

面向Si/SiC混合器件逆变器全寿命周期安全工作区的多开关模式主动切换策略

涂春鸣, 韩 硕, 龙 柳, 肖 凡, 肖 标, 郭 祺

(湖南大学 国家电能变换与控制工程技术研究中心, 湖南 长沙 410082)

摘要:基于硅基绝缘栅双极型晶体管(Si IGBT)和碳化硅金属氧化物半导体场效应管(SiC MOSFET)的Si IGBT/SiC MOSFET混合器件采用多开关模式切换策略可使变换器具备应对复杂工况的能力,然而现有切换策略并未考虑器件疲劳老化对模式切换阈值电流的影响,在混合器件老化进程后期极有可能造成器件热失效,进而严重威胁变换器的可靠运行。基于此,提出了一种面向Si/SiC混合器件逆变器全寿命周期安全工作区的多开关模式主动切换策略。基于器件疲劳老化对逆变器最大安全运行电流的影响规律,设计了考虑老化进程的逆变器安全工作区刻画流程。根据安全工作区刻画结果,提出了适用于混合器件全寿命周期的多开关模式主动切换策略。实验结果表明,该策略能够针对混合器件不同老化程度来动态调整开关模式切换阈值电流,从而在器件全寿命周期内保障逆变器的运行可靠性。

关键词:混合器件;全寿命周期;安全工作区;多开关模式切换;可靠性

中图分类号:TM464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202309013

0 引言

相较于硅基绝缘栅双极型晶体管(Si insulate-gate bipolar transistor, Si IGBT),碳化硅金属氧化物半导体场效应管(SiC metal-Oxide-semiconductor field-effect transistor, SiC MOSFET)具有开关损耗低、开关速度快、耐压高等优点,能显著提高系统功率密度,在新能源发电、电动汽车等领域具有广阔的应用前景^[1-5]。然而,受材料和工艺的制约, SiC MOSFET目前存在载流能力不足、成本昂贵等问题。因此为了均衡器件的性能与成本,有研究提出了基于大电流Si IGBT和小电流SiC MOSFET并联使用的混合器件结构,使其在性能接近SiC MOSFET的同时大幅降低了成本^[6-7]。

混合器件利用SiC MOSFET先于Si IGBT开通并晚于其关断的方式实现Si IGBT零电压开关,从而降低混合器件总损耗^[8]。因此有学者以混合器件最小损耗为控制目标,针对SiC MOSFET的关断延时开展了相关研究。文献[9]通过双脉冲实验确定混合器件的最优关断延时,但是在应用中并未考虑负载变化对最优关断延时的影响。为此文献[10-11]提出了基于可变关断延时的最小损耗开关模式,能在线动态调整关断延时,实现了变换器效率最优。然而,最小损耗开关模式会导致热阻较大的SiC MOSFET承担主要的开关损耗,在重载情况下其极

易出现过热现象。为解决该问题,文献[12-13]提出了结温平衡开关模式,通过控制关断延时重新分配关断损耗,从而降低SiC MOSFET结温。文献[14]提出了基于导通时变的主动热控制开关模式,通过在混合器件共同导通期间主动关闭SiC MOSFET一段时间,将部分导通损耗转移给Si IGBT以实现结温平衡,提高热可靠性。上述所有开关模式都只针对单一目标进行优化,存在难以适应不同工况的问题。若以最小损耗为导向则会在重载时牺牲器件的热可靠性,而以结温平衡为导向则会在轻载时削弱变换器的效率。

为结合最小损耗和结温平衡2种开关模式的优势,有学者提出了混合器件多开关模式切换策略^[15-16]。文献[17]针对Buck电路设计了多目标优化开关策略,在中小负载时采用最小损耗开关模式,提高运行效率;而在重载时采用结温平衡开关模式,提高可靠性。文献[18-19]基于混合器件热电耦合模型实时计算器件损耗和结温,并通过反馈控制动态调节混合器件的关断延时,以实现最小损耗与结温平衡2种控制目标的在线切换。文献[20]将多开关模式切换与变开关频率相结合,提出一种适用于逆变器效率与热应力均衡的开关策略。

现有研究提出的多开关模式切换策略,通常将150℃结温限制下,变换器的最大安全运行电流设为开关模式切换的阈值电流。该阈值电流一般通过实验测得,并作为固定值输入开关模式切换控制器中。然而,在器件老化进程中其热阻是不断攀升的^[21-22],这使得在相同工况下老化后期的器件更容易超过限制结温,进而导致阈值电流发生偏移。此

收稿日期:2023-07-18;修回日期:2023-09-08

在线出版日期:2023-09-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52130704)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(52130704)

时若仍根据混合器件初始健康状态时的阈值电流进行模式切换,将会给变换器的可靠运行带来严峻挑战。

针对上述问题,本文首先建立了适用于单相逆变器的混合器件损耗模型,并基于此分析了混合器件疲劳老化对逆变器最大安全运行电流的影响。然后提出了一种考虑混合器件全寿命周期下的逆变器安全工作区刻画方法,并根据该安全工作区设计了面向混合器件不同老化区间的多开关模式主动切换策略。通过在不同老化程度下动态调整开关模式切换策略,可以保证全寿命周期内逆变器运行的可靠性。

1 基于混合器件的单相逆变器运行机理与损耗特性分析

为进行混合器件在逆变器中的热可靠性分析与优化,本文首先对单相逆变器的运行机理与损耗特性进行分析,来建立混合器件的损耗模型。

1.1 混合器件单相逆变器工作模式分析

基于 Si / SiC 混合器件的单相全桥逆变器的拓扑结构如图 1 所示。图中: U_{dc} 为逆变器直流侧电压; I_F 为负载电流; L 、 C 、 R 分别为交流侧滤波电感、滤波电容和负载; I_o 为输出电流; T_{on_delay} 、 T_{off_delay} 分别为 SiC MOSFET 开通、关断延时; T_{cond_MOS} 为 SiC MOSFET 中断导通时间; V_{G_MOS} 、 V_{G_IGBT} 分别为 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的驱动电压。

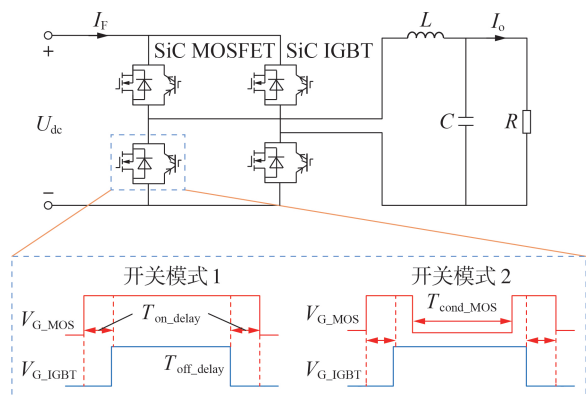


图 1 基于 Si / SiC 混合器件的单相全桥逆变器拓扑及混合器件常用开关模式

Fig.1 Topology of single-phase full-bridge inverter based on Si / SiC hybrid switch and common modes of hybrid switch

混合器件具有灵活的开关模式,根据控制目标主要分为最小损耗控制和结温平衡控制两大类,其对应的典型开关模式如图 1 中的开关模式 1、2 所示。开关模式 1 为基于可变关断延时的最小损耗开关模式,通过控制 SiC MOSFET 开通延时 T_{on_delay} 和关断延时 T_{off_delay} ,令 Si IGBT 零电压开通与关断,实现减小

损耗的目标。开关模式 2 为基于导通时变的结温平衡开关模式,通过控制 SiC MOSFET 中断导通时间 T_{cond_MOS} ,将部分导通损耗转移给 Si IGBT,实现 SiC MOSFET 与 Si IGBT 结温平衡的目标。

根据 Si IGBT 以及 SiC MOSFET 体二极管的拐点电压,逆变器每个基波周期内混合器件的导通情况可分 4 个阶段,示意图见附录 A 图 A1。

阶段 1:负载电流 I_F 小于 Si IGBT 开通临界电流 I_{th} ,此时仅 SiC MOSFET 导通。

阶段 2:负载电流 I_F 大于 I_{th} ,混合器件内部 SiC MOSFET 和 Si IGBT 共同导通。

阶段 3:负载电流反向时,由 SiC MOSFET 实现续流功能,由于 I_F 小于体二极管开通临界电流 I_{th_BD} ,体二极管不导通,所以仅 SiC MOSFET 的导电沟道导通。

阶段 4:负载电流 I_F 大于体二极管开通临界电流 I_{th_BD} ,此时 SiC MOSFET 导电沟道和体二极管共同导通。

由于混合器件开关频率较高,负载电流基波周期远大于器件开关周期,所以在一个开关周期内负载电流变化微小,可以近似认为保持不变。基于此,本文对单相逆变器中开关周期内混合器件的损耗模型进行构建。

1.2 适用单相逆变器的混合器件损耗模型构建

单相逆变器中的混合器件损耗模型包括 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的导通损耗模型以及开关损耗模型。结合 1.1 节分析结果,本文以开关模式 1 为例分析计算单相逆变器中混合器件的损耗,其余开关模式的分析方法类似。具体模型构建过程及损耗计算公式见附录 A 式(A1)~(A19)。

2 计及混合器件全寿命周期的逆变器安全工作区刻画

2.1 考虑混合器件热限制的逆变器安全工作区设计原则分析

本文从考虑混合器件热限制以及其老化程度的角度出发,设计逆变器的安全工作区。

逆变器的安全工作区通常以其最大安全运行电流为边界,而该电流受内部混合器件的最高限制结温约束。参考数据手册,器件运行的限制结温一般为 $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。混合器件中任一器件结温超过此限制,都可能导致器件热失效进而影响逆变器运行的可靠性。因此,设计逆变器安全工作区时必须考虑混合器件的热限制。

此外,混合器件疲劳老化对传热路径的破坏会引起热量的累积,从而限制逆变器的最大运行电流。因此本文将对器件疲劳老化下的热参数变化规律开展进一步的探索与分析。

2.2 老化进程中热参数变化规律解析

热网络模型被广泛应用于器件的热分析中,混合器件的热网络模型见附录B图B1。

SiC MOSFET的结-壳热阻抗 $Z_{th_j-c_MOS}$ 以及Si IGBT的结-壳热阻抗 $Z_{th_j-c_IGBT}$ 使用Foster热阻抗网络模型来等效,其表达式分别为:

$$Z_{th_j-c_MOS}(t) = \sum_{i=1}^n R_{th_MOS,i} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{MOS,i}}} \right) \quad (1)$$

$$Z_{th_j-c_IGBT}(t) = \sum_{i=1}^n R_{th_IGBT,i} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{IGBT,i}}} \right) \quad (2)$$

式中: $R_{th_MOS,i}$ 、 $R_{th_IGBT,i}$ 以及 $\tau_{MOS,i}$ 、 $\tau_{IGBT,i}$ 分别为SiC MOSFET、Si IGBT第*i*阶热阻以及时间常数; n 为Foster热阻抗网络模型阶数。

在已知环境温度和器件各自的损耗功率后,根据混合器件的热网络模型即可计算SiC MOSFET和Si IGBT的结温 T_{j_MOS} 和 T_{j_IGBT} ,计算公式分别为:

$$T_{j_MOS} = P_{loss_MOS} (Z_{th_j-c_MOS} + Z_{th_c-a}) + T_{ambient} \quad (3)$$

$$T_{j_IGBT} = P_{loss_IGBT} (Z_{th_j-c_IGBT} + Z_{th_c-a}) + T_{ambient} \quad (4)$$

式中: P_{loss_MOS} 以及 P_{loss_IGBT} 分别为SiC MOSFET以及Si IGBT的损耗功率; Z_{th_c-a} 为器件壳-环境的热阻抗; $T_{ambient}$ 为环境温度。在器件老化过程中热阻近似成指数级增大,结合器件结温的计算公式可知,在最高结温约束下,相比于初始健康状态,混合器件老化后期逆变器的最大安全运行电流将有所下降。即混合器件出厂健康状态下的逆变器安全工作区将难以保证老化后期逆变器的安全运行。因此设计混合器件逆变器的安全工作区时必须覆盖器件的全寿命周期。

2.3 计及混合器件全寿命周期的逆变器安全工作区刻画

2.3.1 考虑混合器件全寿命周期的逆变器安全工作区设计

由2.2节分析可知器件的热阻随老化程度加深而逐渐增大,所以通过改变热网络模型的热阻值可以模拟混合器件的不同老化状态。文献[22]定义热阻增大50%为器件失效标准,与器件实际失效情况较为相符。因此,本文以SiC MOSFET和Si IGBT的结-壳热阻增量从0增加至50% R_{thN} (R_{thN} 为热阻的额定值),对混合器件的全寿命周期进行完整覆盖。针对不同老化程度,以SiC MOSFET和Si IGBT其中之一率先达到结温最大限值150℃时的电流峰值作为最大安全运行电流,进行混合器件全寿命周期的逆变器安全工作区的设计。

2.3.2 安全工作区刻画流程

本文设计了具有通用性的混合器件全寿命周期逆变器安全工作区刻画流程,如图2所示。

1)首先通过数值迭代方法对器件结温进行实时

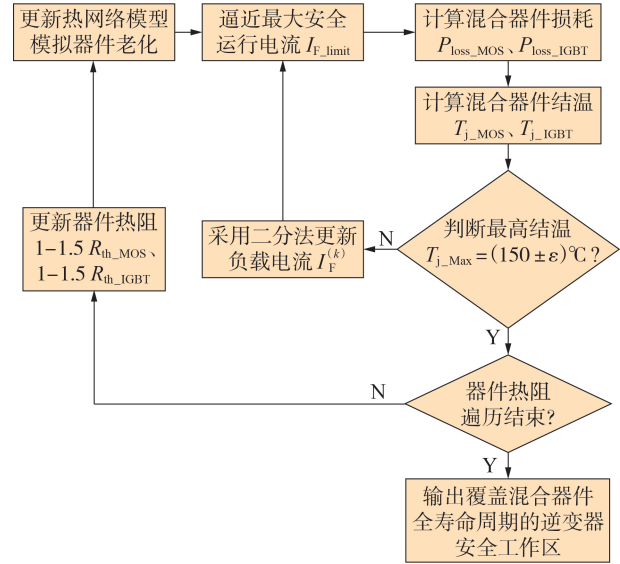


图2 全寿命周期逆变器安全工作区刻画流程

Fig.2 Characterization process of inverter safe operating area in whole life cycle

计算。设置环境温度和逆变器负载电流 I_F 后,通过损耗模型计算出SiC MOSFET和Si IGBT各开关周期的平均损耗 P_{loss_MOS} 和 P_{loss_IGBT} ,再结合混合器件的热网络模型迭代计算出器件最终稳态结温 T_{j_MOS} 、 T_{j_IGBT} 。以第*k*个开关周期的混合器件结温为例,具体计算公式分别为:

$$T_{j_MOS}^{(k)} = \sum_{i=1}^n \Delta T_{j-c_MOS,i}^{(k)} + \Delta T_{c-a_MOS}^{(k)} + T_{ambient} \quad (5)$$

$$T_{j_IGBT}^{(k)} = \sum_{i=1}^n \Delta T_{j-c_IGBT,i}^{(k)} + \Delta T_{c-a_IGBT}^{(k)} + T_{ambient} \quad (6)$$

式中: $\Delta T_{j-c_MOS,i}^{(k)}$ 和 $\Delta T_{j-c_IGBT,i}^{(k)}$ 分别为SiC MOSFET和Si IGBT第*k*个开关周期的结-壳之间的温差; $\Delta T_{c-a_MOS}^{(k)}$ 和 $\Delta T_{c-a_IGBT}^{(k)}$ 分别为SiC MOSFET和Si IGBT第*k*个开关周期壳-环境之间的温差。

当前时刻的温差需要利用前一个开关周期的温差进行计算,以SiC MOSFET第*k*个开关周期结-壳之间的温差为例,计算公式为:

$$\Delta T_{j-c_MOS,i}^{(k)} = P_{loss_MOS}^{(k)} R_{th_MOS,i} \left(1 - e^{-\frac{T_{sw}}{\tau_{MOS,i}}} \right) + \Delta T_{j-c_MOS,i}^{(k-1)} e^{-\frac{T_{sw}}{\tau_{MOS,i}}} \quad (7)$$

式中: T_{sw} 为混合器件开关周期。

2)下一步以器件最大结温150℃为限制条件,利用二分法寻找逆变器的最大安全运行电流。先设定初始负载电流取值范围为($I_{min}^{(0)}$, $I_{max}^{(0)}$)($I_{min}^{(0)}$ 、 $I_{max}^{(0)}$ 分别为初始负载电流最小、最大值),取中间值 $I_F^{(0)}$ 开始进行区间刻画。若稳态时2个器件的最高结温 T_{j_max} 不等于 $(150 \pm \varepsilon)$ ℃(ε 为计算精度),则更新下一循环的电流区间($I_{min}^{(1)}$, $I_{max}^{(1)}$)($I_{min}^{(1)}$ 、 $I_{max}^{(1)}$ 分别为第1次循环后负载电流最小、最大值)为($I_{min}^{(0)}$, $I_F^{(0)}$)或($I_F^{(0)}$, $I_{max}^{(0)}$),并继续取中间值 $I_F^{(1)}$ 开展结温计算;当 T_{j_max} 等于 $(150 \pm \varepsilon)$ ℃,

则认为此时负载电流 $I_F^{(k)}$ 为逆变器所能承受的最大电流。

3)最后通过不断更新热网络模型中器件的热阻值来模拟不同老化状态,重复寻找逆变器的最大安全运行电流。老化模拟循环结束后,即可刻画出混合器件全寿命周期内的逆变器安全工作区。

2.3.3 针对多开关模式的安全工作区刻画

参考 2.2.2 节所述的安全工作区刻画流程,针对开关模式 1 与开关模式 2 分别刻画其对应的混合器件全寿命周期下的逆变器安全工作区,并对比分析不同开关模式对安全工作区的影响。

开关模式 1 和开关模式 2 下逆变器全寿命周期安全工作区的刻画结果见附录 B 图 B2。在开关模式 1 下,随着 SiC MOSFET 老化程度的增加,逆变器的最大安全运行电流逐渐减小,而 Si IGBT 的疲劳老化对其影响较小。在开关模式 2 下,逆变器的最大安全运行电流则受到 SiC MOSFET 和 Si IGBT 老化程度的共同影响,在混合器件整个老化进程中呈下降趋势。

由于 Si IGBT 的老化对开关模式 1 下安全工作区影响极小,因此以下分析中将 Si IGBT 的热阻标准化值 $R_{th_IGBT}^*$ 设为 1 p.u., SiC MOSFET 的热阻标准化值 $R_{th_MOS}^*$ 从 1 p.u. 变化到 1.5 p.u., 对开关模式 1 和开关模式 2 下逆变器的三维安全工作区进行二维映射,以进一步分析 SiC MOSFET 老化程度对安全工作区的影响。

由文献[22]可知,在器件全寿命周期内其热阻增长速率会出现明显拐点:热阻增量 $[0, 0.5\%R_{thN}]$ 为线性增长阶段,此时器件处于健康状态;热阻增量 $(0.5\%R_{thN}, 50\%R_{thN})$ 为加速老化阶段,该区间内器件处于非健康状态。因此,本文以热阻增量 $0.5\%R_{thN}$ 为拐点对安全工作区进行切分。

$R_{th_IGBT}^* = 1$ p.u. 时的逆变器二维安全工作区如图 3 所示(图中 SiC MOSFET 热阻标准化值 $R_{th_MOS}^*$ 为标么值,后同)。红色虚线下方 SiC MOSFET 处于健康状态,其热阻增量较小但是该阶段占据器件大部分寿命。此时开关模式 1 下逆变器的最大安全运行电流在 32.2 A 附近,而采用开关模式 2 时该电流提升到 34.5 A 左右。红色虚线上方 SiC MOSFET 处于非健康状态,其热阻会在较短的寿命周期内迅速增大

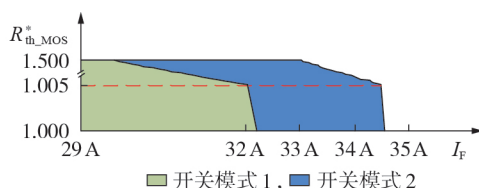


图 3 $R_{th_IGBT}^*$ 为 1 p.u. 时的逆变器二维安全工作区

Fig.3 Two-dimensional safe operating area of inverter when $R_{th_IGBT}^*$ is 1 p.u.

直至器件失效。最终开关模式 1 下的逆变器安全工作区收缩到 30 A 以下,而在开关模式 2 下依然保持在 33 A 以上。通过对比可以看出在同等器件老化程度下,采用开关模式 2 运行的逆变器具备更高的功率输出能力。

综合上述分析可知,逆变器的安全工作区随着混合器件的老化而动态收窄,将开关模式切换阈值电流看作固定值的传统开关策略也不再适用。因此,本文将考虑混合器件老化程度对多开关模式切换策略进行重新设计与规划。

3 面向逆变器安全工作区的混合器件多开关模式主动切换策略

结合 2.3.3 节的逆变器安全工作区刻画结果,以红色虚线即开关模式 1 下混合器件初始热阻时的最大安全电流为额定负载,安全工作区与负载工况的对应关系图见附录 C 图 C1。

由图可知,开关模式 1 下逆变器的安全工作区间随着混合器件的老化逐渐收缩到额定负载以内;而开关模式 2 下逆变器的安全工作区不论何种老化情况均大于额定负载。因此通过多开关模式切换的方式可以使逆变器具备在混合器件全寿命周期内适应不同工况的能力。由于器件的老化进程会出现 1 个明显的拐点,本文将针对混合器件健康和非健康状态对多开关模式切换策略进行全面设计。

3.1 混合器件健康状态下多开关模式切换思路分析

选取 Si IGBT 热阻标准化值为 1, SiC MOSFET 热阻标准化值作为变量,健康状态下开关模式 1 和开关模式 2 的二维安全工作区如图 4 所示。图中: I_{F_N} 为额定工作点下的负载电流;红色虚线以下即为健康状态时开关模式 1 和开关模式 2 对应的逆变器安全工作区;阴影部分对应的是开关模式 1 下逆变器最大安全运行电流因器件老化而缩减的部分。以额定工作点为基准,健康状态下的安全工作区基本无变化。

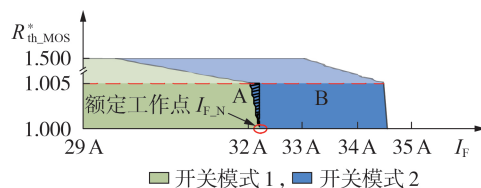


图 4 健康状态下开关模式切换策略

Fig.4 Mode switching strategy under healthy state

因此健康状态下的开关模式切换思路为:当逆变器工作在区域 A 对应的额定及以下功率时,混合器件采用开关模式 1 运行,确保逆变器的最高工作效率;而当逆变器因过载工作在区域 B 时,需将混合器件切换至开关模式 2 运行,利用开关模式 2 更大的

安全工作区平衡混合器件内部的热应力,进而提升逆变器的极限输出能力。

3.2 混合器件非健康状态下多开关模式切换思路分析

随着老化进程的不断加深,混合器件将由健康状态转变为非健康状态。虽然非健康状态只占据器件寿命的较小一部分,但是热阻在该区间内迅速增大。此时热阻变化对逆变器安全工作区的影响不可忽略,需根据不同的工况进行开关模式切换。非健康状态下开关模式1和开关模式2的二维安全工作区如图5所示。图中:红色虚线上方即为非健康状态下开关模式1和开关模式2对应的安全工作区。区域C为开关模式1下的安全工作区,且随着热阻的不断增大安全边界呈现收窄趋势;区域D是开关模式1下受器件老化影响所减小的安全工作区范围;区域E则是开关模式2对应的安全工作区,其变化趋势同开关模式1相似。

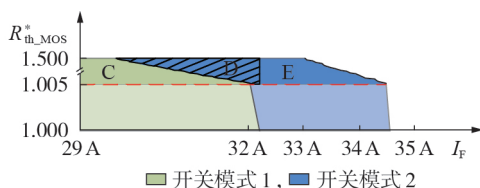


图5 非健康状态下开关模式切换思路

Fig.5 Mode switching strategy under unhealthy state

根据以上分析可以将非健康状态下混合器件的模式切换思路分为以下几种情况。

1) 逆变器轻中载运行。此时逆变器工作在区域C,混合器件采用开关模式1运行可使逆变器的工作效率最大化。

2) 逆变器额定负载运行。此时逆变器工作在区域D,然而受器件老化影响,开关模式1下逆变器的安全工作区已经收缩到区域C,混合器件易突破结温限制而导致热失效。此时混合器件应主动切换到开关模式2运行,通过调节混合器件的中断导通时间将安全工作区扩大至区域D,确保逆变器依然具有输出额定功率的能力。

3) 逆变器过载运行。此时负载电流值进入区域E,混合器件面临热失效风险,此时应主动切换至开关模式2运行,以提高逆变器的过载能力。

3.3 面向逆变器安全工作区的混合器件多开关模式切换流程与方案

结合健康状态和非健康状态时的开关模式切换思路,本文基于逆变器安全工作区设计出附录C图C2所示的多开关模式主动切换流程。

老化进程判断模块采用瞬态热阻抗法对器件热阻进行监测。测量时通入加热电流使器件达到热稳

态,再切除电流后利用温敏参数法测得结-壳降温曲线,进而计算出器件的热阻参数。然后根据当前环境温度和热阻信息,结合全寿命周期安全工作区给出对应的开关模式切换条件。针对混合器件健康状态和非健康状态下具体的开关模式切换过程见附录C。

4 实验验证

采用1200 V / 25 A的Si IGBT(IGW25N120H3)与1200 V / 12.5 A的SiC MOSFET(C2M0160120D)并联组成的混合器件,搭建了相应的单相逆变器实验平台,如附录D图D1所示,对本文所提混合器件全寿命周期内的逆变器安全工作区及多开关模式切换策略进行验证。

4.1 考虑混合器件全寿命周期的逆变器安全工作区准确性验证

首先验证混合器件全寿命周期内逆变器安全工作区的准确性。在混合器件健康状态下($R_{th, IGBT}^* = 1$ p.u., $R_{th, MOS}^* = 1$ p.u.),选取工作点 $a_1 \sim e_1$,覆盖开关模式1和开关模式2下逆变器安全工作区内外及其边界。在混合器件非健康状态下($R_{th, IGBT}^* = 1$ p.u., $R_{th, MOS}^* = 1.3$ p.u.),按照同样思路选取工作点 $a_2 \sim e_2$,具体的工作点选取图及各点数值大小见附录D图D2。通过实验测得不同工作点下混合器件的最高运行结温,如图6所示。

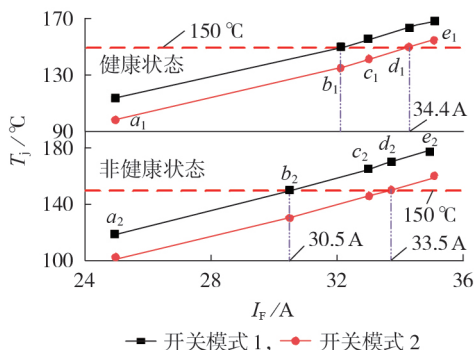


图6 逆变器安全工作区准确性验证结果

Fig.6 Verification results of inverter safe operating area

混合器件健康状态下的实验结果如图6上图所示。开关模式1下逆变器工作在点 a_1 时,混合器件最高结温在110 °C左右,处于逆变器的安全工作区内;逆变器工作在点 b_1 时,混合器件最高结温达到150 °C,处于安全工作区边界;后续工作点对应的混合器件结温均高于150 °C,超出安全工作区范围。而开关模式2下逆变器具有更大的安全工作区,直到负载电流增大到34.4 A即点 d_1 时,混合器件最高结温才达到150 °C。

混合器件非健康状态下的实验结果如图6下图

所示。开关模式 1 下逆变器工作在点 a_2 时混合器件的最高结温在 120°C 附近,处于安全工作区内;逆变器工作在点 b_2 时器件最高结温逼近 150°C ,达到安全工作区的边界,此时负载电流为 30.5 A ;工作点 c_2 — e_2 则全部处于安全工作区外。开关模式 2 下逆变器在点 d_2 时到达安全工作区边界,此时负载电流为 33.5 A ,仅工作点 e_2 超出了逆变器的安全工作区。

上述实验结果与选取的工作点位置相符,可以说明本文所刻画的逆变器安全工作区在混合器件健康状态和非健康状态下都具有较高的准确性。

4.2 面向逆变器安全工作区的多开关模式主动切换策略验证

下面将进一步验证面向逆变器安全工作区的多开关模式主动切换策略的有效性。分别在混合器件健康和非健康状态下选取工作点 a_3 — c_3 、 a_4 — d_4 ,涵盖所有开关模式切换对应的区域,具体的工作点选取图及各点数值大小见附录 D 图 D3。根据所选取的工作点,对不同开关模式切换策略的实际工作效果进行测试,然后记录混合器件的运行结温以及逆变器的最大输出功率。

混合器件健康状态下,采用开关模式 1 和本文所提多开关模式切换策略的实验结果对比如图 7 所示。由图 7(a)可知:混合器件健康状态下,仅采用开关模式 1 时,当工作点由 a_3 切换到 b_3 后,逆变器工作在区域 A 边界,混合器件会因为 SiC MOSFET 过温而触发保护,此时逆变器的最大输出功率不足 7084 W 。由于混合器件健康状态阶段安全工作区变化较小,因此传统多开关模式切换策略与本文所提多开关模式切换策略基本一致。由图 7(b)可知:

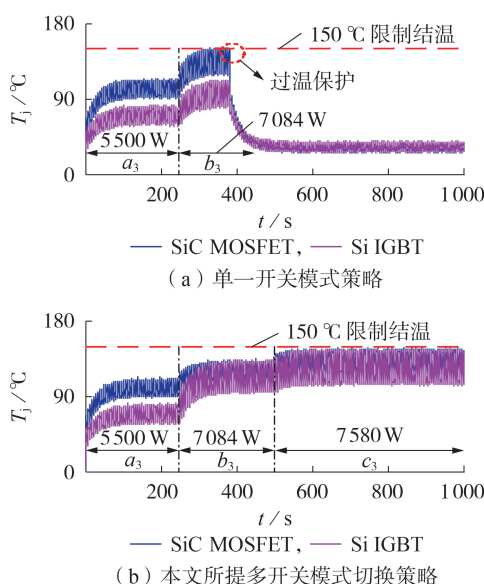


图 7 混合器件健康状态下的实验结果

Fig.7 Experimental results of hybrid switch under healthy state

采用本文所提多开关模式切换策略时,当工作点由 a_3 切换到 b_3 后,混合器件将主动切换到开关模式 2 运行;当工作点切换到 c_3 时,负载电流到达区域 B 的边界,此时混合器件结温接近 150°C ,逆变器的最大输出功率提高到 7580 W 。

混合器件非健康状态下,采用传统多开关模式切换策略和本文所提多开关模式切换策略的实验结果对比如图 8 所示。由图 8(a)可知:采用传统多开关模式切换策略时,当逆变器工作点由 a_4 切换到 b_4 后,逆变器工作在区域 C 边界,此时 SiC MOSFET 已经达到 150°C 限制结温,触发了过热保护。结合逆变器安全工作区刻画结果可知,非健康状态下传统策略所设定的模式切换阈值电流失效,导致逆变器无法维持原额定功率运行。由图 8(b)可知:采用本文所提多开关模式切换策略时,当逆变器工作点从 a_4 切换到 b_4 后,混合器件会主动切换到开关模式 2 运行,其热可靠性得到了有效保障;当工作点切换到 c_4 时,逆变器仍然可以维持额定输出功率 7084 W ;直到切换到工作点 d_4 ,负载电流到达区域 E 的边界,此时逆变器的极限输出功率为 7370 W 。

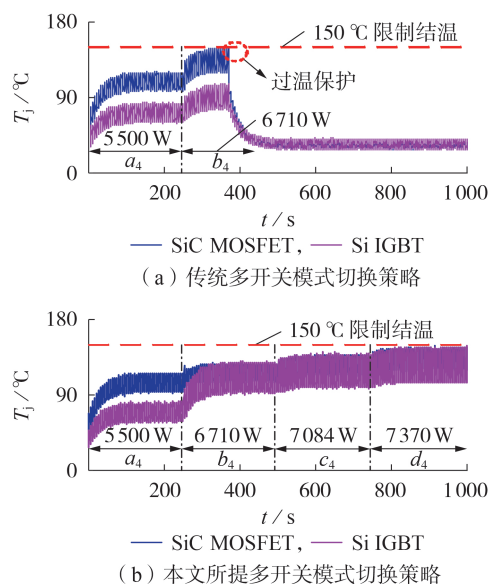


图 8 混合器件非健康状态下的实验结果

Fig.8 Experimental results of hybrid switch under unhealthy state

与传统多开关模式切换策略相比,本文所提策略使得逆变器在混合器件非健康状态时仍然可以维持额定功率运行,且极限输出功率约提升了 9.84% ,其在混合器件全寿命周期内的可靠性得到了有效保障。

5 结论

本文基于老化进程中混合器件的热参数变化规律,设计出一套考虑器件不同老化程度的逆变器安

全工作区刻画流程;通过对不同开关模式下安全工作区的分析,提出一种基于混合器件逆变器全寿命周期安全工作区的多开关模式主动切换策略。得到了以下结论。

1)以逆变器所能承受的最大安全运行电流为边界的安全工作区受混合器件疲劳老化影响,在整个老化进程中呈现收缩趋势。

2)以实现效率最优为目标的开关模式1运行下,逆变器的安全工作区大小主要受SiC MOSFET结温限制,且会在混合器件老化后期收缩到额定负载电流以下。

3)在以实现结温平衡为目标的开关模式2下,逆变器的安全工作区覆盖范围更广,即使在老化后期仍然具有输出额定功率的能力。

4)与传统多开关模式切换策略相比,本文所提方法在混合器件非健康状态下,依然可以在额定负载时保持逆变器不降额运行;而在过载时增大逆变器的最大功率输出能力,降低器件过热风险,可以实现混合器件全寿命周期内逆变器的可靠运行。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] NING P Q, YUAN T S, KANG Y H, et al. Review of Si IGBT and SiC MOSFET based on hybrid switch[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2019, 5(3): 20-29.
- [2] 盛况, 任娜, 徐弘毅. 碳化硅功率器件技术综述与展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6): 1741-1753.
SHENG Kuang, REN Na, XU Hongyi. A recent review on silicon carbide power devices technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1741-1753.
- [3] 邓钦瑞, 何英杰, 雷超, 等. CLLC谐振变换器变频移相混合控制方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(2): 148-154.
DENG Qinrui, HE Yingjie, LEI Chao, et al. PFM+PSM hybrid control of CLLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(2): 148-154.
- [4] 薄强, 王丽芳, 张玉旺, 等. 应用于无线充电系统的SiC MOSFET关断特性分析[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(15): 150-157.
BO Qiang, WANG Lifang, ZHANG Yuwang, et al. Analysis of turn-off characteristics of SiC MOSFET applied to wireless charging system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(15): 150-157.
- [5] 邵帅, 汪欣, 张建佳, 等. 基于有源箝位的功率器件串联均压技术[J/OL]. 电力自动化设备. (2023-07-06)[2023-07-18]. <https://doi.org/10.16081/j.epae.202307005>.
- [6] QIN H H, XIE S X, BA Z H, et al. Evaluation and suppression method of turn-off current spike for SiC/Si hybrid switch[J]. IEEE Access, 2023, 11: 26832-26842.
- [7] JIANG X F, JIANG H P, ZHONG X H, et al. Impact of gate resistance on improving the dynamic overcurrent stress of the Si/SiC hybrid switch[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11): 13319-13331.
- [8] WOLDEGIORGIS D, HOSSAIN M M, SAADATIZADEH Z, et al. Hybrid Si/SiC switches: a review of control objectives, gate driving approaches and packaging solutions[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 1737-1753.
- [9] LI L, NING P Q, WEN X H, et al. A 30 kW three-phase voltage source inverter based on the Si IGBT/SiC MOSFET hybrid switch[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, CA, USA: IEEE, 2019: 1397-1401.
- [10] LI Z J, ZHANG C, YU J J, et al. Dynamic gate delay time control of Si/SiC hybrid switch for loss minimization in voltage source inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(4): 4160-4170.
- [11] PENG Z S, WANG J, LIU Z, et al. Adaptive gate delay-time control of Si/SiC hybrid switch for efficiency improvement in inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3437-3449.
- [12] LI Z J, WANG J, DENG L F, et al. Active gate delay time control of Si/SiC hybrid switch for junction temperature balance over a wide power range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5354-5365.
- [13] 尹庚, 何志志, 李宗鉴. Si/SiC混并结构主动温度控制[J]. 电源学报, 2021, 19(3): 163-168.
YIN Geng, HE Zhizhi, LI Zongjian. Active temperature control of Si/SiC hybrid pair[J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(3): 163-168.
- [14] HE J B, KATEBI R, WEISE N. A current-dependent switching strategy for Si/SiC hybrid switch-based power converters[C]//IEEE Transactions on Industrial Electronics. Detroit, USA: IEEE, 2017: 8344-8352.
- [15] HE J, KATEBI R, WEISE N. A current-dependent switching strategy for Si/SiC hybrid switch-based power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8344-8352.
- [16] 李宗鉴, 王俊, 江希, 等. Si IGBT/SiC MOSFET混合器件及其应用研究[J]. 电源学报, 2020, 18(4): 58-70.
LI Zongjian, WANG Jun, JIANG Xi, et al. Si IGBT/SiC MOSFET hybrid switch and its applications[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(4): 58-70.
- [17] HE Z Z, LI Z J, YU J J, et al. Multi-objective optimization control strategy for SiC/Si hybrid switches[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Baltimore, MD, USA: IEEE, 2019: 4558-4561.
- [18] 李宗鉴. Si IGBT/SiC MOSFET混合器件及其应用研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2020.
LI Zongjian. Research on Si IGBT/SiC MOSFET hybrid switch and its application[D]. Changsha: Hunan University, 2020.
- [19] 何志志. Si IGBT/SiC MOSFET混合器件结温估测及热电性能优化控制[D]. 长沙: 湖南大学, 2020.
HE Zhizhi. Junction temperature estimation and thermoelectric performance optimization control of Si IGBT/SiC MOSFET hybrid switch[D]. Changsha: Hunan University, 2020.
- [20] PENG Z S, WANG J, LIU Z, et al. A variable-frequency current-dependent switching strategy to improve tradeoff between efficiency and SiC MOSFET overcurrent stress in Si/SiC-hybrid-switch-based inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4877-4886.
- [21] 王传坤, 何怡刚, 王晨苑, 等. 计及疲劳损伤的多时间尺度风电变流器IGBT可靠性评估[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(3): 173-178.
WANG Chuankun, HE Yigang, WANG Chenyuan, et al. Multi-time scale reliability evaluation of wind power converter IGBT considering fatigue damage[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(3): 173-178.
- [22] 陈民钊, 陈一高, 高兵, 等. 考虑老化进程对热参数影响的IGBT模块寿命评估[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18):

5427-5436,5542.

CHEN Minyou, CHEN Yigao, GAO Bing, et al. Lifetime estimation of IGBT module considering influence of aging process on thermal parameters [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(18):5427-5436,5542.

作者简介:

涂春鸣(1976—),男,教授,博士研究生导师,主要研究

方向为电网新型调控技术与装备、分布式能源与微能源网(**E-mail**:chunming_tu@263.net);

韩 硕(1998—),男,硕士研究生,主要研究方向为电力电子系统可靠性(**E-mail**:shuo_han_1@163.com);

龙 柳(1996—),女,博士研究生,通信作者,主要研究方向为电力电子系统可靠性(**E-mail**:liu_l@hnu.edu.cn)。

(编辑 王欣竹)

Multi-mode active switching strategy for safe operating area of Si / SiC-hybrid-switch-based inverter throughout life cycle

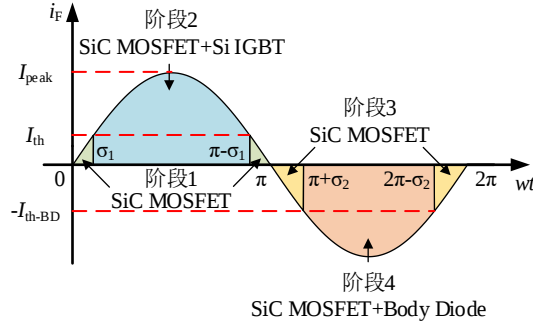
TU Chunming, HAN Shuo, LONG Liu, XIAO Fan, XIAO Biao, GUO Qi

(National Electric Power Conversion and Control Engineering Technology Research Center, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: By adopting a multi-mode switching strategy for the Si insulate-gate bipolar transistor(Si IGBT) / SiC metal-Oxide semiconductor field-effect transistor(SiC MOSFET) hybrid switch, the converter has the ability to cope with complex operating conditions. However, the influence of fatigue aging on the mode switching threshold current is not considered in the existing switching strategies, which is likely to cause thermal failure of the hybrid switch at the late stage of the aging process, which seriously threatens the reliable operation of the converter. Based on this, a multi-mode active switching strategy for safe operating area of Si / SiC-hybrid-switch-based inverter throughout life cycle is proposed. Based on the influence of fatigue aging on the maximum safe operating current of inverter, the characterization process of the safe working area of the inverter considering the aging process is designed. According to the results of safe operating area characterization, a multi-switching mode active switching strategy suitable for the whole life cycle of hybrid switch is proposed. The experimental results show that the strategy can dynamically adjust the switching mode to converse threshold current for different aging degrees of hybrid switch, so as to ensure the operation reliability of the inverter throughout the switch whole life cycle.

Key words: hybrid switch; full life cycle; safe operating area; multi-mode switching; reliability

附录 A



图中： σ_1 和 σ_2 分别为 Si IGBT 和 SiC MOSFET 体二极管的临界导通角。

图 A1 混合器件基波周期内导通情况示意图

Fig.A1 Conduction of hybrid switch in fundamental period

混合器件损耗模型

1) 导通损耗模型。

基波周期内单相逆变器输出电流可表示为：

$$I_F(t) = I_{\text{peak}} \sin(wt) \quad (\text{A1})$$

式中： I_F 为负载电流瞬时值； I_{peak} 为负载电流的峰值； w 为角频率。双极性调制方式下，占空比可表示为：

$$D(t) = \frac{1 + m \sin(wt + \phi)}{2} \quad (\text{A2})$$

式中： m 为调制度； ϕ 为交流电压和电流基波分量之间的相位角。

结合图 A1 所示的混合器件在一个基波周期内的导通情况，计算各阶段的导通损耗。

阶段 1：混合器件导通损耗 P_{cond} 均由 SiC MOSFET 产生，计算公式为：

$$P_{\text{cond}} = I_F^2(t) \cdot R_{\text{ds}} \cdot [D(t) - T_d \cdot f_{\text{sw}}] \quad (\text{A3})$$

式中： R_{ds} 为 SiC MOSFET 的导通电阻； T_d 为死区时间； f_{sw} 为混合器件的开关频率。

阶段 2：SiC MOSFET 和 Si IGBT 的分流电流 I_{MOS} 和 I_{IGBT} 可表示为：

$$I_{\text{MOS}} = \frac{R_{\text{ce}}}{R_{\text{ce}} + R_{\text{ds}}} I_F(t) + \frac{V_{\text{th}}}{R_{\text{ce}} + R_{\text{ds}}} \quad (\text{A4})$$

$$I_{\text{IGBT}} = \frac{R_{\text{ds}}}{R_{\text{ce}} + R_{\text{ds}}} I_F(t) - \frac{V_{\text{th}}}{R_{\text{ce}} + R_{\text{ds}}} \quad (\text{A5})$$

式中： R_{ce} 为 Si IGBT 导通电阻； V_{th} 为 Si IGBT 的拐点电压。

阶段 2 内混合器件的导通损耗由三部分构成，分别是 SiC MOSFET 的分流导通损耗 $P_{\text{cond_MOS}}$ 、Si IGBT 的分流导通损耗 $P_{\text{cond_IGBT}}$ 和 SiC MOSFET 在延迟关断时间 $T_{\text{off_delay}}$ 内的额外导通损耗 ΔP_{cond} ，计算公式分别如下：

$$P_{\text{cond_MOS}} = I_{\text{MOS}}^2 R_{\text{ds}} [D(t) - (T_d + T_{\text{off_delay}}) f_{\text{sw}}] \quad (\text{A6})$$

$$P_{\text{cond_IGBT}} = I_{\text{IGBT}} (V_{\text{th}} + I_{\text{IGBT}} R_{\text{ce}}) [D(t) - (T_d + T_{\text{off_delay}}) f_{\text{sw}}] \quad (\text{A7})$$

$$\Delta P_{\text{cond}} = I_F^2(t) R_{\text{ds}} T_{\text{off_delay}} f_{\text{sw}} \quad (\text{A8})$$

阶段 3：导通损耗仅由 MOSFET 的导电沟道产生，计算公式为：

$$P_{\text{cond_MOS}} = I_F^2(t) R_{\text{ds}} (D(t) - T_d f_{\text{sw}}) \quad (\text{A9})$$

阶段 4：SiC MOSFET 导电沟道和体二极管的分流电流 I_{MOS} 和 I_{BD} 可分别表示为：

$$I_{\text{MOS}} = \frac{R_{\text{BD}}}{R_{\text{BD}} + R_{\text{ds}}} I_F(t) + \frac{V_{\text{th_BD}}}{R_{\text{BD}} + R_{\text{ds}}} \quad (\text{A10})$$

$$I_{\text{BD}} = \frac{R_{\text{ds}}}{R_{\text{BD}} + R_{\text{ds}}} I_F(t) - \frac{V_{\text{th_BD}}}{R_{\text{BD}} + R_{\text{ds}}} \quad (\text{A11})$$

式中： R_{BD} 为体二极管导通电阻； $V_{\text{th_BD}}$ 为体二极管的拐点电压。

该阶段的导通损耗由 SiC MOSFET 导电沟道的导通损耗以及体二极管的导通损耗 $P_{\text{cond_BD}}$ 组成，计算公式如下：

$$P_{\text{cond_MOS}} = I_{\text{MOS}}^2 R_{\text{ds}} (D(t) - T_d f_{\text{sw}}) \quad (\text{A12})$$

$$P_{\text{cond_BD}} = I_{\text{BD}} (V_{\text{th_BD}} + I_{\text{BD}} R_{\text{BD}}) (D(t) - T_d f_{\text{sw}}) \quad (\text{A13})$$

死区时间内, Si IGBT 和 SiC MOSFET 导电沟道均关闭, 此时电流全部流经 SiC MOSFET 体二极管, 死区损耗 $P_{\text{cond_BD_dead}}$ 的计算公式如下：

$$P_{\text{cond_BD_dead}} = I_{\text{F}}(t) (V_{\text{th_BD}} + I_{\text{F}}(t) R_{\text{BD}}) T_d f_{\text{sw}} \quad (\text{A14})$$

2) 开关损耗模型。

本文基于双脉冲测试平台得到混合器件的开通损耗随开通延时 $T_{\text{on_delay}}$ 的变化曲线, 如图 A2 所示。各器件的开通损耗计算公式分别如下：

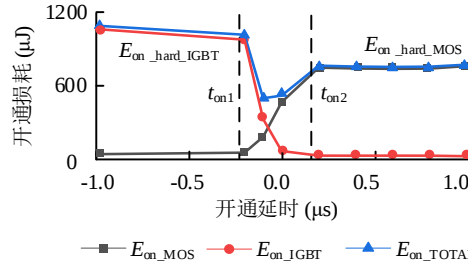


图 A2 混合器件开通损耗与开通延时的关系

Fig.A2 Relationship between turn-on loss and turn-on delay of hybrid switch

$$E_{\text{on_MOS}} = \frac{T_{\text{on_delay}} - t_{\text{on1}}}{t_{\text{on2}} - t_{\text{on1}}} E_{\text{on_hard_MOS}} \quad (\text{A15})$$

$$E_{\text{on_IGBT}} = \frac{t_{\text{on2}} - T_{\text{on_delay}}}{t_{\text{on2}} - t_{\text{on1}}} E_{\text{on_hard_IGBT}} \quad (\text{A16})$$

式中: $E_{\text{on_hard_MOS}}$ 和 $E_{\text{on_hard_IGBT}}$ 分别为 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的硬开通损耗。

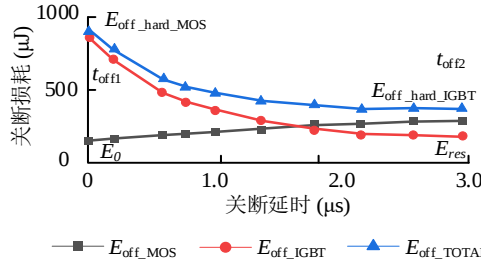


图 A3 混合器件关断损耗与关断延时的关系

Fig.A3 Relationship between turn-off loss and turn-off delay of hybrid switch

混合器件的关断损耗与关断延时 $T_{\text{off_delay}}$ 的关系如图 A3 所示。各自的关断损耗计算公式分别如下：

$$E_{\text{off_MOS}} = \frac{T_{\text{off_delay}} - t_{\text{off1}}}{t_{\text{off2}} - t_{\text{off1}}} (E_{\text{off_hard_MOS}} - E_0) + E_0 \quad (\text{A17})$$

$$E_{\text{off_IGBT}} = (E_{\text{off_hard_IGBT}} - E_{\text{res}}) e^{-\tau \cdot T_{\text{off_delay}}} + E_{\text{res}} \quad (\text{A18})$$

式中: $E_{\text{off_hard_MOS}}$ 和 $E_{\text{off_hard_IGBT}}$ 分别为 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的硬关断损耗。

与导通损耗建模思路一致, 本文将逆变器单个基波周期分成 4 个阶段进行开关损耗分析:

阶段 1: 仅 SiC MOSFET 导通, 混合器件总开关损耗即为 SiC MOSFET 的硬开关损耗 $E_{\text{on_hard_MOS}}$ 与 $E_{\text{off_hard_IGBT}}$ 。

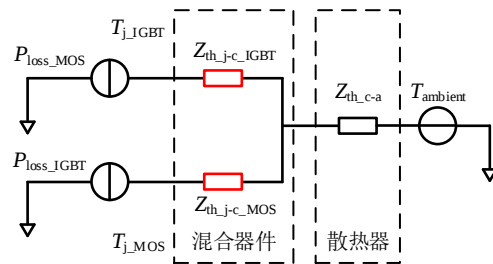
阶段 2: 混合器件内部由 SiC MOSFET 和 Si IGBT 共同分担电流, 因此混合器件的总开关损耗由两个器件的开关损耗组成, 具体公式如式 (A15) — (A18) 所示。

阶段 3、4: 在负载电流反向导通阶段, 由于死区时间的存在, SiC MOSFET 为零电压开通关断, 因此混合器件的总开关损耗仅为体二极管所产生的反向恢复损耗 $E_{\text{rr_BD}}$ 。根据不同负载电流下的反向恢复损耗数据可以拟合得到:

$$E_{\text{rr_BD}} = a I_{\text{F}}^2 + b I_{\text{F}} + c \quad (\text{A19})$$

式中： a 、 b 、 c 为拟合得到的系数。

附录 B



图中： P_{loss_MOS} 和 P_{loss_IGBT} 分别为 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的损耗功率； $Z_{th_j-c_MOS}$ 和 $Z_{th_j-c_IGBT}$ 分别为 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的结-壳热阻抗； Z_{th_c-a} 为器件壳-环境的热阻抗； $T_{ambient}$ 为环境温度。

图 B1 混合器件热阻网络模型
Fig.B1 Thermal resistance network model of hybrid switch

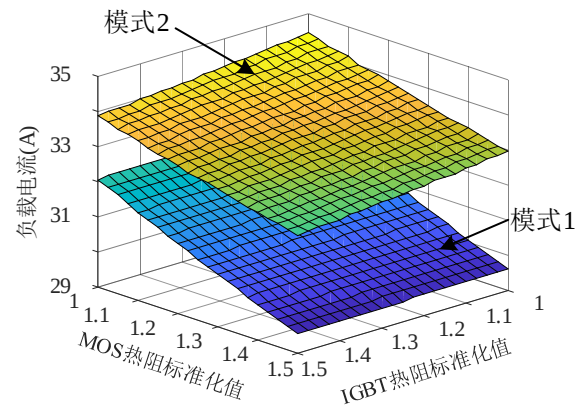


图 B2 开关模式 1 和开关模式 2 下的逆变器全寿命周期安全工作区
Fig.B2 Safe operating area of inverter under switching mode 1 and switching mode 2 in whole life cycle

附录 C

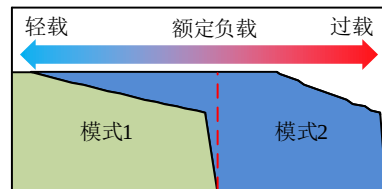


图 C1 逆变负载与安全工作区之间的对应关系
Fig.C1 Corresponding relationship between inverter load and safe operating area

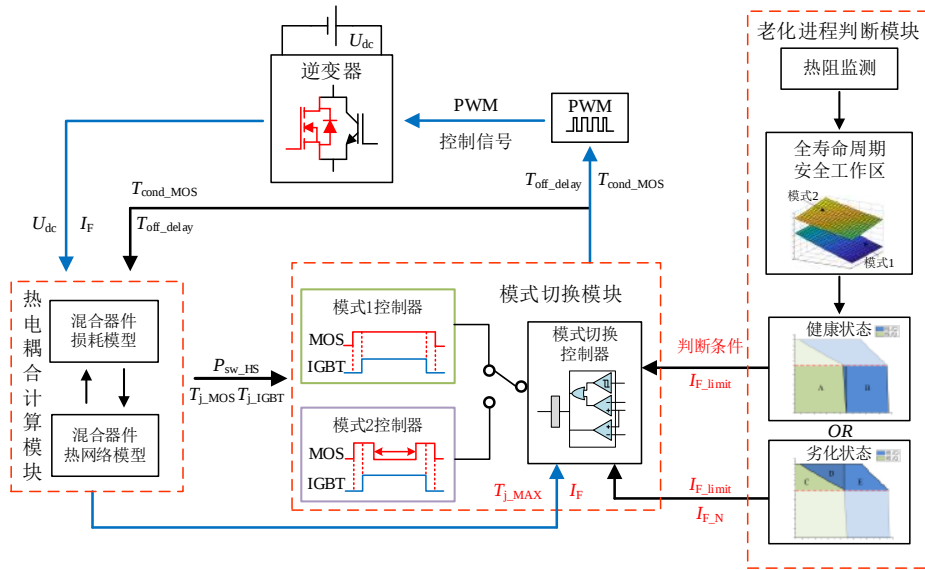


图 C2 面向混合器件逆变器全寿命周期安全工作区的多开关模式主动切换流程框图

Fig.C2 Flowchart of multi-mode active switching for safe operating area of hybrid switch-based inverter throughout life cycle

当混合器件处于健康状态时，逆变器仅在过载时进行模式切换。首先通过老化进程判断模块给出判断条件为额定电流 I_{F_N} ，再通过热电偶计算模块配合模式切换模块进行判断选择。当负载电流 I_F 小于 I_{F_N} 时，模式切换控制器选择开关模式 1 运行；当 I_F 大于 I_{F_N} 时，主动切换到开关模式 2 运行，以提高逆变器运行的可靠性。

当混合器件处于非健康状态时，模式切换的方案如下。老化进程判断模块给出的判断条件分别为额定电流 I_{F_N} 和开关模式 1 的安全工作区边界值 I_{F_limit} 。当 $I_F < I_{F_limit}$ 时，逆变器处于开关模式 1 的安全工作区内，此时无需进行模式切换；当 $I_{F_limit} \leq I_F < I_{F_N}$ 时，控制器需主动切换到开关模式 2 运行，并将逆变器的安全工作区扩大至区域 D，保证逆变器不降额运行；当 $I_F \geq I_{F_N}$ 时，应主动切换到开关模式 2 运行，并将安全工作区进一步扩大至区域 E，尽可能提高逆变器的过载能力。

附录 D

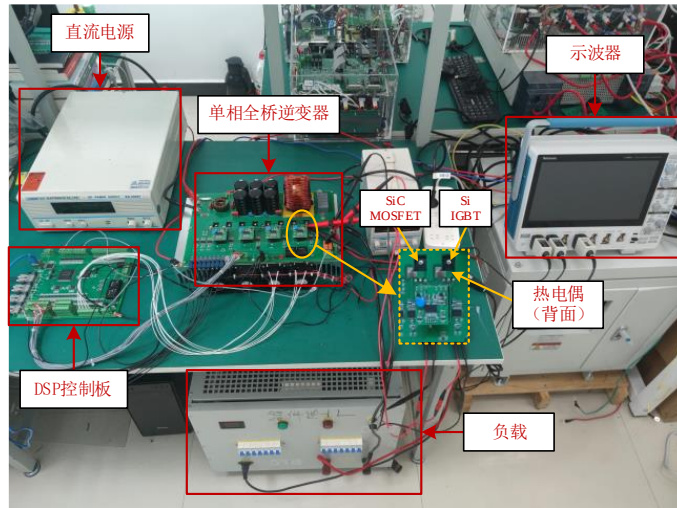


图 D1 混合器件单相逆变器实验平台

Fig.D1 Si/SiC-hybrid-switch-based single-phase inverter experimental platform

为了验证本文所提混合器件全寿命周期内的逆变器安全工作区及多开关模式切换策略的有效性，搭建了图 D1 所示的单相逆变器实验平台。该平台包括直流电源、DSP 控制板、单相全桥逆变器、负载以及示波器。其中全桥逆变器各桥臂采用由 1 200 V/25 A 的 Si IGBT (IGW25N120H3) 与 1 200 V/12.5 A 的 SiC MOSFET (C2M0160120D) 并联组成混合器件。

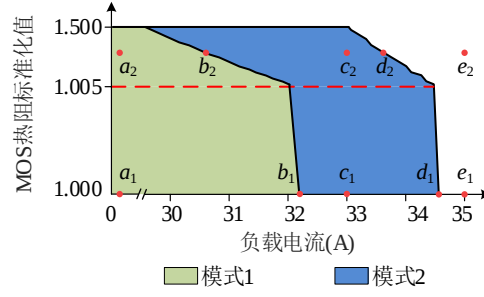


图 D2 逆变器安全工作区准确性验证的工作点选取

Fig.D2 Operating point of accuracy verification of inverter safe operating area

如图 D2 所示，在混合器件健康状态下（ $R_{th_IGBT}^* = 1 \text{ p.u.}$ ， $R_{th_MOS}^* = 1 \text{ p.u.}$ ），选取工作点 a_1 — e_1 ，覆盖开关模式 1 和开关模式 2 下逆变器安全工作区内外及其边界。其中 a_1 的负载电流为 25 A， b_1 的负载电流为 32.2 A， c_1 的负载电流为 33 A， d_1 的负载电流为 34.4 A， e_1 的负载电流为 35 A。在混合器件非健康状态下（ $R_{th_IGBT} = 1$ ， $R_{th_MOS} = 1.3$ ），按照同样思路选取工作点 a_2 — e_2 ，其中 a_2 的负载电流为 25 A， b_2 的负载电流为 30.5 A， c_2 的负载电流为 33 A， d_2 的负载电流为 33.5 A， e_2 的负载电流为 35 A。

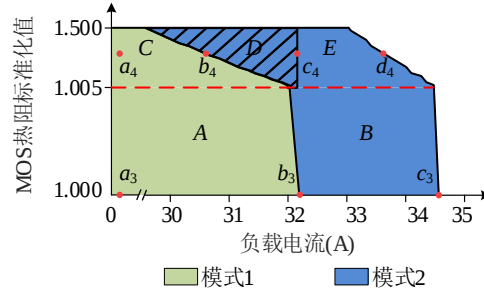


图 D3 本文所提切换策略有效性验证的工作点选取

Fig.D3 Operating point of the effectiveness verification of the switching strategy proposed in this paper

如图 D3 所示，分别在混合器件健康和非健康状态下选取工作点，涵盖所有模式切换对应的区域。其中 a_3 的负载电流为 25 A， b_3 的负载电流为 32.2 A， c_3 的负载电流为 34.5 A； a_4 的负载电流为 25 A， b_4 的负载电流为 30.5 A， c_4 的负载电流为 32.2 A， d_4 的负载电流为 33.5 A。