

基于驱动电压调节的 IGBT 结温跟踪管控策略及实现

桑亚雷, 王学梅, 张波

(华南理工大学电力学院, 广东 广州 510640)

摘要: 针对变流器在运行过程中由于频繁和大范围的随机出力变化, 导致 IGBT 模块内部结温剧烈波动, 影响器件运行可靠性的问题, 提出并探讨了通过调节栅极驱动开通电压实现功率器件结温平滑跟踪管控策略的思想和具体实现方法。利用一种简化的 IGBT 损耗分析模型, 阐述了驱动电压大小对 IGBT 损耗的影响, 并通过双脉冲实验进行了验证。根据结温变化趋势的大小自动调节驱动电压, 在不影响变流器输出性能的同时最大程度减少结温波动, 并且具有较快的响应速度。构建了一种基于新型应力测试电路的结温跟踪管控实验平台, 实验结果表明, 该结温跟踪管控策略具有可行性和有效性, 减小了器件承受的热应力冲击。

关键词: 可靠性; 驱动电压调节; 损耗分析; 应力测试电路; 跟踪管控

DOI: 10.12067/ATEEE1806078 **文章编号:** 1003-0000(2018)00-0000-00 **中图分类号:** TM

1 引言

IGBT 功率器件作为变流器系统的核心部件, 对系统的安全可靠运行起着举足轻重的作用[1-2]。尤其是应用在电动汽车中的变流器, 经常运行在处理功率大范围随机波动的严酷环境, 导致功率器件的可靠性和预期使用寿命远不及其它设备[3]。究其原因, 变流器运行过程中频繁和大范围的随机出力变化, 导致模块内部结温剧烈波动, 加上模块内部各层封装材料的热膨胀系数不一致, 器件持续承受交变的热应力冲击, 引起疲劳老化失效等问题[4]。研究表明功率器件的结温波动幅度每增加 10℃, 其失效率将成倍增加。这是影响 IGBT 器件可靠性的一个十分重要的因素, 因此需要采取措施降低和优化这种热冲击。

传统温度控制通过影响变流器所流经的功率或器件的开关状态, 从而达到间接控制器件结温的效果。文献[5-6]通过调控开关频率来实现结温调节, 此方法固然是一种较好的内部热控制方式, 但仅仅采用变频调温方法平滑结温时开关频率需要在较大范围内变化, 影响变流器输出波形且不一定能达到控制目标。文献[7-8]通过调制方法来控制结温, 这种方法通过驱动信号连续脉宽调制(PWM)和非连续脉宽调制(DPWM)之间的切换策略来实现功率器件能耗控制进而调节结温, 虽然

DPWM 产生较低的开关损耗, 但会产生施加到负载上较高的输出纹波电压。文献[9-10]通过无功调节的方式, 在结温降低过程中, 通过带电流限幅无功电流注入, 然而, 无功电流主要通过反并联续流二极管传输, 事实上, 二极管过度导通会大大降低功率器件的寿命。

在实际应用中, IGBT 的开关特性受很多参数的影响, 随着栅极驱动电压升高, 集电极电流变化率越大, 开通速度越快, 开通损耗和通态饱和压降都越低, 通态损耗受控于通态饱和压降而下降, 反之亦然。因此可根据需要来选择适当的栅极驱动电压, 进而实现器件损耗控制和结温调节。尚未有文献基于该思路提出功率器件的结温平滑跟踪控制方法。再者, 针对传统温控方案存在调节范围受限的问题, 在分析功率器件开关运行轨迹变化规律的基础上, 论文选择在驱动层面上提高系统可靠性, 提出了调节驱动开通电压实现损耗调节和结温平滑跟踪管控的思想和实现方案。与其他温控策略相比, 该方法不影响变流器输出性能。

本文首先利用一种简化的 IGBT 损耗分析模型, 分析和探讨了不同驱动开通电压对 IGBT 损耗的影响, 提出了基于栅极驱动电压调整进而实现损耗及结温控制调节的新思路。所提结温跟踪管控策略的本质是调节器件本身的开关性能, 实

收稿日期: 2018-06-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51577074)

作者简介: 桑亚雷 (1993-), 男, 河南籍, 硕士, 研究方向为功率器件热特性及可靠性等;
王学梅 (1972-), 女, 湖南籍, 教授, 博导, 博士, 研究方向为电力电子变换器的可靠性和故障诊断技术, 电力电子装置及其非线性行为与控制以及无线电能传输技术等 (通讯作者)。

现对器件损耗实时控制,从而达到了抑制结温波动效果。最后,通过实验测试对结温跟踪管控策略进行了验证。

2 基于驱动参数的 IGBT 损耗分析

IGBT 损耗主要由通态损耗,开通损耗和关断损耗组成。IGBT 的通态损耗与栅极开通电压 V_{GG} 呈正比例关系。由于 IGBT 开关速度相对较慢,随着开关频率的提高,开关损耗在整个器件损耗中的占比也变得比较大,应引起我们特别注意。图 1 为综合考虑了二极管的恢复特性和极间寄生电容以及杂散电感 L_s 得到的 IGBT 的开关时刻理想波形图[11]。

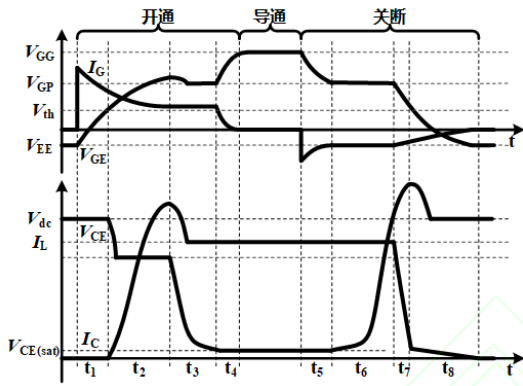


图 1 IGBT 的开关时刻理想波形图

Fig.1 Conventional switching waveforms of IGBT module and gate driver

2.1 开通损耗

由于只需判定开通关断过程损耗随栅极电压的变化趋势,因此为简化开关损耗的计算过程,可将开关暂态近似线性化,更加精确的开关损耗计算可以看文献[12]。忽略电流上升延时和电压拖尾过程中的能量损耗,IGBT 的开通损耗集中在开通时间段 t_2 和 t_3 ,如图 2 中阴影面积所示。

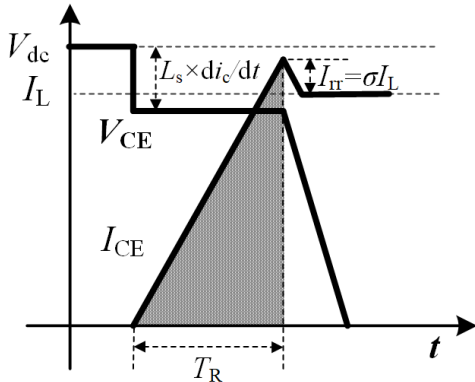


图 2 IGBT 开通过程的能量损耗分析

Fig.2 Analysis of the IGBT turn-on energy consumption

IGBT 模块内部集成了反并联续流二极管,其反向恢复特性是引起 IGBT 开通电流过冲 I_R 的主要因素。在给定的反向恢复电荷 Q_{rr} 情况下,二极管反向恢复电流峰值 I_R 与前向导通电流变化率有关 [13]。

$$I_R = \sqrt{Q_{rr} \cdot \frac{di_{C,on}}{dt}} \quad (1)$$

在 t_2 时间段内,由于换流回路中杂散电感的影响,引起集射极间电压降落, IGBT 的集射极电压为:

$$V_{CE}(t_2) = V_{dc} - L_s \frac{di_{C,on}}{dt} \quad (2)$$

为简化运算分析,忽略 T_3 阶段内反向恢复电流对损耗计算的影响,开通过程的能量损耗计算如下:

$$\begin{aligned} E_{on} &\cong \int_0^{T_2+T_3} I_C \cdot V_{CE} dt \\ &= \frac{1}{2} \cdot (I_L + I_R) \cdot \left(V_{dc} - L_s \frac{di_{C,on}}{dt} \right) \cdot T_2 + \frac{1}{2} \cdot I_L \cdot V_{dc} \cdot T_3 \end{aligned} \quad (3)$$

式中: I_L 为负载电流; V_{dc} 为变流器直流母线电压; I_C 的上升时间 T_2 和 V_{CE} 的下降时间 T_3 可由下式表示:

$$T_2 = \frac{I_L + I_R}{di_{C,on}/dt} \quad (4)$$

$$T_3 = \frac{V_{dc}}{|dV_{CE,on}/dt|} \quad (5)$$

结合式(2-5)求得开通损耗为:

$$\begin{aligned} E_{on} &\cong \frac{1}{2} \cdot \left(I_L + \sqrt{Q_{rr} \cdot \frac{di_{C,on}}{dt}} \right) \cdot \left(\frac{V_{dc}}{di_{C,on}/dt} - L_s \right) \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot I_L \cdot \frac{V_{dc}^2}{|dV_{CE,on}/dt|} \end{aligned} \quad (6)$$

容易求得:

$$\frac{\partial E_{on}}{\partial (di_{C,on}/dt)} < 0, \quad \frac{\partial E_{on}}{\partial (|dV_{CE,on}/dt|)} < 0 \quad (7)$$

根据文献[13]的分析,IGBT 开通过程 t_2 时间段内的 $di_{C,on}/dt$ 和 t_3 时间段内的 $dV_{CE,on}/dt$ 可由下式表示:

$$\frac{di_{C,on}}{dt} = \frac{V_{GG} - V_{GE(th)}}{R_G C_{ies}/g_m + L_s} \quad (8)$$

$$\frac{dV_{CE,on}}{dt} = -\frac{V_{GG} - (V_{GE(th)} + I_L/g_m)}{R_G C_{GC}} \quad (9)$$

式中: V_{GG} 为栅极驱动开通电压; $V_{GE(th)}$ 为开通阈值电压; g_m 为 IGBT 的跨导; C_{GE} 和 C_{GC} 分别为 IGBT 的栅-射极和栅-集电极寄生电容; C_{ies} 为输入电容, $C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$ 。

结合式(7-9)可以看出:

$$\frac{\partial E_{on}}{\partial V_{GG}} < 0 \quad (10)$$

因此, 开通损耗 E_{on} 与栅极开通电压 V_{GG} 两者呈现反比例关系。

2.2 关断损耗

新一代的 IGBT 大多集成了场中止技术, 它比传统 IGBT 关断更快, 基本没有电流拖尾, 因此电流拖尾造成的功耗在总关断损耗中仅占有很小的比例。忽略电压上升延时的和电流拖尾中的能量损耗, IGBT 的关断损耗集中在关断时间段 t_6 和 t_7 , 如图 3 中阴影面积所示。

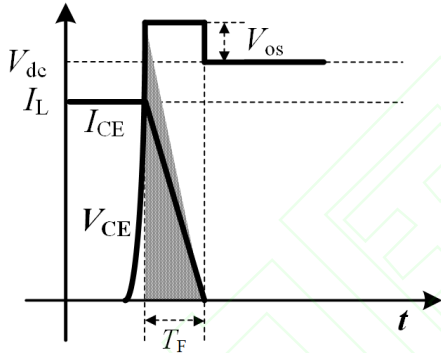


图 3 IGBT 关断过程的能量损耗分析

Fig.3 Analysis of the IGBT turn-off energy consumption

在 t_7 时间段内, 由于回路杂散电感的影响, 集射极出现电压过冲, 集射极过冲电压值 V_{os} 为:

$$V_{os} = L_s \cdot \left| \frac{di_{C,off}}{dt} \right| \quad (11)$$

关断过程的能量损耗计算如下:

$$\begin{aligned} E_{off} &\cong \int_0^{T_6+T_7} I_C \cdot V_{CE} dt \\ &= \frac{1}{2} \cdot V_{dc} \cdot I_L \cdot T_6 + \frac{1}{2} \cdot I_L \cdot \left(V_{dc} + L_s \cdot \left| \frac{di_{C,off}}{dt} \right| \right) \cdot T_7 \end{aligned} \quad (12)$$

式中: V_{CE} 的上升时间 T_6 和 I_C 的下降时间 T_7 可由下式表示:

$$T_6 = \frac{V_{dc}}{dV_{CE,off}/dt} \quad (13)$$

$$T_7 = \frac{I_L}{|di_{C,off}/dt|} \quad (14)$$

结合式(12-14)求得关断损耗为:

$$E_{off} \cong \frac{1}{2} \cdot I_L \cdot \frac{V_{dc}^2}{dV_{CE,off}/dt} + \frac{1}{2} \cdot I_L^2 \cdot \left(\frac{V_{dc}}{|di_{C,off}/dt|} + L_s \right) \quad (15)$$

根据文献[13]的分析, IGBT 关断过程 t_6 时间段内的 $dV_{CE,off}/dt$ 和 t_7 时间段内的 $di_{C,off}/dt$ 可由下式表示:

$$\frac{dV_{CE,off}}{dt} = \frac{(V_{GE(th)} + I_L/g_m) - V_{EE}}{R_G C_{GC}} \quad (16)$$

$$\frac{di_{C,off}}{dt} = \frac{V_{EE} - (V_{GE(th)} + I_L/g_m)}{R_G C_{ies}/g_m + L_s} \quad (17)$$

式中: V_{EE} 为栅极驱动关断电压。

结合式(15-17)可以看出, 关断损耗 E_{off} 与栅极开通电压 V_{GG} 的大小无关。

综合开通关断暂态过程的能耗分析与计算, 随着栅极开通电压 V_{GG} 的增大, 开关损耗和通态损耗均减小, 总损耗相应降低, 反之亦然。

2.3 暂态测试实验

本文选用 Infineon 的 FF50R12RT4 模块, 直流侧电压为 200V, 电流为 20A, 环境温度为 25°C。利用双脉冲实验测得, 在不同栅极开通电压 (11~19V), 相同关断电压 (-5V) 下, IGBT 的开通和关断波形如图 4 和图 5 所示。可以看出, 随着栅极开通电压 V_{GG} 的增大, 对应的开通速度越快, 开通时间越短; 关断过程不受影响。

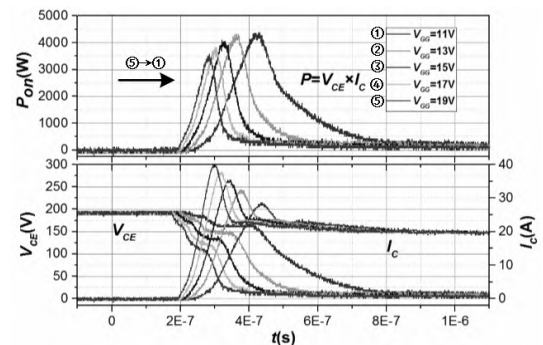


图 4 不同栅极开通电压下的开通波形

Fig.4 Turn-on waveform of IGBT under different gate drive voltage V_{GG}

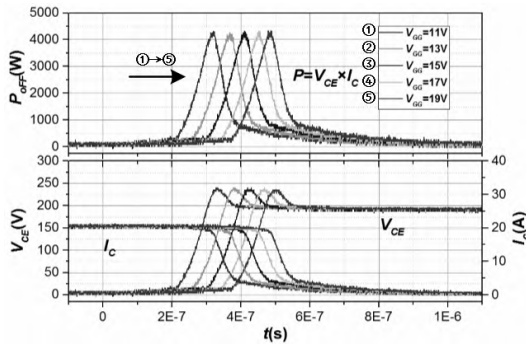


图5 不同栅极开通电压下的关断波形

Fig.5 Turn-off waveform of IGBT under different gate drive voltage V_{GG}

在整个开关过程中对电流、电压波形乘积的积分可以得到这个开关过程的能量损耗值。开关能量损耗随驱动电压大小的变化趋势与前一部分的分析相吻合，如图6所示。详细的开关动态实验测试参数如表1所示。图7给出了在直流实验中测得的通态压降 $V_{CE(on)}$ 随不同导通电流 I_C 和驱动电压 V_{GG} 的输出特性曲线，可以看出，在一定导通电流下，通态压降随着驱动电压的升高而降低，与前一部分的分析一致。

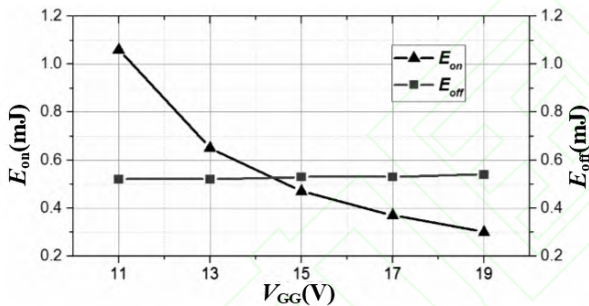


图6 开关损耗

Fig.6 Switching loss

表1 不同驱动开通电压下的开关动态参数

Tab.1 Switching parameters of different gate drive voltage

$V_{GG}(V)$	$E_{on}(mJ)$	$E_{off}(mJ)$
11V	1.06	0.52
13V	0.65	0.52
15V	0.47	0.53
17V	0.37	0.53
19V	0.30	0.54

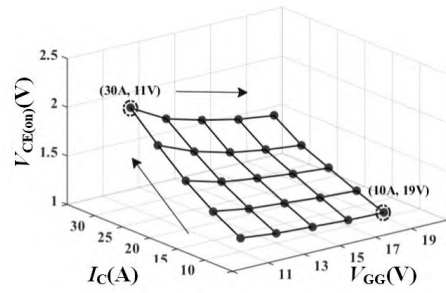


图7 通态压降

Fig.7 On-state voltage drop

3 结温跟踪管控策略

IGBT 结温上升期间，通过增大驱动开通电压来降低损耗从而抑制结温的上升，在结温下降期间，通过减小驱动开通电压来增大损耗从而抑制结温的下降。因此，根据结温的变化趋势，实时动态调节驱动开通电压，既能实现降温，也能适当升温，在一定程度上抑制结温波动，从而减小了器件受到的热应力冲击，实现升降自如的主动热管理。

IGBT 模块是一个密封的结构，在实际应用场景中，无法直接监测结温变化趋势，只能通过一些外部参数或 IGBT 的结构特点来推算结温。由于 IGBT 的结壳热阻抗 RC 的时间常数为毫秒 (ms) 级，因此 IGBT 的结温与其壳温之间存在着良好的映射关系，即借助对 IGBT 壳温的在线监控，可良好的获取模块内部的结温变化信息，从而实现 IGBT 结温的控制。

图8为结温平滑热管控跟踪策略的基本流程图，其中动态调节控制环由卡尔曼滤波器，采样保持器构成。卡尔曼滤波器用于消除测量壳温度信号中的噪声和干扰，采样保持器用来反映结温的变化趋势。线性电压调节器根据温度的变化趋势来实时调节驱动开通电压 V_{GG} 的大小。驱动电路的额定输出开通电压为 15V，可实现 $\pm 3V$ 上下调节。

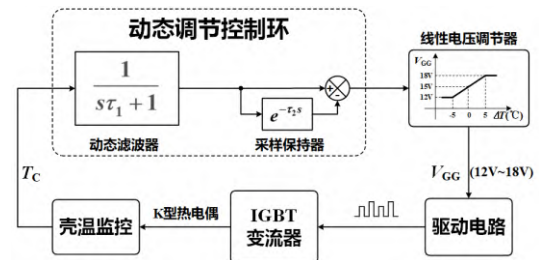


图8 结温跟踪管控策略基本框图

Fig.8 Basic diagram of tracking control strategy

由于观测壳温数据中包括系统中随机的噪声和干扰的影响, 为获取需求信号或者状态的最有效估计, 采用卡尔曼滤波的方法。区别于普通滤波如低通滤波, 卡尔曼滤波具有不延时的优点, 即普通的低通滤波在过滤噪声的同时也会引入信号滞后, 而卡尔曼滤波则可以实时估计对象状态, 具有前瞻性, 有助于根据壳温的变化迅速调节驱动电压的大小。卡尔曼滤波核心算法如式(18)所示:

$$\begin{cases} x(k|k-1) = A \cdot x(k-1|k-1) \\ P(k|k-1) = A \cdot P(k-1|k-1) \cdot A' + Q \\ K(k) = P(k|k-1) / (P(k|k-1) + R) \\ x(k|k) = x(k|k-1) + K(k) \cdot (z(k) - x(k|k-1)) \\ P(k|k) = (1 - K(k)) \cdot P(k|k-1) \end{cases} \quad (18)$$

其中: $x(k|k-1)$ 为 k 时刻的壳温度预测值, A 为系统参数, $P(k|k-1)$ 为 k 时刻的壳温预测方差值, Q 为过程方差, $K(k)$ 为 k 时刻的卡尔曼增益, $x(k|k)$ 为 k 时刻的壳温度最优估计值, $z(k)$ 为 k 时刻的壳温度测量值, $P(k|k)$ 为 k 时刻的最终壳温估计方差值。

4 实验验证

4.1 新型应力测试电路及闭环控制

图 9 给出了一种新型的功率器件应力测试电路, 具体的测试参数如表 2 所示。主要是由两个共用直流母线的变流器和一个阻感负载组成。该电路 UP、DOWN 侧桥臂采用不同的调制度 m 和移相角度 α , 其中 UP 侧桥臂负责控制输出电压幅值, DOWN 侧桥臂负责控制负载上的电流幅值和相位, 详细原理参见文献[14]。以 T_1 管作为被测量和控制对象, 通过左右两侧桥臂协同控制策略, 从而在很小的功率损耗情况下就可以对功率器件施加所需的电压电流应力。因此是模拟研究功率器件实际循环工况下电、热应力的一个理想的测试方式。图 10 给出了开环状态下, 频率为 1Hz 条件下负载电流的图像。

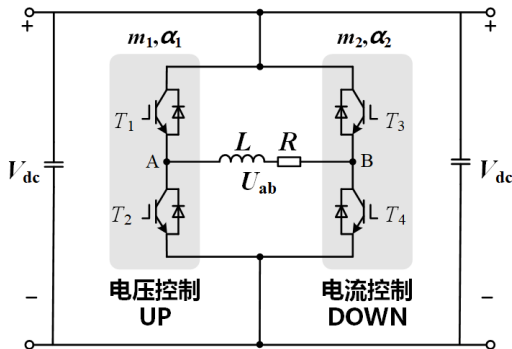


图 9 一种新型的功率器件应力测试电路图

Fig.9 A novel circuit for power device performance test

表 2 新型应力测试电路参数

Tab.2 The parameter of novel performance test circuit

参数	取值
直流电压(V_{dc})	100V
开关频率(f_s)	10kHz
电容(C)	680 μ F
电感(L)	1.22mH
电阻(R)	0.4 Ω

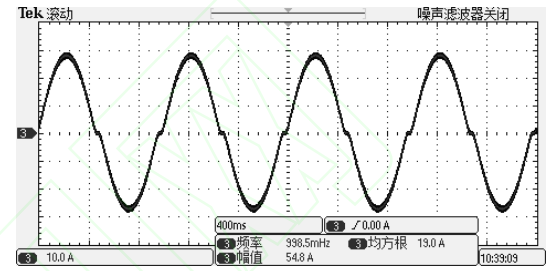


图 10 开环负载电流图

Fig.10 Load current under open-loop

由于电流的过零点畸变严重, 不能达到理想的测试要求, 所以对所给出的新型测试电路拓扑采用闭环控制, 从图 9 可以看出, 由于需要测量 UP 桥臂的损耗, 所以使 UP 桥臂的电压的幅值和相位保持不变, 其调制比为固定值, 因此 UP 桥臂的采用开环控制。保证运行工况和所需的测试应力, DOWN 桥臂采用电流闭环控制方式。基于开关周期平均法, 桥臂的中点 A 电压 v_A 和开关周期平均算子 S_w 分别如式(19)和(20)所示:

$$\langle v_A \rangle_{T_s} = \frac{V_{dc}}{2} (2 \langle S_w \rangle_{T_s} - 1) \quad (19)$$

$$\langle S_w \rangle_{T_s} = D(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_m(t)}{V_{tri}} \right) \quad (20)$$

其中: $D(t)$ 为占空比; $v_m(t)$ 为调制波; V_{tri} 为载波幅值。

结合式(19)和(20), 求出桥臂中点 A 平均电压为:

$$\langle v_A \rangle_{T_s} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{v_{m,A}(t)}{V_{tri}} \quad (21)$$

结合推导得出, 从 UP 和 DOWN 桥臂控制器到逆变输出电压的传递函数 K_{pwm_U} 和 K_{pwm_D} 如式(22)所示:

$$K_{pwm_U} = \frac{V_U(s)}{V_{m_U}(s)} = \frac{V_{dc}}{2V_{tri}} \quad (22)$$

$$K_{pwm_D} = \frac{V_D(s)}{V_{m_D}(s)} = \frac{V_{dc}}{2V_{tri}}$$

从 DOWN 侧控制器到输出负载电流的传递函数 $G_o(s)$ 如式(23)所示:

$$G_o(s) = \frac{I(s)}{V_{m_D}(s)} = \frac{V_U(s) - V_D(s)}{V_{m_D}(s) \cdot (Ls + R)}$$

$$= \frac{V_{m_U}(s) \cdot \frac{V_{dc}}{2V_{tri}} - V_D(s)}{V_{m_D}(s) \cdot (Ls + R)} \quad (23)$$

从上式(23), 可以看出, 负载电流和 UP 桥臂存在耦合关系, 为了方便对负载电流 I 的控制, 将负载电流和 DOWN 桥臂进行解耦, 经过解耦后的测试电路电流环 PI 控制器结构如图 11 所示。

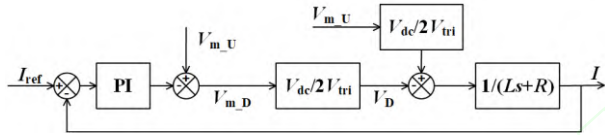


图 11 解耦后系统控制结构框图

Fig.11 The control structure of the system under decoupling

电流环的开环传递函数 $G_1(s)$ 如式(24)所示:

$$G_1(s) = \frac{V_{dc} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right)}{2V_{tri} (Ls + R)} \quad (24)$$

在闭环临界条件的设定中, 将 PI 控制器的零点(转折频率)设置在开关频率 1/2 处, 即 5 kHz; 为了在有效抑制开关谐波的同时使系统具有良好的动态响应特性, 将逆变器闭环系统的截止频率 f_c 选择在等效开关频率的 1/20, 即 500 Hz。则:

$$\begin{cases} \frac{K_i}{2\pi K_p} = 5000 \\ |G_1(s)|_{s=j2\pi \times 500} = 1 \end{cases} \quad (25)$$

求得 PI 控制器的参数为: $K_p=0.0024$, $K_i=245$ 。

图 12 给出了闭环控制条件下基于新型应力测试电路的部分工况下(全段, 匀速, 加速, 减速)动态电流幅值变化实验图像。从图 12 中可以看出采用闭环控制有效地消除了电流过零点畸变。

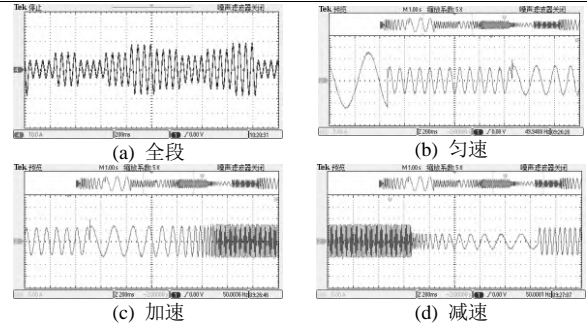


图 12 部分工况下动态电流幅值变化波形图

Fig.12 Dynamic amplitude of current

4.2 温控测试平台搭建

图 13 给出了基于新型应力测试电路的结温跟踪管控实验平台, 以数字信号处理器 DSP 作为核心控制器, IGBT 的壳温监测采用一种基于 MAX6675 的 K 型热电偶温度传感器。卡尔曼滤波器参数初始温度设置为传感器首次采样值, 初始估计值方差设置为 1, 过程方差 Q 设置为 1.5, 系统参数 A 设置为 1。采样保持时间 τ_1 与 K 型热电偶温度采样周期相同, 设置为 100ms。在实验过程中, 同时利用温度采集器对开封的模块结温进行观测, 验证该温度管控策略的实施效果。

控制前后 IGBT 的结温变化情况如图 14 所示。从图中可以看出, 在相同工况下, 添加温度管控策略前后, IGBT 结温波动的幅值从 11.5°C 降低到 7.5°C, 最高结温也下降了 3°C, 抑制结温波动效果明显, 减小了器件承受的热应力冲击。

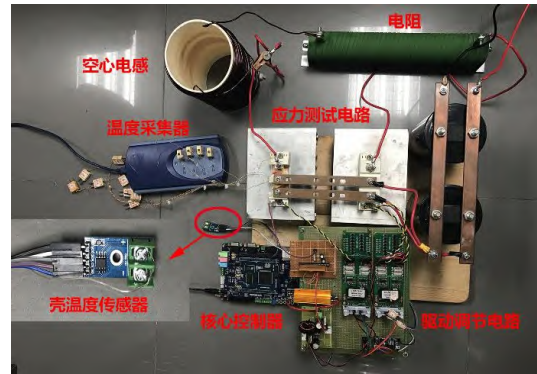


图 13 结温跟踪管控实验平台

Fig.13 Hardware implementation of tracking control circuit

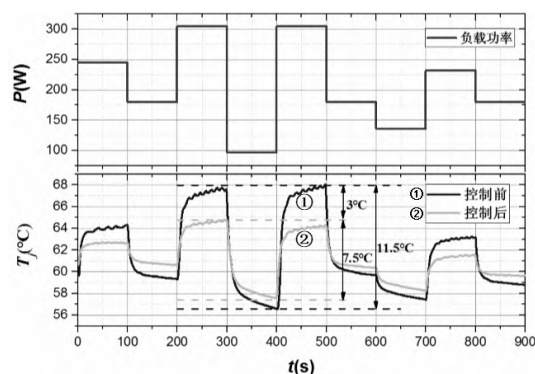


图 14 结温跟踪管控实验结果

Fig.14 Junction temperature of IGBT with and without tracking control

5 结论

提出了一种基于驱动电压调节的 IGBT 结温平滑跟踪管控策略, 首先, 利用一种简化的 IGBT 损耗分析模型, 说明了驱动开通电压大小对通态损耗和开关损耗的影响机理, 并通过双脉冲实验对开关特性分析进行了验证。在此基础上, 基于一种新型的器件应力测试电路, 搭建了硬件实验平台对该管控跟踪策略的可行性和有效性进行了证实。实验表明该策略抑制结温波动的效果明显, 减小了器件承受的热应力冲击。该结温跟踪管控电路在不影响变流器输出性能的同时, 适合在实际应用场合中采用。

参考文献 (References):

- [1] 黄先进, 孙湖 (Huang Xianjin, Sun Hu). 国产高压大功率 IGBT 应用于机车变流器工作特性测试研究 (Home-made high voltage high power IGBT operation characteristics used in traction converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36(11): 71-78.
- [2] Wang H, Liserre M, Blaabjerg F. Transitioning to physics of failure as a reliability driver in power electronics [J]. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(1): 97-114.
- [3] Lemmens J, Vanassche P, Driesen J. Optimal control of traction motor drives under electro-thermal constraints [J]. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 249-263.
- [4] 高范强, 李子欣, 徐飞, 等 (Gao Fanqiang, Li Zixin, Xu Fei, et al). 一种高频链模块化电力电子变压器 (Power electronic transformer based on modular converter with high-frequency link) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36(5): 51-58.
- [5] Lixiang W, McGuire J, Lukaszewski R.A. Analysis of pwm frequency control to improve the lifetime of pwm inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 922-929.
- [6] Lemmens J, Driesen J, Vanassche P. Thermal management in traction applications as constraint optimal control problem [A]. 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference [C]. Seoul, South Korea, 2012. 36-41.
- [7] Lo Calzo G, Lidozzi A, Solero L. Thermal regulation as control reference in electric drives [A]. 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference [C]. Novi Sad, Serbia, 2012. 1-7.
- [8] 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 [A]. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications [C]. Birmingham, UK, 2011. 1-10.
- [9] Ma K, Liserre M, Blaabjerg F. Reactive Power influence on the thermal cycling of multi-MW wind power inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(2): 922-930.
- [10] Ma K, Blaabjerg F. Thermal optimised modulation strategies of three-level neutral-point-clamped inverter for 10 MW wind turbines under low-voltage ride through [J]. IET Power Electronics, 2012, 5(6): 920-927.
- [11] Tan K, Fu Y, Wang Z.Q. Optimal switching performance of IGBT using active gate drive for PWM converters [A]. 2016 International Conference for Students on Applied Engineering [C]. Newcastle upon Tyne, UK, 2016. 362-367.
- [12] Blaabjerg F, Pedersen J. K. Optimized design of a complete three-phase PWM-VS inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(3): 567-577.
- [13] Shihong P, Thomas M. Flexible dv/dt and di/dt control strategy for insulated gate power switches [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 657-664.
- [14] Bryant A.T, Parker-Allotey N.A, Palmer P.R. The use of condition maps in the design and testing of power

electronic circuits and devices [J]. IEEE Transactions
on Industry Applications, 2007, 43(4): 902-910.

Tracking Control Strategy and Implementation of IGBTs Junction Temperature Based on Gate Drive Voltage Adjustment

SANG Yalei, WANG Xuemei, ZHANG Bo

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, Guangdong
Province, China)

Abstract: Due to the variable change of the power output of converters, the IGBTs junction temperature fluctuates violently. In order to reduce this thermal swing and improve the reliability of the IGBTs, a tracking control strategy and concrete implementation for IGBTs junction temperature based on gate drive voltage adjustment are presented and discussed in this paper. Firstly, the influence mechanism of the gate drive voltage on IGBTs power loss is lucubrated with a simplified model of the IGBTs for studying switching losses and demonstrated by means of the principle of double-pulse test. The proposed strategy can automatically adjust the gate drive voltage according to the trend of junction temperature, which not only minimizes the junction temperature fluctuation without affecting the converter output capability, but also has a faster response speed. A test platform of tracking control strategy is designed and implemented to employ a novel circuit for power module performance test. Experimental validation demonstrates the effectiveness and feasibility of the proposed tracking control strategy for IGBTs junction temperature, the thermal swing of IGBT modules is effectively reduced.

Key words: reliability; drive voltage adjustment; power loss analysis; performance test circuit; tracking control