

文章编号:0254-0096(2019)12-3519-07

基于环境温度、负载率的光伏逆变器温升研究

钱 茜^{1,2}, 张 臻^{1,2}, 黄国昆^{1,2}, 张天瑞¹, 孙 凯²

(1. 河海大学机电工程学院, 常州市光伏系统集成与生产装备技术重点实验室, 常州 213022;

2. 光伏科学与技术国家重点实验室, 天合光能股份有限公司, 常州 213031)

摘 要: 外部环境温度高低及输入逆变器的负载率大小直接决定光伏逆变器的温升变化, 温升是衡量可靠性的关键因素。通过逆变器内主要功率元器件的温升变化来研究逆变器的温升, 应用传热学理论、能量守恒定律、结温与热阻原理并通过循环迭代的方法建立环境温度、负载率与 IGBT 损耗及温升的数学关系式。通过光伏逆变器温升试验, 高低温环境箱 $-25\sim 60\text{ }^{\circ}\text{C}$ 下的实验结果确定 IGBT 管壳-散热器热阻、散热器至空气热阻, 并测试不同负载率下元器件的壳温变化。研究结果表明: 在不同环境温度、不同负载率下温升模型与实验结果的差异在 8% 以内, 可作为一种预测光伏逆变器实时运行状态下大功率元器件温度的方法, 为评估逆变器可靠性提供理论依据。

关键词: 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT); DC 到 AC 逆变器; 环境温度; 可靠性; 热阻

中图分类号: TN323

文献标识码: A

0 引 言

逆变器作为光伏发电系统的核心设备, 对最终并入电网的发电量起着决定性作用, 而数据表明在大型光伏电站中逆变器失效率达 $40.29\times 10^{-6}\text{ h}^{-1}$ (相比光伏组件 $0.0152\times 10^{-6}\text{ h}^{-1}$)^[1], 位居光伏系统各组成模块榜首, 逆变器既是整个光伏发电系统的关键环节又是薄弱环节。而影响光伏逆变器可靠性的主要因素为热与温升^[2]。Perpina 等^[3]分析绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 功率模块内不均匀温度分布对铁路电力逆变器可靠性的影响, 考虑了所选择的冷却系统与功率模块之间的相互作用, 还提到必须确保 IGBT 模块的温度波动不超过某一临界值。Ristow 等^[4]提出光伏逆变器温度评估的简化模型, 描述了逆变器空间的温度上升与入射辐照度的线性函数, 在提升逆变器可靠性方面提出了借助数据库进行预测逆变器的温度。Sintamarean 等^[5]通过比较美国和丹麦两地不同的太阳辐照和温度条件下的逆变器可靠性, 来建立寿命模型。对于逆变器而言, IGBT 和二极管等电力电子器件的可靠性较差, 其故障率主要取决于辐照强度, 环境温度和输入功率水平^[6]。国内也较关注光伏逆变器可靠性对整个光伏

发电系统的影响, 唐 波等^[7]主要研究 IGBT 结温与开关频率及功率因数的关系。

国内外对于逆变器可靠性做了大量研究, 但是没有具体结合光伏逆变器在整个发电系统中实际工作状况对内部元器件温升影响的研究。本文考虑到实际光伏发电系统中, 外部环境温度与太阳辐照强度会直接影响到逆变器的温升, 其中, 太阳辐照度直接决定组件直流端输出的电流大小, 对组件直流端输出电压影响不大。基于上述环境温度与辐照度的影响, 本文设计了关于不同环境温度、不同负载比下逆变器的温升实验, 通过改变输入电流调节输入功率大小, 从而达到不同的负载点。

本文具体研究工作如下: 通过室内环境箱测试 $-25\sim 60\text{ }^{\circ}\text{C}$ 恒定环境温度下逆变器内大功率元器件 IGBT 的壳温, 确定散热器至空气的热阻, 利用壳温与结温的关系, 建立温度和损耗的关系, 而损耗本身又受到自身输入功率的主导, 从而利用循环迭代的方法建立壳温、结温与环境温度及输入功率的理论模型, 可用来预测逆变器内器件不同环境、不同负载比下的稳态结温, 最后将模型结果与实验结果进行对比分析。

收稿日期: 2017-12-05

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFB1500600); 江苏省重点研发计划(产业前瞻与共性关键技术 BE2017063); 新能源与储能运行控制国家重点实验室开放基金(NYB51201901237); 中央高校基本科研业务费专项资金(2018B22714)

通信作者: 张 臻(1981—), 男, 博士、副教授, 主要从事光伏可靠性, 高性能光伏组件和系统方面的研究。zhangzhenwl@126.com

1 工作原理

逆变器温升主要由其内部功率元器件主导,其内部元器件的最高温度决定了逆变器的可靠性^[8]。所以,基于大功率元器件 IGBT 建立其温升模型,其中 IGBT 结温 T_j 、壳温 T_c 、环境温度 T_a 、损耗 P_{loss} (损耗越大效率越低)、输入输出功率 P 之间的关系如图 1。

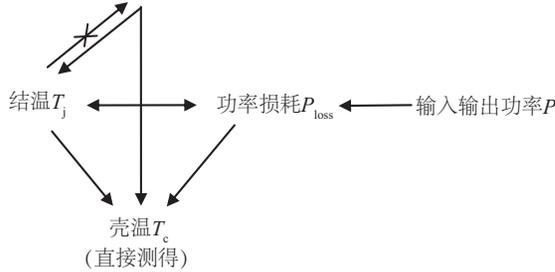


图 1 各参数作用关系

Fig. 1 Influence between parameters

对于稳定的元器件功耗 P ,由稳态热阻 R_θ 定义可知:

$$R_\theta = \frac{\Delta T}{P} \quad (1)$$

式中, P ——器件功率耗, W; R_θ ——稳态热阻, $^{\circ}\text{C}/\text{W}$; ΔT ——温度差, $^{\circ}\text{C}$ 。

对于稳态传热过程,可利用稳态热阻计算 IGBT 结温 T_j 、壳温 T_c 和散热器温度 T_s 。根据半导体热阻原理可知,元器件总热阻等于其管芯的热量传递到周围环境的传热途径上所有环节的热阻总和。

当功率消耗与功率耗散相等时的稳态结温为:

$$T_j = \Delta T_j + T_c = P_d \times R_{\theta_{jc}} + T_c \quad (2)$$

$$T_c = P_d \times R_{\theta_{cs}} + T_s \quad (3)$$

$$T_s = P_{\text{tot}} \times R_{\theta_{sa}} + T_a \quad (4)$$

式中, P_d ——IGBT 总损耗, W; $R_{\theta_{jc}}$ ——管芯至管壳热阻, $^{\circ}\text{C}/\text{W}$; $R_{\theta_{cs}}$ ——管壳至散热器间的接触热阻, $^{\circ}\text{C}/\text{W}$; $R_{\theta_{sa}}$ ——散热器至环境的热阻, $^{\circ}\text{C}/\text{W}$; P_{tot} ——散热器上总损耗, W。

本文考虑的逆变器的散热片位于整机集成电路板后部,根据能量守恒定律,所有的能量将通过散热片散发出去,散热片上的能量损耗即为逆变器整机总损耗 P_{tot} ,即:

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}} = I_{\text{in}} \times U_{\text{in}} - I_{\text{out}} \times U_{\text{out}} \quad (5)$$

式中, P_{in} ——逆变器直流端输入功率, W; P_{out} ——逆变器交流端输出功率, W; I_{in} ——逆变器直流端输入电流, A; U_{in} ——逆变器直流端输入电压, V;

I_{out} ——逆变器交流端输出电流, A; U_{out} ——逆变器交流端输出电压, V。

通过实验可测得散热器温度 T_s 和环境温度 T_a ,可求得散热器至环境的热阻为:

$$R_{\theta_{sa}} = \frac{T_s - T_a}{P_{\text{tot}}} \quad (6)$$

最终取 0~60 $^{\circ}\text{C}$ 下以 5 $^{\circ}\text{C}$ 为步长求得散热器至环境的平均热阻为 $R_{\theta_{sa}} = 0.0733 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

同理可列出管壳至散热器间的接触热阻:

$$R_{\theta_{cs}} = \frac{T_c - T_s}{P_d} \quad (7)$$

但由于逆变器温度随着逆变器元器件功率损耗的增加而升高,而元器件结温的升高又将导致损耗的增加,温度和损耗是个相互作用的过程。IGBT 损耗无法单独确定,不能直接求出 $R_{\theta_{cs}}$,要利用循环迭代的方法最终确定损耗和管壳至散热片的接触热阻。对于结温无法直接测量得到,结-壳热阻可参照出厂参数。

1.1 不同环境温度对温升的影响

逆变器内功率元器件 IGBT 的损耗主要由通态损耗和开关损耗组成^[9],对每一部分损耗分别考虑,即可求得总损耗。

1.1.1 通态损耗

通态损耗是指 IGBT 导通过程中,因导通压降所产生的损耗。与导通压降 U_{ce} 、集电极电流 i_c 、占空比 D 有关。

根据出厂参数提供的测试曲线可将导通压降近似用式(8)表示:

$$U_{ce} = U_{ce0} + r_{ce} \times I_c \quad (8)$$

具体拟合近似曲线如图 2。通态电阻 r_{ce} (Ω) 定义为近似拟合直线斜率的倒数, $r_{ce} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c}$; U_{ce0} 为门电压,如图 2 中近似拟合曲线与横坐标的交点。

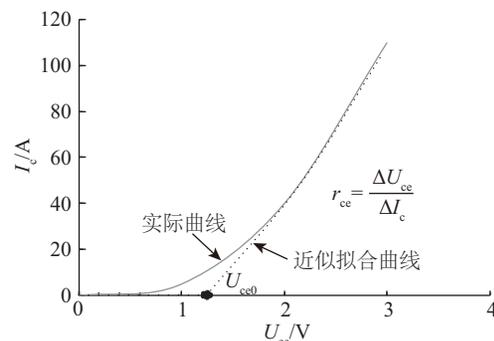


图 2 U_{ce} 与 I_c 典型曲线图

Fig. 2 Typical curve of U_{ce} and I_c

单个 IGBT 通态损耗是对半个电网周期内对所有通态过程进行积分(正半周波或负半周波),所以单个 IGBT 损耗计算如式(9):

$$P_{\text{cond}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_{\text{ce}}(t) \times i_{\text{c}}(t) \times D(t) dt \quad (9)$$

占空比 D 为:

$$D = \frac{1 + M \cos \varphi}{2} \quad (10)$$

将式(8)、式(10)代入式(9)得:

$$P_{\text{cond}} = \sqrt{2} I_{\text{out}} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M \cos \varphi}{8} \right) \times U_{\text{ce},25^\circ\text{C}} \left[1 + K_{u,\text{Tr}}(T_j - 25) \right] + 2 \times I_{\text{out}}^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{M \cos \varphi}{3\pi} \right) \times r_{\text{ce},25^\circ\text{C}} \left[1 + K_{r,\text{Tr}}(T_j - 25) \right] \quad (11)$$

式中, $K_{u,\text{Tr}}$ ——温度系数,考虑了温度对 IGBT 导通压降的影响, $^\circ\text{C}^{-1}$; $K_{r,\text{Tr}}$ ——温度系数,考虑了温度对 IGBT 通态电阻的影响, $^\circ\text{C}^{-1}$; $r_{\text{ce},25^\circ\text{C}}$ —— 25°C 时的通态电阻; $U_{\text{ce},25^\circ\text{C}}$ —— 25°C 时 IGBT 集电极到发射极的开路电压(导通压降), V; M ——逆变器调制比; $\cos \varphi$ ——逆变器功率因数,一般情况下逆变器负载功率点在 30% 以上时,功率因数基本不变; I_{out} ——逆变器的输出电流的有效值, A; T_j ——IGBT 结温, $^\circ\text{C}$ 。

1.1.2 开关损耗

逆变器开关损耗包含开通损耗和关断损耗两部分,与开关频率 f_{sw} 有关。随着功率元器件开关频率的提升,开关损耗也随之增加。通常元器件开通和关断时的能量损耗计算方法为将电流电压相乘再对时间进行积分^[10]。一次开通和关断的能量损耗如式(12)和式(13)所示:

$$E_{\text{sw,on}} = E_{\text{on,nom}} \times \frac{I_{\text{p}}}{I_{\text{nom}}} \times \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{nom}}} \quad (12)$$

$$E_{\text{sw,off}} = E_{\text{off,nom}} \times \frac{I_{\text{p}}}{I_{\text{nom}}} \times \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{nom}}} \quad (13)$$

式中, $E_{\text{sw,on}}$ ——开通一次的能量损耗, J; $E_{\text{sw,off}}$ ——关断一次的能量损耗, J; $E_{\text{on,nom}}$ ——额定电流和额定电压下 IGBT 开通一次损失的能量, J; $E_{\text{off,nom}}$ ——额定电流和额定电压下 IGBT 关断一次损失的能量, J; U_{dc} ——直流母线电压, V; I_{p} ——峰值电流, A; I_{nom} ——额定工作电流, A; U_{nom} ——额定工作电压, V。

累加周期内所有开关过程中的开通损耗及关

断损耗之和,即为整个过程所产生的开关损耗 P_{sw} , 如式(14)所示:

$$P_{\text{sw}} = f_{\text{sw}} \times \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (E_{\text{sw,on}} + E_{\text{sw,off}})(I_{\text{p}}, t) dt \quad (14)$$

具体展开为:

$$P_{\text{sw}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} f_{\text{sw}} (E_{\text{on,nom}} + E_{\text{off,nom}}) \times \frac{I_{\text{out}}}{I_{\text{nom}}} \times \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{nom}}} \times [1 + K_{\text{sw,Tr}}(T_j - 25^\circ\text{C})] \quad (15)$$

式中, f_{sw} ——IGBT 的工作频率, Hz; I_{out} ——逆变器的输出电流的有效值; $K_{\text{sw,Tr}}$ ——温度对 IGBT 开关损耗影响的温度系数, $^\circ\text{C}^{-1}$ 。

单个 IGBT 的总损耗为通态损耗和开关损耗之和:

$$P_{\text{d}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{sw}} \quad (16)$$

选取逆变器内一款型号为 FGA40N65SMD 的场截止式 IGBT 进行理论求解,根据出厂 Datasheet,主要参数如表 1 所示。

表 1 FGA40N65SMD 参数表

Table 1 Parameters of FGA40N65SMD

相关参数	数值
25 $^\circ\text{C}$ 额定通态电阻/ Ω	0.01625
175 $^\circ\text{C}$ 额定通态电阻/ Ω	0.0225
25 $^\circ\text{C}$ 额定通态压降/V	1.25
175 $^\circ\text{C}$ 额定通态压降/V	1.1
导通压降温度系数/ $^\circ\text{C}^{-1}$	-0.0008
通态电阻温度系数/ $^\circ\text{C}^{-1}$	0.002564
开关损耗温度系数/ $^\circ\text{C}^{-1}$	0.003704
参考额定电压/V	400
参考额定电流/A	40
额定开通能量损耗/mJ	0.82
额定关断能量损耗/mJ	0.26
结-壳热阻/ $^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1}$	0.43

散热器至环境的热阻已求得为: $R_{\theta,\text{sa}} = 0.0733^\circ\text{C}/\text{W}$ 。根据热阻与环境温度可求得散热器温度 T_s , 由于结温 T_j 和壳温 T_c 都会受到损耗的影响,而损耗又受结温影响,不能直接求得,运用循环迭代的方法求得,具体如下:根据实验测得 T_c 、 T_s 为已知量,先将损耗 P_{d} 定义为零,根据式(2)求出 T_j ,再将 T_j 代入式(16)求得损耗,最后用求得的损耗再次代入式(3)、式(2),求得 $R_{\theta,\text{cs}}$ 及结温,循环

求解,直至求得的损耗值 P_d 不再发生改变,此时的 $R_{\theta,cs}$ 即为所求值,为 $R_{\theta,cs} = 0.4 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

根据确定的热阻值,求不同状态下 IGBT 结温和壳温,具流程图如图 3 所示,具体循环迭代过程如下:

- 1)定义结温 T_j 、壳温 T_c 的初始值与环境温度一致,将初始结温代入式(16)计算 IGBT 总损耗 P_d ;
- 2)将求得的 IGBT 总损耗 P_d 以及根据实验测得的管壳至散热器间的接触热阻求得的管壳至散热器间的接触热阻 $R_{\theta,cs}$ 代入式(3)计算壳温 T_c ;
- 3)将步骤 2)计算的壳温 T_c 以及步骤 1)计算的 IGBT 总损耗 P_d 代入式(2)中计算结温 T_j ;
- 4)将步骤 3)求得的结温 T_j 代入式(16)计算 IGBT 总损耗 P_d ;
- 5)循环步骤 2)~4),直至结温数值不再发生改变,得出最后壳温 T_c 与结温 T_j 。

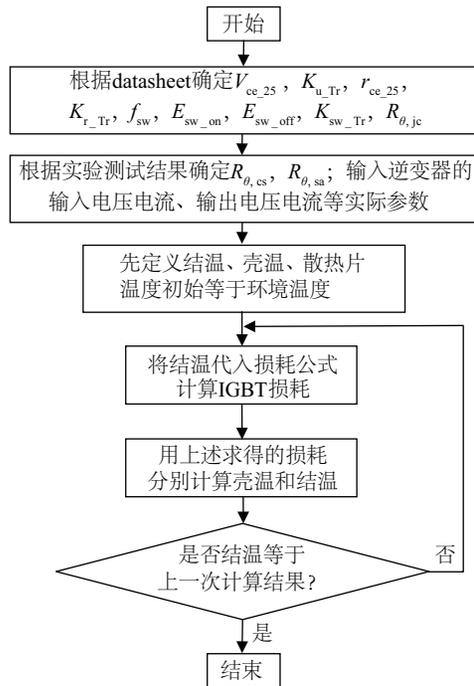


图3 算法流程图

Fig. 3 Algorithm flow chart

在 $-5\sim 60 \text{ } ^\circ\text{C}$ 环境温度下,当逆变器处于满载情况时,理论求得稳态情况下内部 IGBT 的壳温 T_c 和结温 T_j 如表 2 所示。

1.2 不同负载率对温升的影响

负载率为输入功率与逆变器额定功率的比

表2 FGA40N65SMD不同温度下计算温度值

Table 2 Temperature value of FGA40N65SMD by model at different temperatures

环境温度 $T_a / ^\circ\text{C}$	壳温 $T_c / ^\circ\text{C}$	结温 $T_j / ^\circ\text{C}$
-5	24.2	40.7
0	29.4	46.1
5	34.6	51.5
10	39.8	56.9
15	45.0	62.3
20	50.2	67.7
25	55.4	73.1
30	60.6	78.6
35	65.8	84.0
40	71.0	89.4
45	76.2	94.8
50	81.4	100.2
55	86.6	105.6
60	91.8	111.0

值,即:

$$\varphi = \frac{P_{in}}{P_{nom}} \times 100\% \tag{17}$$

式中, P_{in} ——逆变器直流端输入功率; P_{nom} ——逆变器额定功率; φ ——负载率。

本文考虑的光伏逆变器负载率变化主要受到太阳辐照度的影响,即组件输入电流影响。实验中通过调整输入电流改变负载率大小。利用 1.1 节计算公式与方法得到不同负载率情况下的温升变化情况,如表 3 所示。

表3 FGA40N65SMD不同负载下计算温度值(25 °C)

Table 3 Temperature value of FGA40N65SMD by model under different load power point (25 °C)

负载率 $\varphi / \%$	壳温/ $^\circ\text{C}$	结温/ $^\circ\text{C}$
5	42.0	43.2
10	43.1	45.0
20	43.4	46.6
25	44.7	48.8
30	46.6	51.4
50	48.7	57.0
75	51.4	64.1
100	55.4	73.1

2 实验结果

选取型号为 GW5000D-NS 的固德威单相逆变器进行实验。此逆变器为小型光伏并网逆变器,额定功率为 5 kW,逆变器内无风扇,冷却方式为自然对流。实验主要分为 2 部分:通过室内环境箱试验-25~60 ℃温度下,逆变器各元器件温升变化与转换效率大小情况;同时,试验低负载逐步加至满载情况下(5%~100%),逆变器温升变化与转换效率大小情况。具体实验环境如图 4 所示。

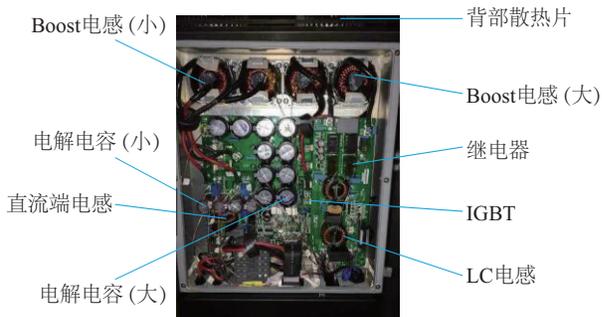


图4 实验环境

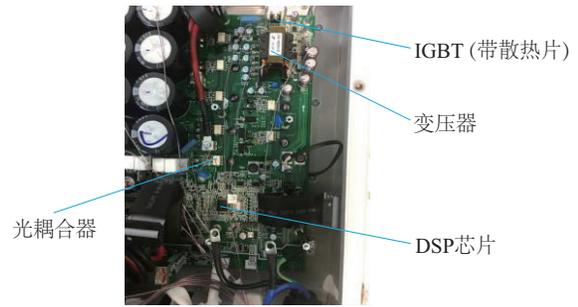
Fig. 4 Lab environment

温升试验采用的测量方式为粘贴 T 型热电偶,其中粘贴的主要元器件为:功率元器件 IGBT、薄膜电容、电解电容、Boost 电感、继电器、DSP 芯片、光耦合器等。调节环境箱温度,控制逆变器外部环境温度为 -25 ~60 ℃,步长为 5 ℃,每个不同温度点保持运行 2 h 以上,达到稳定后记录温度值。图 5 是逆变器内部各电子元器件热电偶监测图。

常温 25 ℃状态下,对刚测试完毕的逆变器进行拆机拍摄红外图像,如图 6 所示,可看出整个逆变器温度最高部分在升压模块及逆变模块输出交流电处,所以对于从逆变电路使用的大功率元器件 IGBT 进行分析整个逆变器的温升是可行的,其温升处于逆变器的最高部分。



a. 上层图



b. 下层图

图5 逆变器内部温度点监测图

Fig. 5 Temperature monitoring of inverter

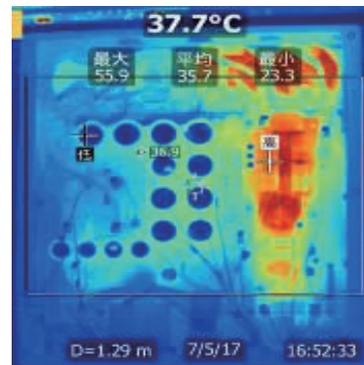


图6 逆变器内部红外图

Fig. 6 IR of inverter internal

将实验测得的 IGBT 温升数据对比模型计算值,如图 7 和图 8 分别为其实际温度值与温升变化图。从理论上可看出由于通态电阻和开关损耗和温度有正相关系数,温升呈微微上升趋势,但总体变化不大,最高温升与最低温升在 1~2 ℃之间,所以 IGBT 在满载情况下温升约为 30 ℃。实测发现受不确定因素的干扰,如环境箱内高低温的不同影响状况、热电偶测量温度的不确定性、测量过程温度累积相互影响作用,温升呈现波动趋势,高温下(50 ℃

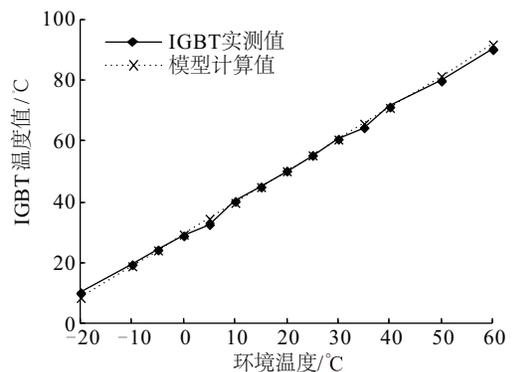


图7 100%负载时不同温度下 IGBT 温度值

Fig. 7 Actual temperature of IGBT at different temperatures at 100% load

以上)总体温升略微变小,由于高温状态下实际可能会发生轻微降额。

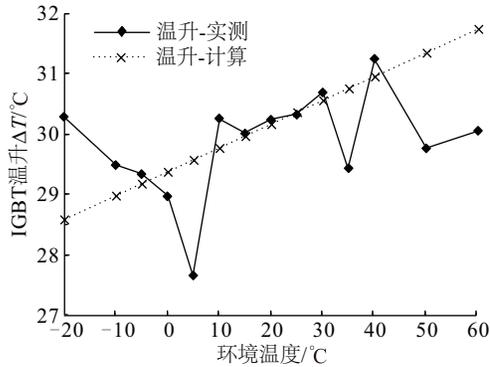


图8 不同温度下IGBT温升变化图

Fig. 8 Temperature variation of IGBT at different temperatures at 100% load

对于不同负载情况下,如图9和图10所示,由于输出电流和损耗呈二次相关性,在低负载情况下温升较低,而高负载情况下(>50%)温升加剧。由于本文考虑的重点为环境温度与负载率对温升的

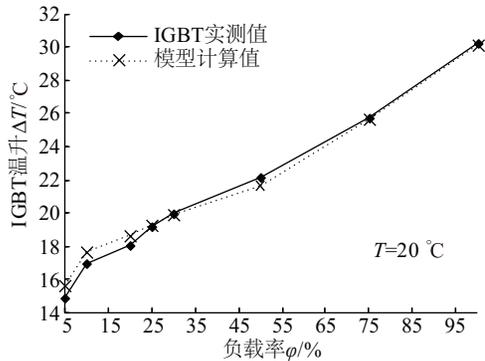


图9 20 °C不同负载下IGBT温升图

Fig. 9 Temperature variation of IGBT under different load power point at 20 °C

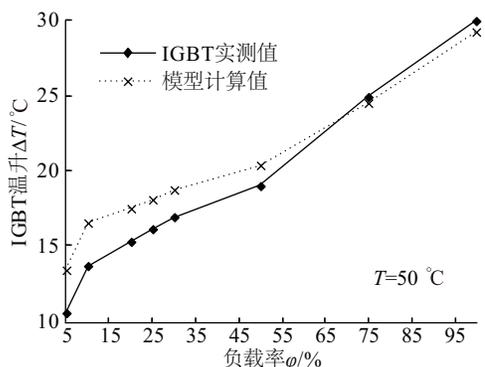


图10 50 °C不同负载下IGBT温升图

Fig. 10 Temperature variation of IGBT under different load power point at 50 °C

影响,功率因数取此逆变器的参考值,实验发现负载率大于30%时,功率因数基本不变,当负载率小于30%时功率因数略微减小,所以造成低负载下理论值略高于实测值。

3 结 论

逆变器的温升研究取决于内部元器件的最高温升,根据温升试验实测数据以及IR图可知,温升最高处位于逆变电路,其中IGBT温升最高,所以可以通过预测IGBT温升的方法来评估逆变器可靠性。

对于实际光伏发电系统中,逆变器温升受到外部环境温度及太阳辐照强度(输入逆变器的功率负载点)影响较大。根据实验测试和理论模型计算逆变器内IGBT温升,发现温升随温度变化略微上升,对于自然对流的逆变器(仅带散热片)而言,满载情况下温升为30 °C以上,长时间运行整机温升达到约40 °C。温升随负载率增大不断上升,具有二次相关性,负载率越高上升斜率越大。通过理论与实验对比发现,理论计算和实验的相关程度高,在不同环境温度、不同输入功率下温升模型与实验结果的差异在8%以内,可预测IGBT温升,同理,可通过确定热阻的方式预测其他内部元器件的温升。本文利用环境箱模拟不同环境温度,处于恒温过程,且不考虑风速的影响,可预测高低温、不同负载率下逆变器内元器件温升,有助于分析逆变器的使用寿命与可靠性,为逆变器温升监控及故障报警提供理论基础。

[参考文献]

- [1] Ahadi A, Ghadimi N, Mirabbasi D. Reliability assessment for components of large scale photovoltaic systems[J]. Journal of Power Sources, 2014, 264: 211—219.
- [2] Zhang Z, Wang L, Kurtz S, et al. Operating temperatures of open-rack installed photovoltaic inverters [J]. Solar Energy, 2016, 137: 344—351.
- [3] Perpina X, Serviere J-F, Urresti-Ibanez J, et al. Analysis of clamped inductive turnoff failure in railway traction IGBT Power modules under overload conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2706—2714.
- [4] 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.
- [5] Sintamarean N- C, Blaabjerg F, Wang Huai, et al. Reliability oriented design tool for the new generation of grid connected PV-inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(5): 2635—2644.
- [6] Zhang Peng, Wang Yang, Xiao Weidong, et al. Reliability evaluation of grid connected photovoltaic power systems [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2012, 3(3): 379—389.
- [7] 唐波, 刘任, 吴卓, 等. 三相电压源逆变器内部IGBT模块温度的求解及评估[J]. 电工电能新技术, 2017, 36(2): 50—58.
- [7] Tang Bo, Liu Ren, Wu Zhuo, et al. Temperature solution and evaluation of IGBT module in three-phase voltage source inverter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36(2): 50—58.
- [8] Yang Shaoyong, Xiang Dawei, Bryant A, et al. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(11): 2734—2752.
- [9] Bouzida A, Abdelli R, Ouadah M. Calculation of IGBT power losses and junction temperature in inverter drive [A]. 8th International Conference on Modelling [C], Algiers, Algeria, 2016, 15—17.
- [10] 胡建辉, 李锦庚, 邹继斌, 等. 变频器中的IGBT模块损耗计算及散热系统设计[J]. 电工技术学报, 2009, 23(3): 159—163.
- [10] Hu Jianhui, Li Jingeng, Zou Jibin, et al. Losses calculation of IGBT module and heat dissipation system design of inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 23(3): 159—163.

RESEARCH ON TEMPERATURE RISE OF INVERTER BASED ON AMBIENT TEMPERATURE AND LOAD POWER POINT

Qian Xi^{1,2}, Zhang Zhen^{1,2}, Huang Guokun^{1,2}, Zhang Tianrui¹, Sun Kai²

(1. College of Mechanical and Electrical Engineering, Hohai University,

Changzhou Key Laboratory of Photovoltaic System Integration and Production Equipment Technology, Changzhou 213022, China;

2. Trina Solar Co. Ltd, State Key Lab of PV Science and Technology, Changzhou 213031, China)

Abstract: The temperature of the external environment and the input load power point of the inverter directly determine the temperature rise of the PV inverter, and the temperature rise is the key factor to evaluate the reliability. The temperature rise of the inverter is studied by the temperature change of the main power components in the inverter. With heat transfer theory, energy conservation law and junction temperature, the relationships between the external ambient temperature and the load power point on the IGBT loss and temperature rise are established based on the loop iteration method. In PV inverter temperature rise tests—the experimental results between $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ and $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ in high and low temperature environment box are used to determine the IGBT shell-radiator thermal resistance, heat sink to air thermal resistance. The shell temperature of components under different load power point is also tested. The results show that the difference between the temperature rise model and the experimental results is less than 8% under different ambient temperature and different load power point. It can be used as a method to predict the temperature of the internal components of the inverter, which provides the theoretical basis for evaluating the reliability of the inverter.

Keywords: insulated gate bipolar transistors (IGBT); DC to AC inverters; ambient temperature; reliability; thermal resistance