑的变量是在一个热循环周期的结温波动 ΔT_j ，最小结温 T_{jmin} ，加热时间 t_{on} ，每个铝键合线通过电流的有效值 I ，功率模块电压 U (单位是 $U/100$)和铝键合线的直径 D ，其表达式如(3.2)^[93]。

$$N_f = k \left(T_{jmax} - T_{jmin} \right)^{\beta_1} e^{\frac{\beta_2}{T_{jmin} + 273}} t_{on}^{\beta_3} I^{\beta_4} U^{\beta_5} D^{\beta_6} \quad (3.2)$$

表 3.1 Bayerer 模型的相关参数

Tab.3.1 Related parameters of Bayerer model

参数	数值
k	9.3e14
β_1	-4.416
β_2	1285
β_3	-0.463
β_4	-0.716
β_5	-0.761
β_6	-0.5

Bayerer 模型能够反映多个电气参量对器件寿命的影响，但是解析模型只能反映有限个工况条件下功率器件所承受的热循环次数，因此为了评估变工况条件下功率器件的寿命消耗，一般采用线性累积损伤模型，评估不同热循环条件下 IGBT 的累积寿命消耗，如式(3.3) [5,6,37]。

$$CL_{IGBT} = \sum_{n=1}^N \frac{N_n}{N_{f,n}} \quad (3.3)$$

式中 $N_{f,n}$ 是利用解析寿命模型计算得到的第 n 次热循环所对应的循环失效周期数，而 N_n 是其所对应的热循环次数。当功率器件热疲劳损伤累积到一定程度即 CL_{IGBT} 等于 1 的时候，表明 IGBT 将失效。

本章所提出的器件多时间尺度寿命评估模型将用于评估基频周期热载荷和低频周期热载荷而导致的寿命消耗。由于 Bayerer 模型是以不同类型的 Infineon 功率器件为老化对象，进而建立的解析寿命模型，而本文选用的器件是 Infineon 公司生产的型号为 FF1000R17IE4 的 IGBT 模块，因此选取 Bayerer 模型作为评估功率器件寿命消耗的可靠性模型是非常合理的。

因基频周期热载荷而消耗的器件寿命 CL_{IGBT_F} 可直接利用式(3.2)和(3.3)计算得， T_{jmax} 和 T_{jmin} 是一个基频周期内器件结温的最大值和最小值， t_{on} 为 $1/(2f_s)$ (f_s 是基频，在网侧变流器中 f_s 为 50Hz，在机侧变流器中 f_s 与风速有关)， I 是每个键合线流过电流的有效值(风电变流器中线电流有效值的 1/96，因为 FF1000R17IE4 中 IGBT 的键合线数量是 96)， V 等于 17， D 为 300 μ m。由于每个风速下风力发电系统的运行状态持续时间为一分钟，则式(3.3)中 N_n 热循环的次数，等于 $60f_s^{[6]}$ 。一年内不到 50 万个风况，首先计算每个风况下器件基频周期热载荷导致的寿命消耗，再根据线性累积损伤模型计算得到整体的基频寿命消耗。

对于因低频周期结温而导致的器件寿命消耗 CL_{IGBT_L} 的计算，首先获取器件的低频周期结温，进而经过雨流算法处理就可直接得到式(3.2)和(3.3)中每个热循环下所有电热参量的值，而式(3.2)所需其他参数值，例如模块键合线数、模块阻塞电压和键合线直径等，与基频周期寿命消耗计算是一致。另外 IGBT 的整体寿命消耗可通过式 (3.4) 计算得到，即两种时间尺度寿命消耗的累积。

$$CL_{IGBT} = CL_{IGBT_F} + CL_{IGBT_L} \quad (3.4)$$

基于解析寿命模型和线性累积损伤模型的 IGBT 可靠性评估模型是确定性寿命评估模型，一般只能用于评估 IGBT 或 Diode 某种失效形式下组件的寿命消耗。对于一个功率模块系统而言，由于其包含 IGBT 和 Diode 芯片，系统的寿命一般取决于系统内部最薄弱环节的寿命^[21,94]。在不考虑 IGBT 模块内部芯片不确定因素的前提下，功率器件系统的寿命可由式(3.5)计算得到。

$$1/CL_{IGBTs} = \min\{1/CL_{IGBT}, 1/CL_{Diode}\} \quad (3.5)$$

3.3 IGBT 模块的多时间尺度寿命消耗的评估结果

基于所提出的 IGBT 模块多时间尺度寿命评估方法，以爱尔兰 Dublin 一年内风速和气温为基础，分别评估机侧和网侧 IGBT 模块因低频结温波动和基频结温波动而消耗的寿命，并解析其分布规律。

3.3.1 IGBT 模块可靠性的多时间尺度评估

根据图 3.1 风电变流器多时间尺度寿命评估方法，表 3.2 为 IGBT 模块不同时间尺度下功率器件的寿命消耗。

表 3.2 IGBT 模块的年寿命消耗

类别	CL_L	CL_F	CL_L+CL_F	寿命/年
机侧 IGBT	4.18%	0.3%	4.48%	20.83
机侧 Diode	16.61%	19.11%	35.72%	2.8
网侧 IGBT	7.44%	0.1%	7.54%	13.26
网侧 Diode	3.22%	0.011%	3.231%	30.95

为了验证器件寿命评估结果的合理性，本节将 IGBT 模块寿命评估结果与文献评估结果进行比较。本节在考虑变流器长期随机载荷的基础上评估 IGBT 模块的寿命，机侧 IGBT 模块为 2.8 年，网侧 IGBT 模块为 13.26 年，而文献[6]机侧和网侧 IGBT 模块的评估结果分别为 1.51 年和 17.8 年，数据处于同一数量级。文献[11]和[31]评估网侧 IGBT 模块的寿命，分别为 28.5 年和 22 年，文中评估结果与之处于同一数量级。因此在一定程度上验证了所评估数据的合理性。

从表 3.2 中可以看出，机侧 IGBT 模块的寿命为 2.8 年，而网侧 IGBT 模块的寿命为 13.26 年，机侧变流器中 IGBT 模块寿命较低；网侧 IGBT 模块和机侧 IGBT 模块均存在因低频结温波动而导致的寿命消耗，而两者的寿命消耗主要区别在于因基频结温波动而导致的寿命消耗。这主要与 IGBT 和 Diode 基频结温的波动幅度有关。图 3.7 分别为风速 v_{wind} 与机侧和网侧 IGBT/Diode 基频结温波动及最大结温的关系曲线(气温是年平均气温 11.5°C)。

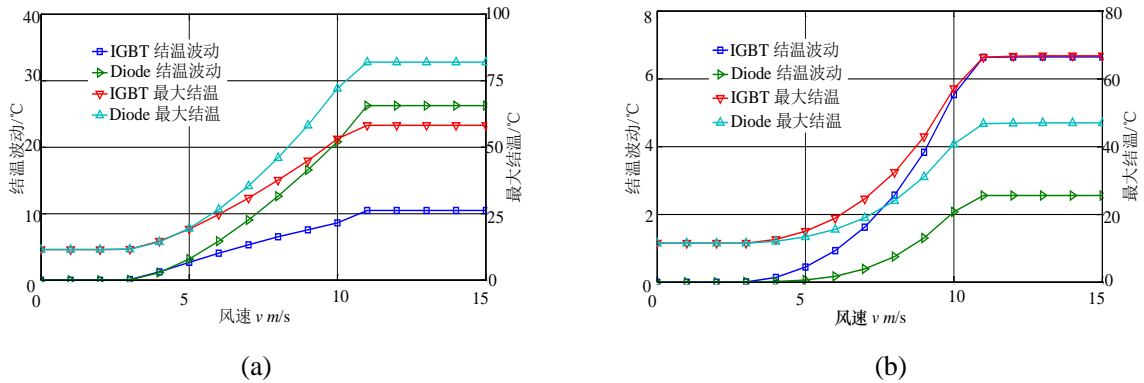


Fig. 3.7. 风速 v_{wind} 与 IGBT 模块的结温之间的关系: (a) 机侧 IGBT 模块 (b) 网侧 IGBT 模块

Fig. 3.7. Comparison of IGBTs junction temperature: (a) IGBT modules in the CGe, and (b) IGBT modules in the grid side converter (CGr).

从图 3.7 可以看出,在算例工况下,各个风速下机侧 Diode 比 IGBT 的结温波动和最大结温都要大,且最大值处在额定风速与切除风速之间,此时 IGBT 的结温波动为 10.5°C , Diode 的结温波动为 26.3°C ,而 IGBT 的最大结温为 58.2°C , Diode 的最大结温为 81.9°C 。图 3.7(b)中最大值亦在额定风速与切除风速之间,网侧 IGBT 的结温波动为 6.6°C ,网侧 Diode 的结温波动为 2.6°C ,而 IGBT 最大结温为 66.7°C , Diode 的最大结温为 50°C 。由于基频结温波动的幅度受变流器的输出频率影响,当变流器输出频率较低时,基频结温波动幅度较大。文献[6]风机系统的机侧额定频率为 20Hz ,机侧 IGBT 基频结温波动将近 30°C ,而网侧变流器输出频率为 50Hz ,基频结温波动在 10°C 左右,使得两者因基频结温波动而导致的寿命消耗存在较大差距。本文直驱风机系统中机侧变流器的最大输出频率为 16Hz ,与网侧变流器 50Hz 相比,频率更低,因此表 3.2 中机侧 IGBT 模块和网侧 IGBT 模块的基频寿命消耗差距亦较大。

3.3.2 IGBT 模块多时间尺度寿命消耗的分布规律

根据第 3.2 节阐述,不同时间尺度的热载荷将导致不同的功率器件寿命消耗分布,因此在 3.3.1 评估的不同时间尺度整体的寿命消耗的基础上,本节主要通过对不同时间尺度寿命消耗的分布进行分析,研究其分布规律,从而为研究更具针对性的功率器件可靠性改善措施提供参考。

图 3.10 分别是风速频率分布、机侧和网侧 IGBT 模块因基频周期结温而导致的寿命消耗的分布曲线。另外为了定量分析大于阈值风速 v_{th} 的风速区域中风速概率 $p(v_{wind} > v_{th})$ 与功率器件寿命消耗 $CL_{F_CGe}(v_{wind} > v_{th})$, $CL_{F_CGr}(v_{wind} > v_{th})$ (CGe 和 CGr 指代机侧和网侧变流器中 IGBT 模块)的关系,本节统计在大于 v_{th} 的风速区间内,其风速的概率 $p(v_{wind} > v_{th})$ 及器件寿命消耗在因全风速区域基频结温波动而消耗的器件寿命的比例 $CL_{F_CGe}(v_{wind} > v_{th})/CL_{F_CGe}$, $CL_{F_CGr}(v_{wind} > v_{th})/CL_{F_CGr}$, 如表 3.3。

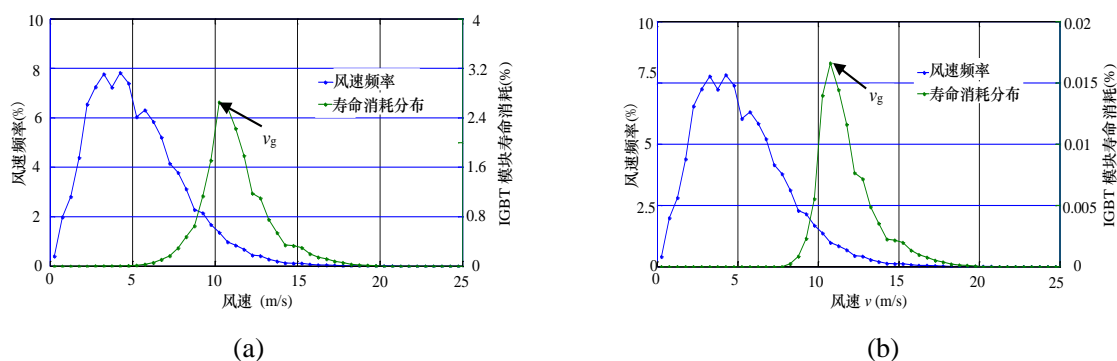


Fig. 3.10. IGBT 模块基频寿命消耗分布和风速分布: (a) 机侧 IGBT 模块 (b) 网侧 IGBT 模块
 Fig. 3.10. Distribution of the wind speed and the lifetime consumption of IGBT modules: (a) IGBT modules in the CGe, and (b) IGBT modules in the CGr.

表 3.3 风速概率及 IGBT 模块基频寿命消耗的比例

Tab.3.3 Wind speed probability and percentage of its lifetime consumption
 Of power devices due to Fundamental frequency junction temperature

阈值风 速 v_{th}	$p(v_{wind}>v_{th})$	$CL_{F_CGe}(v_{wind}>v_{th})$ / CL_{F_CGe}	$CL_{F_CGr}(v_{wind}>v_{th})$ / CL_{F_CGr}
3	76.62%	100%	100%
4	61.63%	99.98%	100%
5	46.42%	99.94%	100%
6	34.08%	99.73%	100%
7	23.02%	98.89%	100%
8	15.07%	96.48%	100%
9	9.66%	90.60%	99.4%
10	5.81%	75.69%	91.48%
11	3.47%	48.38%	60.61%

从图 3.10 和表 3.3 中可以看出, 风速概率分布和器件寿命消耗的分布是严重不对等的, 风速主要集中在低风速区域, 而功率器件寿命主要消耗在高风速区域。机侧和网侧 IGBT 模块在变流器临近额定功率输出时(图 3.10 中拐点风速设定为 v_g), 因基频结温波动而消耗的寿命较高。大于 v_g 的风速区间, 其风速的概率及在这一风速区间内器件所消耗的寿命在总的基频寿命消耗中所占的比例较高, 其中风速频率为 5.81%, 而机侧和网侧 IGBT 模块的寿命消耗占比分别为 75.69% 和 91.48%。为了降低 IGBT 模块因基频结温波动而消耗的寿命, 可以在大于拐点风速 v_g 的高风速区域时, 通过针对性措施(例如, 改变开关频率和调制方式等)降低器件

损耗和结温波动，可降低因基频结温波动而消耗的使用寿命消耗，并且只需改变风电变流器全年 5.81% 的运行状态。

为了定量分析机侧和网侧 IGBT 模块因低频周期结温而导致的寿命消耗，图 3.11 为低频周期寿命消耗分布。由图 3.11 可知，因大幅值低频结温波动而消耗的寿命远大于因小幅值低频结温波动而消耗的寿命。

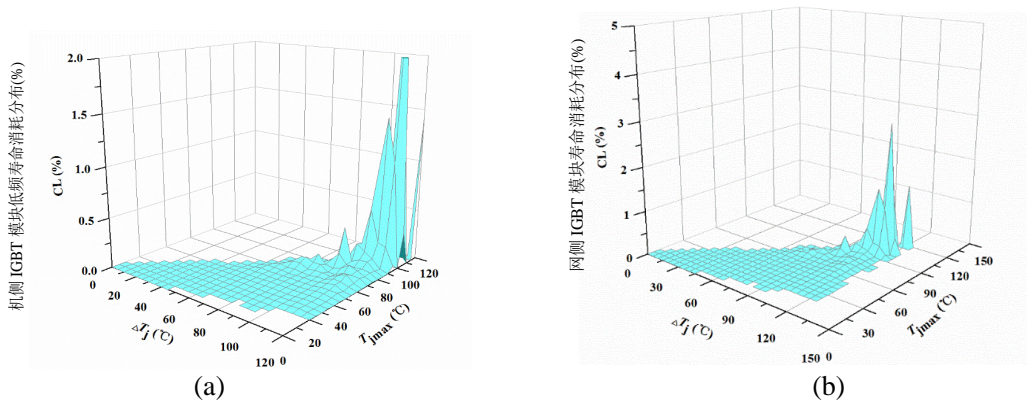


Fig. 3.11. IGBT 模块低频寿命消耗: (a) 机侧 IGBT 模块 (b) 网侧 IGBT 模块

Fig. 3.11. Lifetime consumption of IGBT modules due to low frequency thermal cycling (a) IGBT modules in the CGe, and (b) IGBT modules in the CGr.

为了定量分析机侧和网侧变流器中 IGBT 模块低频周期热载荷的频率及其寿命消耗在所有低频周期寿命消耗中所占的比例，本文对低频周期热载荷经雨流算法处理后的数据进行分析， T_{ref} 指代温度波动阈值， $p(T > T_{ref})$ 表示低频热载荷数据中 $T > T_{ref}$ 的占比，而 $CL_{L_CGe}(T > T_{ref}) / CL_{L_CGe}$ 和 $CL_{L_CGr}(T > T_{ref}) / CL_{L_CGr}$ 表示其寿命消耗在整体低频周期寿命消耗的占比，如表 3.4 和 3.5。

表 3.4 热循环概率及其机侧 IGBT 模块低频寿命消耗的比例

Tab.3.4 Probability of thermal cycling and percentage of its lifetime consumption of power devices in the CGe due to low frequency junction temperature

温度波动 阈值 T_{ref}	$p(T > T_{ref})$	$CL_{L_CGe}(T > T_{ref}) / CL_{L_CGe}$
5	84.83%	100%
10	54.1%	100%
15	32.07%	99.97%
20	18.98%	99.89%
25	11.40%	99.67%
30	5.45%	99.02%
35	3.54%	98.48%
40	2.46%	97.78%

表 3.5 热循环概率及其网侧 IGBT 模块低频寿命消耗的比例

Tab.3.5 Probability of thermal cycling and percentage of its lifetime consumption of power devices in the CGr due to low frequency junction temperature

温度波动 阈值 T_{ref}	$p(T > T_{ref})$	$CL_{L_CGe}(T > T_{ref})$ / CL_{L_CGe}
5	22.28%	100%
10	9.09%	99.99%
15	5.26%	99.97%
20	3.49%	99.91%
25	2.5%	99.78%
30	1.76%	99.5%
35	1.3%	99.06%
40	1%	98.45%

从表 3.4 和 3.5 中也可以看出，网侧和机侧 IGBT 模块因低频周期结温波动而导致的寿命消耗主要消耗在大幅值的温度区域，其概率相对较小，但是占比相对较大的小幅值波动所导致的寿命消耗较小，因此温度波动幅值与其概率是不对等的。综上所述，低频周期结温波动分布较广，这主要与风速分布的随机性有关，且功率器件消耗主要是因为大幅的结温波动而引起的，因此降低这种大幅的低频周期结温波动，可以实现降低器件寿命消耗。

3.4 气温波动对 IGBT 模块不同时间尺度寿命消耗的影响

实际风电场中气温是随机波动的，以爱尔兰 Dublin 风电场为例^[79]，一年内的最大气温和最小气温差为 20℃，由于气温影响功率器件的热载荷，进而影响其多尺度寿命消耗，因此在风电变流器中 IGBT 模块的可靠性评估中应计入长期气温波动的影响。为了研究气温对不同时间尺度寿命消耗的影响，本节分析与比较了考虑气温和不考虑气温条件下功率器件不同时间尺度的寿命消耗。

考虑两种环境条件对功率器件寿命的影响：一是在计算器件结温时计入时序气温 T_a ；二是在评估器件结温时，气温按年平均气温 T_{am} 计算。两种条件下网侧和机侧 IGBT 模块的寿命消耗如表 3.6 所示，而图 3.12 和 3.13 分别是两种时间尺度结温波动而导致的寿命消耗的分布曲线。

表 3.6 计入气温波动的 IGBT 模块寿命消耗

Tab.3.6 Consumed lifetime of IGBT Module Considering Air Temperature due to Low Frequency

		Thermal Cycling		
类别	气温	器件寿命消耗		
		CL_F	CL_L	CL_L+CL_F
网侧 IGBT 模块	T_a	7.44%	0.1%	7.54%
	$T_a=11.5^\circ\text{C}$	5.13%	0.1%	5.23%
机侧 IGBT 模块	T_a	16.61%	19.11%	35.72%
	$T_a=11.5^\circ\text{C}$	11.5%	19.27%	30.77%

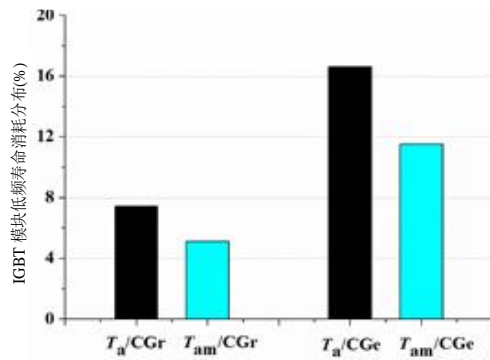


图 3.12 因低频结温波动而导致的 IGBT 模块寿命消耗

Fig. 3.12. Consumed lifetime of IGBT module with low frequency thermal cycling in the CGr and CGe.

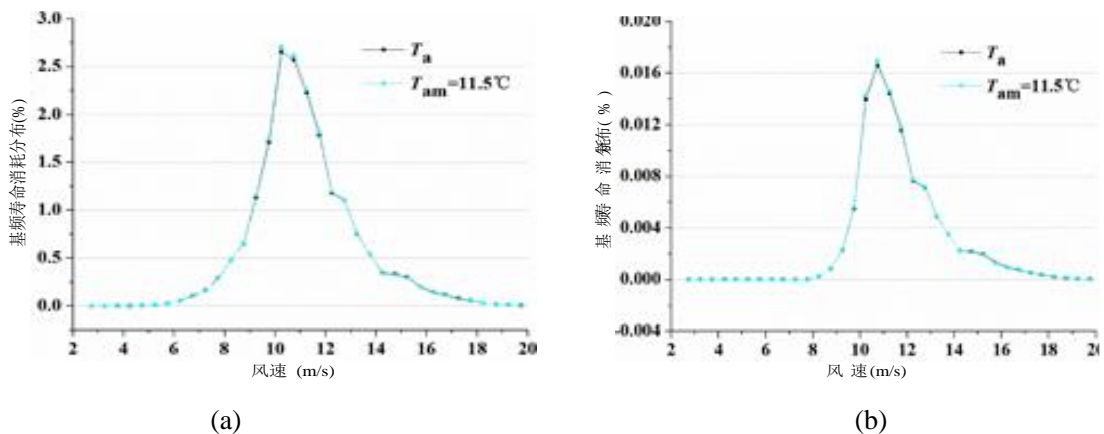


图 3.13 因基频结温波动而导致的 IGBT 模块寿命消耗(a) 机侧 IGBT 模块 (b) 网侧 IGBT 模块

Fig. 3.13. Lifetime consumption of IGBT module with the fundamental frequency cycling: (a) IGBT modules in the CGe and (b) IGBT modules in the CGr.

由表 3.6、图 3.12 和图 3.13 所示，气温波动对低频寿命消耗影响较大，而对基频寿命消耗几乎不影响。这主要是因为气温循环周期较长而与低频周期相近，使得气温在长时间内也有较大的变化，导致实际气温下的器件温度变化大小比平均气温的大；基频周期寿命消耗主要受风速、风机系统功率输出的影响，周期较短，因此气温对其几乎不影响。

3.5 本章小结

为了评估风电变流器中 IGBT 模块不同时间尺度热载荷导致的寿命消耗，研究更具针对性的功率器件可靠性改善措施，本章在分析器件热载荷多时间尺度分布特点的基础上提出了 IGBT 模块多时间尺度寿命评估方法，并分别评估了机侧和网侧变流器中 IGBT 模块的多时间尺度寿命消耗，讨论了其分布特点。结果表明：

① 所提出的功率器件多时间寿命评估方法能够合理的评估机侧和网侧 IGBT 模块的寿命消耗；

② 在机侧 IGBT 模块中，IGBT 寿命消耗比 Diode 的寿命消耗低，而网侧 IGBT 模块中，IGBT 寿命消耗比 Diode 大得多，但是就整体而言，机侧 IGBT 模块更容易失效，寿命较短；

③ 风电场中风速主要集中在低风速区域，器件因基频热载荷而消耗的寿命主要集中在高风速区域，而功率器件因低频热载荷而导致的寿命消耗主要归因于因随机风速波动而产生的少量大幅值的热冲击；

④ 长时间外部气温波动对器件因低频热载荷而导致的寿命消耗影响较大，而对因基频热载荷而导致的寿命消耗几乎不影响。

与现有的风电变流器可靠性评估方法相比，本章所提出的基于热载荷多时间尺度分布特性的 IGBT 模块寿命评估方法能够反映不同尺度下器件寿命消耗的分布特点，针对每一种时间尺度热载荷而导致的器件寿命消耗，研究其器件寿命的改善措施，有可能为研究提高功率器件可靠性提供了一种新的研究思路，而下一章将是基于这种研究思路而提出的功率器件可靠性改善措施。

4 提高风电变流器中功率半导体器件可靠性的措施

4.1 引言

受风电变流器所处外部环境变化的影响,因随机热载荷导致的可靠性问题是一个不容忽视的重要因素,热载荷是其失效的主因,因此减缓热载荷随机波动是提高风电变流器中功率器件可靠性的有效方式。根据第 1 章的阐述,目前常用热载荷管理方法中,基于散热系统设计和功率平滑控制的热管理方法虽然能够在一定程度上降低随机热载荷波动,但仍存在诸多不足,而在提高功率器件可靠性方面,基于功率器件损耗控制的热管理方法效果更具优势。目前基于功率器件损耗控制的功率器件热载荷管理方法能够有效减缓器件的热载荷波动,但是缺乏必要的宏观策略,热载荷控制目标较为模糊。

为此,本文基于第 3 章得出的风电变流器中 IGBT 模块寿命消耗分布的分析结果,在计入风电场复杂外部环境变化的情况下,提出了一种用于指导功率器件热载荷管理的宏观策略,尽可能降低对变流器运行的负面影响。由于当变流器采用不同的调制策略时,器件功耗和结温存在较大差异^[95,96],将直接影响器件的寿命,本文将在所提出的宏观策略的指导下,以空间矢量调制序列为改变量,提出了一种用于提高风电变流器中 IGBT 模块可靠性的混合调制方法,用于为验证所提宏观热管理研究思路的有效性。

本章首先基于功率器件寿命消耗分布规律,提出了一种用于指导热载荷实时控制的变流器热管理宏观策略,然后从功率器件长时间寿命消耗和变流器电能质量两方面分析了空间矢量调制策略对风电变流器的影响,并在此基础上,阐述了所提出的混合空间矢量调制方法,对比了不同调制策略下功率器件的多时间尺度寿命消耗,分析了所提出的调制策略对变流器电能质量的影响。

4.2 基于功率器件寿命消耗分布的变流器热管理思路

目前应用于其他领域的基于功率损耗控制的器件热管理方法局限于热载荷的实时控制,缺乏平滑目标的。功率器件热管理宏观策略用于指导更为具体的热载荷管理,以便更经济而理性的平滑功率器件热载荷波动,有针对性的提高功率器件的寿命。

根据第 2 章和第 3 章的阐述,功率器件热载荷及其长期寿命消耗与长期外部环境有关,并且不同尺度的热载荷及其寿命消耗具有不同的分布规律,降低因功率波动而导致的基频和低频热载荷波动程度,可以延缓器件热疲劳损伤。因此针对风电应用,功率器件热载荷管理方法应计入风速和气温等外部环境的变化,这

样的热管理效果更具针对性，如图 4.1。

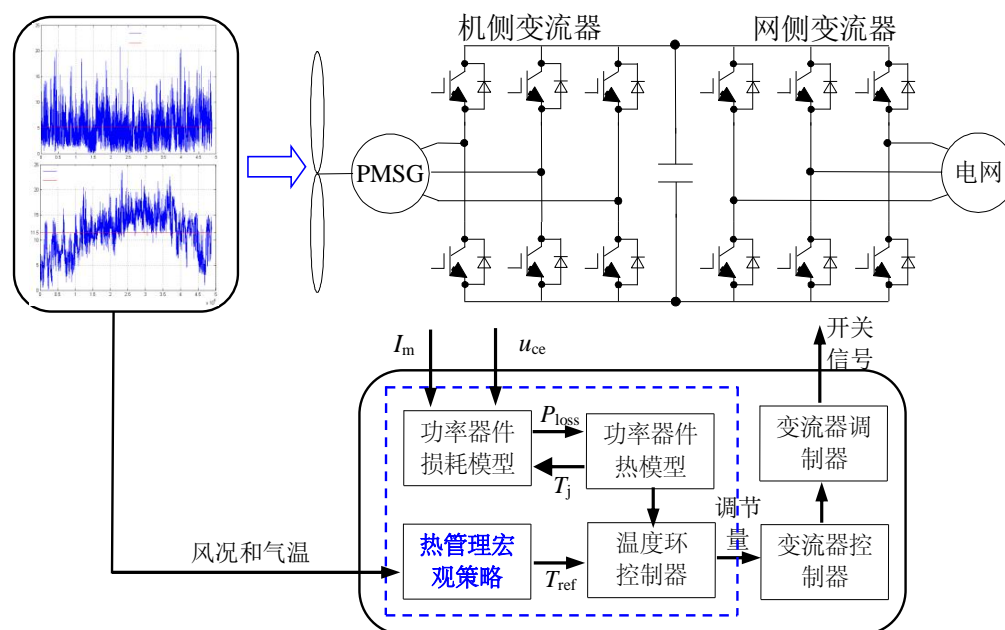


图 4.1 风电变流器热管理

Fig. 4.1 Thermal management of wind power converter

与传统的功率器件热载荷管理方法相比，图 4.1 增加了热管理宏观策略即功率器件热载荷宏观控制目标，其主要根据风速和气温等外部环境来实时调整温度环控制器(热载荷实时控制)的温度参考值 T_{ref} ，然后基于 T_{ref} 通过温度控制器选取最优的调节量，进而辅助控制变流器的运行，因此风电变流器热管理的关键在于确定热管理宏观策略。

根据第 3 章中功率器件多尺度寿命消耗分布特点：因基频周期结温而消耗的寿命主要集中在概率较小而风速较高的风速区域；因低频周期结温而消耗的寿命主要归因于风速随机波动而引起的大幅值结温波动。因此不同风速区间内风速的概率与其所导致的功率器件寿命消耗程度是严重不对等的，可以对风机系统运行风速区域进行区间划分，分区间平滑 IGBT 因风速波动而导致的热载荷波动，有针对性的降低功率器件寿命消耗，有选择性的改变影响功率损耗的变量。为此，可以采用基于风速多区间划分的功率器件热管理宏观策略，如图 4.2。

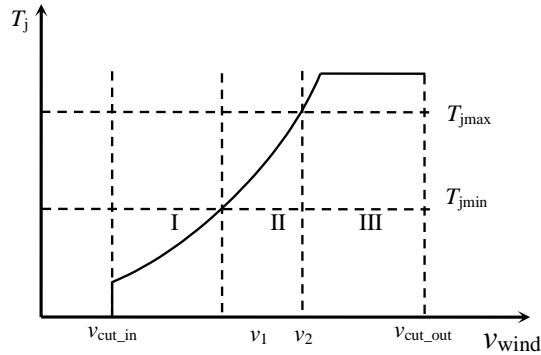


图 4.2 功率器件结温多区间平滑策略的结构图

Fig. 4.3 Multi-region smooth strategy of junction temperature of power devices

在图 4.2 中, 以 T_{jmax} 和 T_{jmin} 为功率器件结温的控制区间, 第 III 区间属于风速概率较小的高风速区域, 通过改变开关频率和调制策略等方式可以降低 IGBT 的基频结温波动, 从而可以降低因基频结温波动而导致的器件寿命消耗, 而只需改变概率很小的工况; 而第 I 区间需要通过改变变流器运行参数来提升低风速区域内功率器件的结温水平, 这样可以降低大幅值低频周期结温波动出现的概率, 从而降低因低频大幅值结温波动而导致的器件寿命消耗; 第 II 区间可以忽略工况对热载荷管理的影响, 而图 4.2 中热载荷宏观管理研究思路的关键在于基于风电场外部环境变化, 设定合理的热载荷控制区间, 但是控制区间的上下温度差 (T_{jmax} 和 T_{jmin} 的差) 并不局限于越小越好, 因为热管理宏观策略的目标是通过影响器件的功率损耗, 从而降低概率较小而对寿命消耗影响较大的热载荷波动。

图 4.2 中热管理宏观策略主要是为常规热管理提供一种宏观的热载荷平滑研究思路, 根据实际的风速决定是否需要改变变流器的运行参数。本章以调制策略为改变量, 基于所提出的变流器热管理宏观策略, 提出了一种变流器混合空间矢量调制方法, 对所提宏观策略的合理性进行初步验证。4.3.1

4.3 空间矢量调制策略对风电变流器的影响

空间矢量调制可分为连续脉宽调制 (CPWM) 和不连续脉宽调制 (DPWM), 与 CPWM 相比, 功率器件有 $1/3$ 基频周期开关不动作, 因此开关次数整体降低了 $1/3$ ^[95-97]。本章以工程实际常用的 SVPWM 序列指代 CPWM, 而 DPWM 包括 DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3, DPWMmax 和 DPWMmin。与其他 DPWM 比较, DPWM0, DPWM1 和 DPWM2 具有较大的器件开关损耗降幅 (降幅最大可达 50%)^[97], 因此从降低功率器件寿命消耗的角度, 本节选择这三种 DPWM 序列, 进而从功率器件寿命消耗和变流器电能质量两个方面, 将其与 SVPWM 进行比较。

4.3.1 不同空间矢量调制策略下 IGBT 模块的寿命评估

基于第 2 章所提出的功率器件结温数值计算方法评估当变流器分别采用 DPWM0, DPWM1 和 DPWM2 和 SVPWM 时机侧和网侧变流器 IGBT 和 Diode 的结温, 进而利用第 3 章所提出的多时间尺度寿命模型评估其寿命消耗。在算例工况下, 不同调制序列下 1.2MW 风电变流器中机侧和网侧 IGBT 模块的年寿命消耗如表 4.1 所示, 其中表 4.1 中寿命消耗的降幅 β_x 可由式(4.1)计算得到。

$$\beta_x = \frac{a_{SVPWM} - a_x}{a_{SVPWM}} \times 100\% \quad (4.1)$$

式中: a_x 是不同调制序列下功率器件的年寿命消耗, x 指代 DPWM0、DPWM1 和 DPWM2。

表 4.1 IGBT 模块寿命消耗

Tab. 4.1 Lifetime consumption of IGBT module

功率模块(调制方法)	CL_L	CL_F	CL_F+CL_L	降幅
机侧 IGBT 模块(SVPWM)	16.61%	19.11%	35.72%	---
机侧 IGBT 模块(DPWM1)	7.85%	6.33%	14.18%	60.3%
机侧 IGBT 模块(DPWM0)	6.81%	5.56%	12.37%	65.37%
机侧 IGBT 模块(DPWM2)	4.41%	4.27%	8.68%	75.7%
网侧 IGBT 模块(SVPWM)	7.44%	0.1%	7.54%	---
网侧 IGBT 模块(DPWM1)	2.44%	0.044%	2.484%	67.06%
网侧 IGBT 模块(DPWM0)	1.90%	0.023%	1.923%	74.5%
网侧 IGBT 模块(DPWM2)	1.56%	0.015%	1.575%	79.11%

从表 4.1 中可以看出, 当变流器采用 DPWM0、DPWM1 和 DPWM2 时, 机侧和网侧变流器中 IGBT 模块的年寿命消耗均大幅降低, 其中采用 DPWM2 序列时, 功率器件寿命消耗降幅最高, 机侧和网侧 IGBT 模块寿命消耗降幅分别达到了 75.7%和 79.11%。这主要是因为当变流器采用不连续调制序列时, 功率器件有 1/3 基频周期开关不动作, 因此开关次数整体降低了 1/3, 这样将大幅降低 IGBT 模块的开关损耗, 进而降低功率器件的结温。以机侧变流器中上桥臂 IGBT 和 Diode 为例, 其最大结温和结温波动随风速的变化曲线如图 4.3 和 4.4 所示。

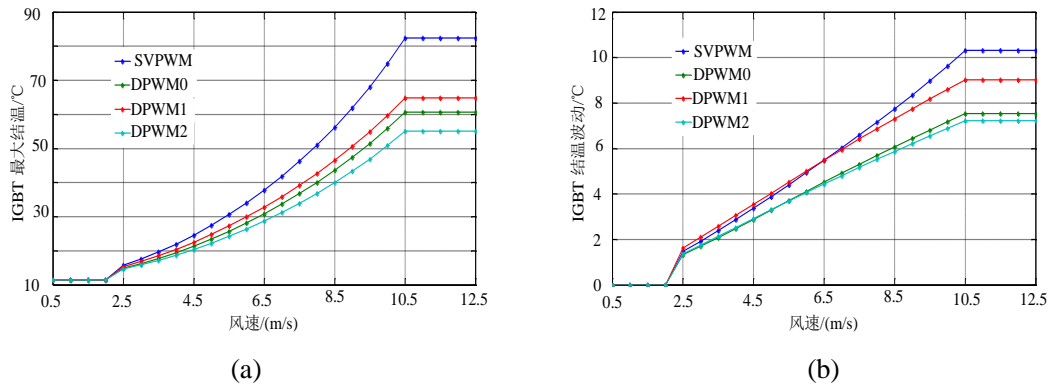


Fig. 4.3. IGBT 结温: (a) 最大结温 (b) 结温波动

Fig. 4.3. Junction temperature of IGBT: (a) maximum junction temperature, and (b) junction temperature fluctuations

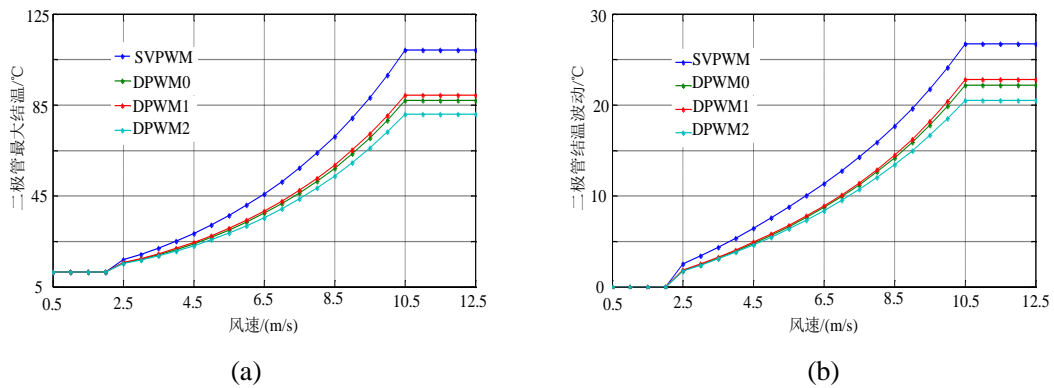


Fig. 4.4. diode 结温: (a) 最大结温 (b) 结温波动

Fig. 4.4. Junction temperature of diode: (a) maximum junction temperature, and (b) junction temperature fluctuations

从图 4.3 和 4.4 中可以看出, 在算例工况下, 当变流器采用 DPWM 时, 与 SVPWM 相比, 机侧 IGBT 和 Diode 的最大结温和结温波动有所降低, 并且 DPWM2 下器件结温降幅最大, IGBT 和 Diode 最大结温降幅分别达到 27.3°C 和 28.2°C, 而结温波动降幅分别为 3.1°C 和 6.2°C, 因此当变流器采用 DPWM2 序列时, 功率器件年寿命消耗最低, 进一步验证了分析结果的准确性。

4.3.2 空间矢量调制策略对变流器电能质量的影响

当变流器采用 DPWM 时, 风机系统并网的电能质量应是需要考虑的问题。本节通过计算不同调制序列下变流器谐波畸变因数(harmonic distortion factor, HDF)的大小来比较其谐波性能, 其中谐波畸变因数是调制度 M 的单值函数, 最终计算方程如式(4.2) [97-99]。

$$HDF = \alpha_2 M^2 + \alpha_3 M^3 + \alpha_4 M^4 \quad (4.2)$$

式中 a_2 、 a_3 和 a_4 是与调制策略有关的系数，取值可参考文献[98,99]。图 4.6 为恒定载波频率下 SVPWM、DPWM1、DPWM0 和 DPWM2 序列下变流器谐波畸变因数 HDF，其中调制比 M 为 $2U_m/U_{dc}$ (U_m 是相电压幅值)。

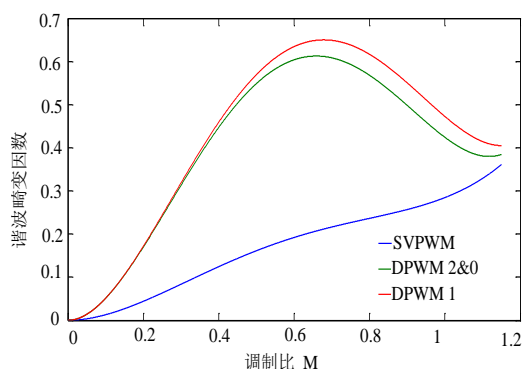


图 4.5 恒定载波频率下 SVPWM、DPWM1、DPWM0 和 DPWM2 序列的谐波畸变因数

Fig. 4.5 Harmonic distortion factor of SVPWM, DPWM0, DPWM1 and DPWM2 at constant carrier frequency

从图 4.5 可以看出，在恒定载波频率下，谐波畸变因数与调制比 M 有关。在不同的调制比 M 下，当变流器采用 SVPWM 下其谐波畸变因数均低于 DPWM 序列，且 DPWM1 序列下谐波畸变因数最高。当 M 在 0.6 附近时，当变流器采用 DPWM 和 SVPWM 时谐波畸变因数差异最为明显，DPWM 的谐波畸变率几乎为 SVPWM 的三倍。以 Dublin 风电场下风机系统为例，机侧变流器调制比 M 在 0.2927 到 1.0243 之间变化，其频率分布如图 4.6。

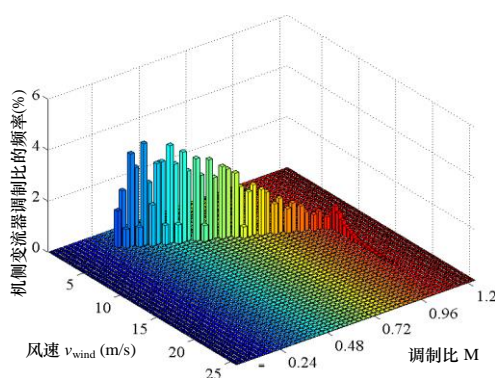


图 4.6 机侧变流器调制比 M 的频率分布

Fig. 4.6 Probability distribution of modulation index M in the generator side converter

由图 4.6 可知，风电场风速主要集中在低风速区域，若以 10m/s 为界，小于 10m/s 的风速区域频率为 94.19%，而这一风速区域中调制比 M 均低于 0.9756，当

M 处在 0.2927 和 0.9756 之间时, SVPWM 和 DPWM 的波形畸变因数差异非常明显。因此若变流器在全风速区域采用 DPWM 时, 在绝大多数工况下, 变流器谐波畸变因数均处于较高水平, 将严重影响风机组并网时的电能质量, 因此风电变流器在全风速区域不宜采用 DPWM 序列。

4.4 风电变流器中 IGBT 模块可靠性的混合调制方法

根据 4.2 所提出的基于风速多区间的功率器件热载荷热管理方法, 结合风电变流器中多时间尺度寿命消耗的分布, 本章对全风速区域划分两个风速区间, 以图 3.10 中拐点风速 v_g 为界, 对于大于拐点风速 v_g 和小于 v_g 的风速区域分别采用不同的调制策略。为考虑风机系统的电能质量, 当风电场风速 v_{wind} 小于或者等于 v_g 时, 变流器采用 SVPWM; 为了大幅降低器件的寿命消耗, 当 v_{wind} 大于 v_g 时, 变流器采用 DPWM2 序列, 变流器在全风速区域采用混合调制方法。

4.4.1 混合调制序列下 IGBT 模块的寿命评估

本节根据第 3 章所提出的多时间尺度寿命评估方法, 评估了混合调制方法、SVPWM 和 DPWM2 序列下机侧和网侧变流器中 IGBT 模块的寿命消耗, 如表 4.3。

表 4.3 不同调制序列下功率器件的寿命消耗

Tab. 4.3 Lifetime consumption of power devices in the different modulation sequence

功率模块(调制方法)	CL_L	CL_F	CL_F+CL_L	降幅
机侧 IGBT 模块(SVPWM)	16.61%	19.11%	35.72%	---
机侧 IGBT 模块(DPWM2)	4.41%	4.27%	8.68%	75.7%
机侧 IGBT 模块(混合序列)	8.21%	10.25%	18.46%	48.34%
网侧 IGBT 模块(SVPWM)	7.44%	0.1%	7.54%	---
网侧 IGBT 模块(DPWM2)	1.56%	0.015%	1.575%	79.11%
网侧 IGBT 模块(混合序列)	3.18%	0.023%	3.203%	57.52%

从表 4.3 中可以看出, 混合调制序列下器件寿命消耗的降低幅度虽不如 DPWM2 高, 但是机侧和网侧 IGBT 模块器件寿命消耗的降幅仍分别达到 48.34% 和 57.52%, 以机侧 IGBT 模块为例, 两种调制方式下, 器件因基频结温波动而消耗的寿命分布如图 4.7。

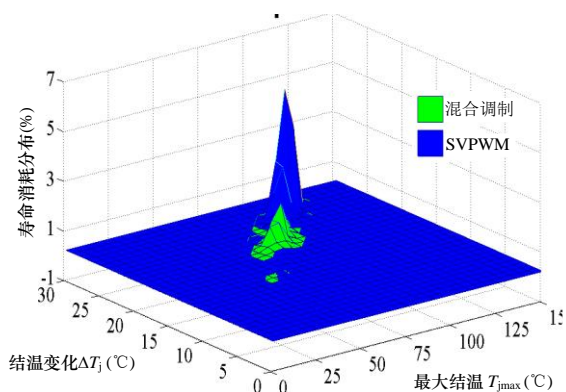


图 4.7 机侧 IGBT 模块因基频结温波动而消耗的寿命

Fig.4.7 Lifetime consumption of IGBT modules in the generator side converter due to fundamental frequency junction temperature fluctuations

从图 4.7 中可以看出，当变流器采用混合调制序列下，功率器件的寿命消耗在绝大部分温度区域均低于 SVPWM 下功率器件的寿命消耗。这是因为当 v_{wind} 大于 v_g 时变流器采用 DPWM2 序列，机侧 IGBT 和 Diode 最大结温降幅分别达到 27.3°C 和 28.2°C ，而结温波动降幅分别为 3.1°C 和 6.2°C (如图 4.4 和 4.5)，因此在这一风速区域，混合调制下功率器件因基频结温波动而消耗的寿命要明显低于 SVPWM 下器件的寿命消耗。另外，图 4.8 为功率器件因低频结温波动而消耗的寿命分布。

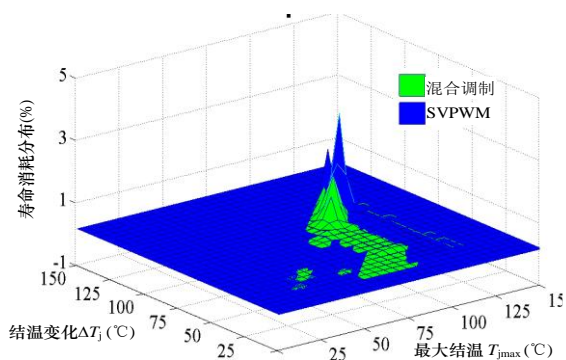


图 4.8 机侧 IGBT 模块因低频结温波动而消耗的寿命

Fig.4.8 Lifetime consumption of IGBT modules in the generator side converter due to low frequency junction temperature fluctuations

低频周期结温是通过基频结温进行极点提取和雨流算法处理而得到的。当变流器采用混合调制序列时，大幅降低了在 v_{wind} 大于 v_g 的风速区域时器件基频结温波动，若对混合调制序列下低频结温进行雨流算法处理，将降低功率器件低频周期结温的大幅值波动及其概率，而增加功率器件小幅值结温波动及

其概率。这一分析可从图 4.8 得到验证,混合调制序列下因大幅值低频结温波动而消耗的器件寿命明显低于 SVPWM 下器件寿命消耗,而混合调制序列下因小幅值低频结温波动而消耗的器件寿命有所增加,但是功率器件总寿命消耗是降低的,并且通过混合调制序列仅仅改变了风电变流器 5.81% 的运行工况,并且 5.81% 的风速均处在大于 v_g 的高风速区域。

4.4.2 变流器电能质量的数值分析

根据 4.4.1 的阐述,当变流器采用所提出的混合调制序列时,与 SVPWM 相比,机侧和网侧 IGBT 模块的寿命消耗得到大幅降低,而只改变了概率为 5.81% 的高风速区域下风机系统运行工况。然而在这一高风速区域下,机侧变流器的调制比 M 在 0.9756 到 1.0243 之间变化,DPWM2 和 SVPWM 下变流器谐波畸变因数相差比较小,图 4.9 为恒定载波频率下 SVPWM、混合调制、DPWM0 和 DPWM2 序列的谐波畸变因数。

由图 4.9 可知,在小于 v_g 的风速区域,混合调制和 SVPWM 的谐波畸变因数是相同的,而这一风速区间的风速概率为 94.19%;当大于 v_g 的风速区域,混合调制和 DPWM2 的谐波畸变因数是相同的,但是混合调制的谐波畸变因数最大值比较接近 SVPWM 的谐波畸变因数的最大值,并且这一高风速区间的风速概率只有 5.81%。因此在全风速区域,变流器采用混合空间矢量调制方法对风机系统并网几乎不影响,能够满足风机系统并网的谐波要求,这也间接验证了本章 4.2 所提出宏观热管理思路的合理性。

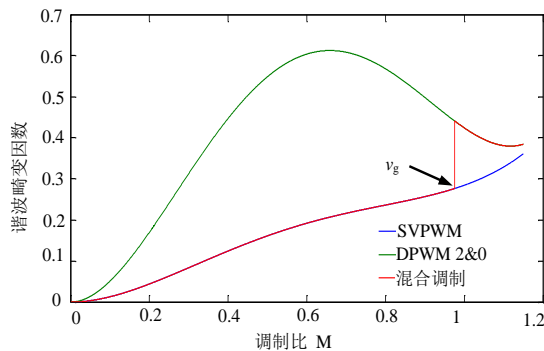


图 4.9 恒定载波频率下 SVPWM、混合调制、DPWM0 和 DPWM2 序列的谐波畸变因数

Fig. 4.9 Harmonic distortion factor of SVPWM, DPWM0, hybrid modulation and DPWM2 at constant carrier frequency

4.5 本章小结

为了更具针对性提高风电变流器中 IGBT 模块的寿命,在第 3 章分析结果的基础上,提出了一种变流器热管理的宏观策略,并基于这种宏观策略,以空间矢量

调制序列为改变量，提出了一种变流器混合空间矢量调制方法，从变流器电能质量和机侧和网侧功率半导体器件的多时间尺度寿命消耗两个方面分析与比较了混合调制方法和其他常规空间矢量调制方法的性能。结果表明：

① 当变流器采用 DPWM 时，与 SVPWM 相比，IGBT 模块寿命消耗大幅降低，且 DPWM2 下功率器件寿命消耗降幅最高；

② 与 SVPWM 相比，当变流器采用 DPWM 序列时电能质量较差，尤其在低调制因数区间，因此不建议在全风速区间采取 DPWM 调制序列；

③ 与 SVPWM 和 DPWM2 相比，结果表明，所提出的混合调制序列能够降低功率器件的低频和基频寿命消耗，而且在一定程度上能够满足变流器的电能质量要求，能够降低热管理行为对变流器运行的影响程度。

本文为研究提高风电变流器中器件寿命的措施提供了一种新思路，即从实际风电场中风速概率分布的角度，通过分析风电变流器中器件寿命消耗的分布特点，基于风速区间划分，对不同的风速区间采取不同的调制策略来提高功率半导体器件的寿命，但是具体的优化方法还需深入研究与验证。

5 结论与展望

5.1 论文工作总结

根据对已运行风机系统故障率的统计结果显示,功率变流器(电气系统)作为风力发电系统的核心组件,亦是主要失效组件之一,而其在很大程度上归因于功率半导体器件的封装失效,而风电变流器中功率半导体失效与所处复杂外部环境密切相关。因此针对风电变流器应用,在考虑长期外部环境变化的情况下,研究功率器件的热载荷及可靠性评估方法,并提出更具针对性的可靠性改善措施,将具有重要意义。

本文以 1.2MW 直驱风力发电系统为研究对象,以爱尔兰 Dublin 一年风速和气温数据为基础,研究了在计入长期风速和气温等外部环境的情况下功率器件的长期热载荷评估方法,并基于所提出的热载荷评估方法,建立多时间尺度寿命模型用于评估风电变流器中功率器件的可靠性,最后基于功率器件寿命消耗的分布特点,提出了用于指导变流器热载荷管理的宏观策略。本文主要工作总结如下:

① 在分析风电变流器中功率器件热载荷分布特点的基础上,提出了计入外部环境变化的解决方法,讨论了器件的功率损耗和热网络模型,基于电热比拟理论,提出了一种功率器件结温数值计算方法,最后通过与 IPOSIM、解析计算方法和基于红外热成像仪的 IGBT 结温在线测量方法进行比较。

研究表明:与 IPOSIM 电热仿真相比,在不影响评估精度的基础上,能够快速而准确的评估出器件的长时间热载荷,能够实现在功率器件结温评估中计入风电场中长时间风速和气温的影响;与 25°C 和 125°C 下解析计算方法相比,所提出的结温计算方法计算精度较高,能够计入器件电热交互的影响;与基于红外热成像仪的 IGBT 结温测量方法相比,所提数值计算方法的结温评估数据与实验数据吻合程度很好,因此实验结果进一步验证了理论分析的正确性。

② 分析了风电变流器中 IGBT 模块长期热载荷的分布特点,建立了用于评估功率器件可靠性的多时间尺度寿命模型,并对机侧和网侧变流器中 IGBT 模块的不同时间尺度寿命消耗进行评估,分析了功率器件不同时间尺度寿命消耗的分布特点,最后讨论了长期气温波动对不同时间尺度寿命消耗的影响。

研究表明:所提出的寿命评估方法能够合理的评估功率器件因不同时间尺度热载荷而导致的寿命消耗;风速主要集中在低风速区域,器件因基频热载荷而消耗的寿命主要集中在高风速区域,而功率器件因低频热载荷而导致的寿命消耗主要归因于因随机风速波动而产生的少量大幅值的热冲击波动;长时间气温波动对因低频周期热载荷而导致的寿命消耗影响较大,而对基频寿命消耗几乎不影响。

③ 基于功率器件不同时间尺度寿命消耗分布特点，提出了一种用于指导热载荷管理的宏观策略；为验证所提宏观策略的有效性，以空间矢量调制序列为变量，分析了不同矢量调制序列对功率器件热载荷及寿命消耗的影响，讨论了空间矢量调制策略对变流器电能质量的影响，最后提出了一种变流器混合空间矢量调制方法，分析了调制策略对风电变流器寿命消耗和电能质量的影响。

研究表明：当变流器采用 DPWM 时，与 SVPWM 相比，IGBT 模块不同时间尺度寿命消耗得到降低；由于不连续调制序列对变流器电能质量的影响，不建议在全风速区间采取 DPWM 调制序列；与 SVPWM 和 DPWM2 相比，所提出的混合调制序列不仅能够降低功率器件的寿命消耗，还能够一定程度上满足变流器的电能质量要求，初步验证了所提热管理宏观策略的合理性。

本文以风电变流器中功率半导体器件为研究对象，在计入长时间风速和气温等外部环境情况下，主要围绕两个问题：一是如何快速准确评估出功率器件的热载荷并将其用于功率器件可靠性评估；二是在风电变流器热管理中，如何指导功率器件热载荷管理，以便尽可能降低其对变流器运行所产生的影响。由于新能源发电的随机不确定因素，变流器的功率波动主要受外部环境的影响，本文的研究方法和思路同样可应用到其他形式的新能源发电系统中变流器功率器件（电力电子器件）热载荷评估、可靠性评估和热管理研究，例如光伏发电系统中功率器件可靠性的研究。

5.2 后续研究工作展望

本文在考虑风电场长期复杂外部环境的情况下，对风电变流器中功率半导体的热载荷评估、可靠性评估和热管理等方面进行了研究，并取得了一定的研究成果，但是仍存在一些问题需进一步研究：

① 功率器件在实际运行中不断承受电热应力的影响，其内部参数会发生一定的变化，将会影响功率器件的热载荷波动程度和幅值，将加剧功率器件的寿命消耗程度。本文在评估功率半导体器件长时间热载荷时，并没有考虑功率器件老化进程对其内部电热参量的影响，而只是根据绝大多数文献的假设条件将其认为是恒定不变的，这一简化处理方案将会影响结温数值计算方法的精度，因此如何实时计入老化因素的影响将是有待解决的难题。

② 受功率器件老化条件的限制，Infineon-Bayerer 寿命模型在试验过程中最短热循环周期为 1 s(是目前所有寿命模型中热载荷周期时间最短的)，而网侧 IGBT 模块热载荷循环周期为 20 ms，这将使得所提寿命评估方法存在一定局限性，因此后续应选取具有更短热载荷周期的寿命模型评估 IGBT 模块的寿命消耗。

致 谢

从人生第一次踏入校门的兴奋与喜悦到即将离别的不舍与感慨，从 1994 年到 2015 年不知不觉中已在校园里走过了 21 载，这是我人生最珍贵的时光，既充满了迷茫与奋斗的艰辛，也包含着成长的喜悦。回首过去，我心怀感恩。

在此首先向我的导师杜雄教授致以最真挚的敬意。从 2011 年考研开始跟杜老师联系，至今已有四年了，与杜老师通过邮件和语言进行交流，能够感受到杜老师在治学方面认真负责的态度，为我们树立了学习的楷模。杜老师的言传身教让我不仅学到了知识，更让我懂得了如何去学习，还教我如何跟人交流，杜老师所给予的已深深镌刻在我的心里。论文从选题到研究工作的开展，杜老师对我进行了悉心指导，并在研究中给予我足够的信任与支持，谢谢恩师。

在此特别感谢美国塔尔萨大学 Heng-Ming Tai 教授，论文研究过程中有幸得到 Tai 教授的细心指导，Tai 教授负责严谨的态度着实令人敬佩。特别感谢课题组孙鹏菊老师，三年来在学习和生活方面都得到师姐耐心的帮助与关怀，谢谢您。

感谢课题组周雒维老师、卢伟国老师、罗全明老师和以及课题组的同门，在读研期间得到过各位老师和同门的耐心指导与帮助，在此一并谢过！

感谢我的父母、爷爷和哥嫂以及我家人的一贯支持与鼓励！感谢我的恋人这些年陪我一路走来，陪伴我度过一生最难忘的青春岁月！

最后衷心感谢百忙之中评阅论文和参加答辩的各位专家、教授！

李高显

二〇一五年五月 于重庆

参考文献

- [1] M H Albadi, E F EI-Saadany. Optimum turbine-site matching[J]. Energy, 2010, 35(9): 3593-3602.
- [2] 钱照明, 张军明, 盛况. 电力电子器件及其应用的现状和发展[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5149-5161.
- [3] C. Busca, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, et al. An overview of the reliability prediction related aspects of high power IGBTs in wind power applications[J]. Microelectronics Reliability, 2011, 51(9): 1903-1907.
- [4] F Blaabjerg, M Liserre, K Ma. Power electronics converters for wind turbine systems[J] IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(2): 708-719.
- [5] K. Ma, M. Liserre, F. Blaabjerg, et al. Thermal loading and lifetime estimation for power device considering mission profiles in wind power converter [J]. IEEE Trans Power Electronics, 2014, 30(2), 590-602.
- [6] D'Arco S, Undeland T M, Bohlander M, et al. A simplified algorithm for predicting power cycling lifetime in Direct Drive wind power systems[C]//Proceedings of the IEEE 9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD). Chemnitz: IEEE, 2012: 1-6.
- [7] H. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, P. de Place Rimmen, et al. Transitioning to physics-of-failure as a reliability driver in power electronics [J]. IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron, 2014, 2(1): 97-114.
- [8] Pérez J, P P J M, Pérez J M P, et al. Wind turbine reliability analysis [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2013, 23(2013): 463-472.
- [9] Anuj Goel, Robert J. Graves. Electronic System Reliability Collating Prediction Models [J]. IEEE Trans Device and Materials Reliability, 2006, 6(2), 258-265.
- [10] Matic, Z., Sruk, V.. The Physics-of-Failure approach in reliability engineering [C]//Proceedings of the 30th International Conference on Information Technology Interfaces, Dubrovnik: IEEE, 2008: 745 - 750.
- [11] M. Ciappa. Lifetime modeling and prediction of power devices [C]//Proceedings of the International Conference on Integrated Power Systems (CIPS): IEEE, 2008: 1-9.
- [12] M. Pecht, J. Gu. Physics-of-failure-based prognostics for electronic products [J]. Trans. Institute of Measurement and Control, 2009, 31(3): 309-322.
- [13] 骆明珠, 康锐, 刘法旺. 电子产品可靠性预计方法综述[J]. 电子科学与技术, 2014, 1(2):

- 246-256.
- [14] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters [J]. *IEEE Trans Industry Applications*, 2011, 47 (3) , 1141–1151.
- [15] L. Moore, H. Post, T. Hansen, et al. Five years of operating experience at a large, utility-scale photovoltaic generating Plant [J]. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 2008, 16(3): 249-259.
- [16] Durstewitz M, Ensslin C, Hahn B, et al. 15 Years Practical Experiences with Wind Power in Germany[C]//Proceedings of the annual meeting of European wind energy conference (EWEC), 2006: 1-7.
- [17] Tavner P J, Gindele R, Faulstich S, et al. Study of effects of weather & location on wind turbine failure rates[C]// Proceedings of the European wind energy conference(EWEC). Poland: the European Wind Energy Association, 2010: 1-8.
- [18] Ribrant J, Bertling L M. Survey of failures in wind power systems with focus on Swedish wind power plants during 1997–2005[J]. *IEEE Trans on Energy Conversion*, 2007, 22(1): 167-173.
- [19] Tavner P J, Xiang J, Spinato F. Reliability analysis for wind turbines [J]. *Wind Energy*, 2007, 10(1): 1-18.
- [20] Babak Abdi, Amir Hossein Ranjbar, Gevorg B. Gharehpetian, et al. Reliability Considerations for Parallel Performance of Semiconductor Switches in High-Power Switching Power Supplies[J]. *IEEE Trans on Industry Electronics*, 2009, 56(6): 2133-2139.
- [21] Dirk Hirschmann, Dietmar Tissen, Stefan Schröder, et al. Reliability Prediction for Inverters in Hybrid Electrical Vehicles [J]. *IEEE Trans Power Electronics*, 2007, 22(6): 2511-2517.
- [22] Yu, X, Khambadkone, et al. Reliability Analysis and Cost Optimization of Parallel-Inverter System[J]. *IEEE Trans Power Electronics*, 2012, (10):3881-3889.
- [23] Freddy Chan, Hugo Calleja. Reliability Estimation of Three Single-Phase Topologies in Grid-Connected PV Systems [J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2011, 58(7): 2683 - 2689.
- [24] Ristow A, Begovic M, Pregelj A, et al. Development of a Methodology for Improving Photovoltaic Inverter Reliability[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(7): 2581 - 2592.
- [25] De León-Aldaco S E, Calleja H, Chan F, et al. Effect of the Mission Profile on the Reliability of a Power Converter Aimed at Photovoltaic Applications—A Case Study[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(6): 2998 - 3007.
- [26] Arifujjaman M, Iqbal M T, Quaicoe J E. Reliability analysis of grid connected small wind turbine power electronics[J]. *Applied Energy*, 2009, 86(9): 1617-1623.

- [27] Xie Kaigui, Jiang Zefu, Li Wenyuan. Effect of wind speed on wind turbine power converter reliability [J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2012, 27(1): 96-104.
- [28] Josef Lutz, Heinrich Schlangenotto, Uwe Scheuermann, et al. Semiconductor power devices[M]. New York: IEEE Press, 2011: 360-368.
- [29] 周生奇.功率变流装置中 IGBT 器件缺陷辨识研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2013.
- [30] N Sintamarean, F Blaabjerg, H Wang, et al. Reliability Oriented Design Tool For the New Generation of Grid Connected PV-Inverters [J]. IEEE Trans Power Electronics, 2015, 30(5): 2635-2644.
- [31] N. Kaminski. Load-Cycle Capability of HiPaks [EB/OL] ABB Application Note 5SYA 2043-01, 2004.
- [32] Li Yang, Agyakwa, P.A.; Johnson, C.M.. Physics-of-Failure Lifetime Prediction Models for Wire Bond Interconnects in Power Electronic Modules [J]. IEEE Trans. on Device and Materials Reliability, 2013, 13(2): 9-17.
- [33] Akira Morozumi, Katsumi Yamada, Miyasaka T., et al. Reliability of Power Cycling for IGBT Power Semiconductor Modules [J]. IEEE Trans Industry Applications, 2003, 39(3), 665-671.
- [34] M. Ciappa. Selected failure mechanisms of modern power modules [J]. Microelectronics Reliability, 2002, 42(4): 653-667.
- [35] Lixiang Wei, Lipo, T.A., Lukaszewski, R.A. Comparison of IGBT Cycling Capabilities for Different AC/AC Topologies [J]. IEEE Trans Industry Applications, 2010, 46(6), 2475 - 2483.
- [36] Lixiang Wei, , Lukaszewski, R.A Lipo, T.A.. Analysis of Power-Cycling Capability of IGBT Modules in a Conventional Matrix Converter [J]. IEEE Trans Industry Applications, 2009, 45(4), 1443-1451.
- [37] Hui Huang, P. A. Mawby. A lifetime estimation technique for voltage source converters [J]. IEEE Trans Power Electronics, 2013, 28(8): 4113-4119.
- [38] E.E. Kostandyan, K.Ma. Reliability estimation with uncertainties consideration for high power IGBTs in 2.3 MW wind turbine converter system [J]. Microelectronics Reliability, 2012, 52(9): 2403-2408.
- [39] Fuchs F, Mertens A. Steady state lifetime estimation of the power semiconductors in the rotor side converter of a 2 MW DFIG wind turbine via power cycling capability analysis[C]//Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Birmingham: IEEE, 2011: 1-8.
- [40] Wei Lixiang, Kerkman R J, Lukaszewski R A, et al. Analysis of IGBT power cycling capabilities used in doubly fed induction generator wind power system [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2011, 47(4): 1794-1801.

- [41] 杨珍贵, 周维维, 杜雄, 等. 基于器件的结温变化评估风机中参数差异对网侧变流器可靠性的影响[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(30): 41-49.
- [42] David Weiss, Hans-Gunter Eckel, Albert-Einstein-Strasse. Fundamental frequency and mission profile wear out of IGBT in DFIG converters for wind power[C]//Proceedings of the 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille: IEEE, 2013: 1-6.
- [43] Y. Song, B. Wang. Survey on reliability of power electronic systems [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28 (1), 591-604.
- [44] 周维维, 吴军科, 杜雄, 等. 功率变流器的可靠性研究现状及展望[J]. 电源学报, 2013, 1(1): 1-15.
- [45] Ui-Min Choi, Blaabjerg, F, Kyo-Beum Lee. Study and Handling Methods of Power IGBT Module Failures in Power Electronic Converter Systems [J]. IEEE Trans on power electronic, 2015, 30 (5): 2517-2533.
- [46] Zian Qin, Marco Liserre, Frede Blaabjerg, et al. Energy Storage System by Means of Improved Thermal Performance of a 3 MW Grid Side Wind Power Converter [C]//Proceedings of the 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society(IECON). Vienna: IEEE, 2013: 736-742.
- [47] Hamzaoui, I., Bouchafaa, F., et al. Fuzzy logic control for a speed of a flywheel energy storage system associated the wind generator [C]//Proceedings of the International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and 2011 Electromotion Joint Conference (ACEMP), Istanbul: IEEE, 2011: 537-543.
- [48] Luo Changling, Banakar H, Shen Baike, et al. Strategies to smooth wind power fluctuations of wind turbine generator[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2007, 22(2): 341-349.
- [49] Senjyu T, Sakamoto R, Urasaki N, et al. Output power leveling of wind turbine generator for all operating regions by pitch angle control [J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2006, 21(2): 467-475.
- [50] 廖勇, 何金波, 姚骏, 庄凯. 基于变桨距和转矩动态控制的直驱永磁同步风力发电机功率平滑控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 71-77.
- [51] Xiang Wang, Alberto Castellazzi, Pericle Zanchetta. Observer based temperature control for reduced thermal cycling in power electronic cooling [J]. Applied Thermal Engineering, 2014, 64(1): 10-18.
- [52] Onifade, M., Castellazzi, A., Zanchetta, P.. Advances in the dynamic active cooling of power electronic modules [C]//Proceedings of the 6th IET International Conference on Machines and Drives (PEMD), Bristol: IET, 2012: 1-5.
- [53] Cong Li, Da Jiao, et al. Thermoelectric Cooling for Power Electronics Circuits: Modeling and

- Active Temperature Control [J]. IEEE Trans On Industry Applications, 2014, 50(6), 3995-4005.
- [54] Ke Ma, Liserre, M.; Blaabjerg, F. Reactive Power Influence on the Thermal Cycling of Multi-MW Wind Power Inverter [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2013, 49 (2): 922-930.
- [55] Jianwen Zhang, Gen Chen, Xu Cai. Thermal smooth control for Multi-MW parallel wind power converter [C]//Proceedings of the 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Xi'an: IEEE, 2013: 1-4.
- [56] Dao Zhou, Blaabjerg, F.; Lau, M.. Thermal behavior optimization in multi-MW wind power converter by reactive power circulation [C]//Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC): IEEE, 2013: 2863-2870.
- [57] Yongheng Yang, Huai Wang, Blaabjerg, F. Reduced junction temperature control during low-voltage ride-through for single-phase photovoltaic inverters [J]. IET Trans on Power Electronics, 2014, 7 (8): 2050-2059.
- [58] Murdock, D.A.; Torres, J.E.R.; Connors, J.J., et al. Active thermal control of power electronic modules [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2006, 42 (2): 552-558.
- [59] Lemmens J., Vanassche P., Driesen J.. Optimal Control of Traction Motor Drives Under Electrothermal Constraints [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 249-263.
- [60] Carastro F, Castellazzi A, Clare J C, et al. Reliability considerations in pulsed power resonant conversion[J]. Microelectronics reliability, 2009, 49(2009): 1352-1357.
- [61] Lixiang Wei, Allen-Bradley, et al. Analysis of PWM frequency control to improve the lifetime of PWM inverter [J]. IEEE Trans Industry Applications, 2011, 47(2): 922-929.
- [62] Mahera Musallama, Paul P. Acarnley, et al. Power electronic device temperature estimation and control in pulsed power and converter applications [J]. Control Engineering Practice, 2008, 16(2008): 1438-1442.
- [63] Lemmens, J., Driesen, J., Vanassche, P. Thermal management in traction applications as a constraint optimal control problem [C]//Proceedings of the Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Seoul: IEEE, 2012: 36-41.
- [64] Luowei Zhou, Junke Wu, Pengju Sun, et al. Junction Temperature Management of IGBT Module in Power Electronic Converters[J]. Microelectronics Reliability, 2014, 54(12): 2788-2795.
- [65] Musallam, M., Acarnley, P.P., Johnson, C.M., et al. Estimation and control of power electronic device temperature during operation with variable conducting current [J]. IET Trans on Circuits,

- Devices & Systems, 2007, 1(2): 111-116.
- [66] Lemmens, J., Driesen, J., Vanassche, P.. Dynamic DC-link Voltage Adaptation for Thermal Management of Traction Drives [C]//Proceedings of the IEEE energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Denver: IEEE, 2013: 180-187.
- [67] Ionut Trintis, Stig Munk-Nielsen, Flemming Abrahamsen, et al. Efficiency and reliability improvement in wind turbine converters by grid converter adaptive control [C]//Proceedings of the 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille: IEEE, 2013: 1-9.
- [68] Weckert, M., Roth-Stielow, J.. Chances and limits of a thermal control for a three-phase voltage source inverter in traction applications using permanent magnet synchronous or induction machines [C]//Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), Birmingham: IEEE, 2012: 1-10.
- [69] Ke Ma, Frede Blaabjerg. Modulation Methods for Neutral-Point-Clamped Wind Power Converter Achieving Loss and Thermal Redistribution under Low-Voltage Ride-Through [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 16(2): 835-845.
- [70] Weckert, M., Roth-Stielow, J.. Lifetime as a control variable in power electronic systems [C]//Proceedings of the Emobility - Electrical Power Train, Leipzig: IEEE, 2010: 1-6.
- [71] Wu, T., Castellazzi, A. Temperature adaptive IGBT gate-driver design [C]//Proceedings of the 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Birmingham: IEEE, 2011: 1-6.
- [72] Infineon Technologies. IPOSIM[EB/OL]. Munich: Infineon Technologies corporation, 2014 [2014-11-2]. https://infineon.transim.com/iposim/HighPower/DC_AC/Thermal.aspx/.
- [73] T. Lei, M. Barnes, AC. Smith. Thermal cycling evaluation for DFIG wind turbine power converter based on joint modelling [C]//Proceedings of the Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Lille: IEEE, 2013: 3845-3851.
- [74] Pittini R, D'Arco S, Hernes M, et al. Thermal stress analysis of IGBT modules in VSCs for PMSG in large offshore wind energy conversion systems[C]//Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Birmingham: IEEE, 2011: 1-10.
- [75] Zhou Z, Khanniche M S, Igit P. A fast power loss calculation method for long real time thermal simulation of IGBT modules for a three-phase inverter system[C]// Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Dresden: IEEE, 2005: 1-10.
- [76] Ma K, Blaabjerg F. Reliability-cost models for the power switching devices of wind power converters[C]// Proceedings of the 3th IEEE Conference on Power Electronics for Distributed

- Generation Systems (PEDG), Aalborg: IEEE, 2012: 820-827.
- [77] Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai. Werner Tursky semikron application manual power semiconductors [M]. Nuremberg: ISLE Verlag, 2011: 288-299.
- [78] 何山, 王维庆, 张新燕, 等. 大型永磁同步风力发电机定子温度场研究[J]. 太阳能学报, 2009, 30(6): 799-803.
- [79] Dun laoghaire harbor company. Mission profiles of wind speed[EB/OL]. Dublin: Dun laoghaire harbor company 2012[2012-12-1]. <http://www.dlharbour.ie/>.
- [80] 潘武略, 徐政, 张静, 等. 电压源换流器型直流输电换流器损耗分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 7-14.
- [81] Infineon. IGBT Module datasheet: FF1000R17IE4 [EB/OL]. Munich: Infineon Technologies, 2013 [2014-11-27]. <http://www.infineon.com>.
- [82] Varga R S. Matrix iterative analysis[M]. New York, Springer, 2000: 63-68.
- [83] Waleri Brekel, Thomas Duetemeyer, Gunnar Puk, et al. Time resolved In Situ Tvj measurements of 6.5kV IGBT during inverter operation[C]//Proceedings of the Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM). Nuremberg: the Power Conversion Intelligent Motion association, 2009: 1-6.
- [84] Lenovo.M690E[EB/OL]. Beijing : Lenovo corporation 2009[2014-11-2]. http://appserver.lenovo.com.cn/Lenovo_Product_Detail.aspx?gdsid=A1200008908.
- [85] Schmidt, R., Scheuermann, U.. Using the chip as a temperature sensor- The influence of steep lateral temperature gradients on the Vce(T)-measurement [C]//Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Barcelona: IEEE, 2009: 1-9.
- [86] Mahera Musallam, C. Mark Johnson. Real-Time Compact Thermal Models for Health Management of Power Electronics [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2010, 25 (6), 1416-1425.
- [87] Angus Bryant, Nii-Adotei Parker-Allotey, Dean Hamilton, et al. A Fast Loss and Temperature Simulation Method for Power Converters, Part I: Electrothermal Modeling and Validation [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27 (1), 248-257.
- [88] Dupont, L., Avenas, Y., Jeannin, P., et al. Comparison of Junction Temperature Evaluations in a Power IGBT Module Using an IR Camera and Three Thermosensitive Electrical Parameters [J]. IEEE Trans Industry Applications, 2013, 49(4): 1599-1608.
- [89] Fuji Electric. IGBT Module datasheet: 2MBI75VA-120-50 [EB/OL]. Japan: Fuji Electric Technologies, 2011 [2015-5-17]. <http://www.fujielectric.com/products/semiconductor/>.

- [90] International Electro-technical Commission. IEC Standard 60747-9: semiconductor devices-discrete device [EB/OL]. International Electro-technical Commission, 2007.
- [91] Jangamshetti, S H, Rau V G. Site matching of wind turbine generators: a case study [J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 1999, 14(4): 1537-1543.
- [92] Held M, Jacob P, Nicoletti G, Scacco P, Poech M H. Fast power cycling test of IGBT modules in traction application[C]//Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, 1997.
- [93] Bayerer R, Herrmann T, et al. Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules-various factors influencing lifetime[C]//Proceedings of the International Conference on Integrated Power Systems (CIPS): IEEE, 2008: 1-6.
- [94] G. Chen, R. Burgos, Z. Liang, et al. Reliability-Oriented Design Considerations for High-Power Converter Modules[C]//Proceedings of the 35th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (APEC). Aachen: IEEE, 2004: 419-425.
- [95] Isidori A, Rossi F M, Blaabjerg F. Thermal Loading and Reliability of 10 MW Multilevel Wind Power Converter at Different Wind Roughness Classes [C]//Proceedings of the 14th Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh: IEEE, 2012: 2172-2179.
- [96] Nejadpak A, Mirafzal B, Osama Mohammed, et al. Effects of different switching algorithms on the thermal behavior of IGBT modules under pulse-load conditions[C]//Proceedings of the 36th annual conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON). Glendal: IEEE, 2010: 451-456.
- [97] Sujod, M.Z, Erlich, I., Engelhardt, S.. Improving the Reactive Power Capability of the DFIG-Based Wind Turbine during Operation around the Synchronous Speed [J]. IEEE Tran. Energy Conversion, 2013, 28(3): 736-745.
- [98] Holmes D, Lipo T. Pulse width modulation for power converters: principles and practice[M]. New York: Wiley-IEEE Press, 2003: 241-249.
- [99] 安少亮, 孙向东, 陈樱娟, 等. 一种新的不连续 PWM 统一化实现方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 59-66.

附录

A. 作者在攻读硕士学位期间发表的论文目录

- [1] Xiong Du, Gaoxian Li, Pengju Sun, et al. A hybrid modulation method for lifetime extension of power semiconductors in wind power converters [C]//Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). IEEE, 2015: 2565-2570. (EI, DOI: 10.1109/APEC.2015.7104712)
- [2] Gaoxian Li, Xiong Du, Pengju Sun, et al. Numerical IGBT Junction Temperature Calculation Method for Lifetime Estimation of Power Semiconductors in the Wind Power Converters[C]//Proceedings of the IEEE International Power Electronics Application Conference and Exposition. IEEE, 2014: 49-55. (EI: 20151100624656)
- [3] Gaoxian Li, Xiong Du, Pengju Sun, et al. Effect of Wind Speed Probability Distribution on Lifetime of Power Semiconductors in the Wind Power Converters[C]//Proceedings of the IEEE International Power Electronics Application Conference and Exposition. IEEE, 2014: 1159-1165. (EI: 20151100624828)
- [4] 杜雄, 李高显, 吴军科, 等. 一种用于风电变流器可靠性评估的结温数值计算方法[J]. 中国电机工程学报. (EI, 已录用)
- [5] 杜雄, 李高显, 李腾飞, 等. 一种用于提高风电变流器功率器件寿命的混合调制方法[J]. 中国电机工程学报. (EI, 已录用)
- [6] 杜雄, 李高显, 李腾飞, 等. 风电变流器 IGBT 模块的多时间尺度寿命评估[J]. 中国电机工程学报. (EI, 已录用)
- [7] 杜雄, 李高显, 孙鹏菊, 等. 考虑基频结温波动的风电变流器可靠性评估[J]. 电工技术学报. (EI, 已录用)
- [8] 杜雄, 李高显, 刘洪纪, 等. 风速概率分布对风电变流器中 IGBT 模块寿命的影响[J]. 电工技术学报. (EI, 已录用)
- [9] 杜雄, 李高显, 吴军科, 等. 基于 Gauss-Seidel 算法的 IGBT 模块结温迭代计算方法[C]. 2013 年中国电机工程学会直流输电与电力电子专委会学术年会. (已发表, 年度优秀论文)
- [10] 李高显, 杜雄, 孙鹏菊, 等. 考虑基频结温波动的风电变流器可靠性评估[C]. 2014 年中国高校电力电子与电力传动学术年会. (已发表, 年度优秀论文)
- [11] 杜雄, 李高显, 郑华俊, 等. 风速概率分布对风电变流器中 IGBT 模块寿命的影响[C]. 中国电机工程学会第十三届青年学术会议. (已发表)

B. 作者在攻读硕士学位期间申请的发明专利

- [1] 杜雄, 李高显, 顾师达等. 计入复杂外部环境变化的风电变流器中功率半导体器件热载荷评估方法及其装置[P]. 国家发明专利. (申请中)

C. 作者在攻读硕士学位期间参与的科研项目

- [1] 可再生能源发电中功率变流器的可靠性研究, 国家自然科学基金重点项目(51137006), 2012.1-2016.12.
- [2] 新能源发电中变流器状态监测与控制研究, 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室重点项目(2007DA10512711101), 2011.5-2014.5.