

基于电压变化率的IGBT结温预测模型研究*

刘宾礼[†] 唐勇 罗毅飞 刘德志 王瑞田 汪波

(海军工程大学, 舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 武汉 430033)

(2014年3月22日收到; 2014年5月4日收到修改稿)

基于半导体物理和IGBT基本结构, 通过合理简化与理论推导, 建立了电压变化率模型, 对电压变化率的影响因素与温度特性进行了深入研究, 得出电压变化率随电压或电流的增大, 线性增大; 随结温增大, 线性减小. 基于电压变化率模型, 建立了IGBT电压变化率结温预测模型. 仿真和实验结果验证了模型的正确性与准确性. 对实现IGBT结温在线监测、提高IGBT模块及电力电子装置可靠性具有一定的理论意义和应用价值.

关键词: 载流子浓度, 迁移率, 电压变化率, 结温预测模型**PACS:** 72.20.-i, 85.30.TV**DOI:** 10.7498/aps.63.177201

1 引言

绝缘栅双极型晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 作为电能变换装置的核心部件, 在航空航天、电磁发射、海上运输、轨道交通、新能源发电等军事经济领域广泛应用, 具有不可替代的地位和作用^[1]. 因此, 提高电能变换装置可靠性与IGBT失效矛盾日益凸显, 已成为当前研究的首要任务. IGBT失效按照引发失效的原因可以分为电击穿和热击穿. 电击穿是指集电极电压超出其雪崩击穿电压, 从而引起电流急剧上升, 热量不断累积, 最终导致器件失效; 热击穿是指IGBT产生热量大于装置散热能力, 导致热量不能及时耗散, 不断累积, 直至器件失效^[2-10]. 由此可见, IGBT电击穿与热击穿失效最终的失效形式都是由于热量累积, 不能及时耗散而导致失效, 所以实时监测IGBT结温, 在温度不断攀升趋势形成后、失效发生之前, 适时调整装置工作状态或采取紧急停机措施, 对于提高装置可靠性, 降低IGBT失效概率至关重要.

目前, 国内外部分文献和专著对IGBT结温监测问题略有涉及, 但只是就IGBT结温监测理论进

行了综述, 对装置特殊条件下结温监测方法进行了研究, 仍未找到切实可行、普遍适用的结温监测方法, 距离在实际装置中实现IGBT结温监测目标甚远. 文献^[11]将结温监测方法归结为四类: 物理接触法、光学法、热敏参数法和热网络法, 对比了各种方法的优缺点, 并指出热敏参数法和热网络法是实现在线监测, 可行性最高的方法. 文献^[12]对电力电子器件可靠性模型和失效机理进行了总结, 对状态监测技术进行了综述. 指出采用跨导 g_m 作为温敏参数更适用于状态监测技术. 文献^[13]阐述了结温对IGBT模块状态评估的意义, 说明了结温与饱和压降之间的关系, 通过实验验证了关断过程中 $(dV_{CE}/dt)_{max}$ 和 $(dI_C/dt)_{max}$ 与结温有良好的线性关系. 文献^[14]对电压变化率 dV_{CE}/dt 的温度特性进行了理论推导, 分析了 dV_{CE}/dt 对动态雪崩效应的影响, 通过实验验证了母线电压为300 V和160 V时, 几种特殊条件下, 电压变化率 dV_{CE}/dt 随结温的变化规律. 综上, 当前关于IGBT电压变化率温度特性机理、电压变化率模型和结温预测方法, 距离实现电压变化率结温在线监测仍存在一定差距. 因此, 本文将对IGBT电压变化率结温预测

* 国家自然科学基金面上项目 (批准号: 51277178)、国家重点基础研究发展计划973项目 (批准号: 2013CB035601) 和国家优秀青年基金 (批准号: 51307176) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: liu_bin_li@126.com

模型理论与方法展开深入研究.

基于IGBT载流子浓度分布和关断机理, 经过严密的理论推导, 建立了具有实际应用指导意义的电压变化率模型. 深入研究了电压变化率随温度变化而变化的物理机理, 对电压变化率的影响因素进行了综合分析, 对硅材料相关参数随温度的变化规律进行了研究, 得出电压变化率的温度特性主要由N⁻基区载流子浓度和空穴扩散系数的温度特性决定, 进而, 建立了IGBT结温预测模型. 仿真和实验结果验证了机理与模型的正确性.

2 IGBT 电压变化率模型研究

IGBT关断过程中, 电压变化率是逐渐增大的, 并且当电压上升至母线电压时, 电压变化率达到最大^[15]. 因此, 选取关断过程中, 电压等于母线电压时的电压变化率作为结温监测点. 关断瞬态下, IGBT内部电流除空穴电流和电子电流外, 还包括栅极电容和其他内部电容的充、放电电流, 共同构成IGBT的总电流. 因此, 在瞬态模型的分析过程

中还必须考虑电容的影响, 包含栅极电容和内部结电容的结构图和等效电路图, 如图1所示.

图1(a)中, C_{gs} 为栅极-源极间电容; C_{oxd} 为栅极交叠氧化层电容; C_{gdj} 为栅极交叠耗尽层电容; C_{oxd} 与 C_{gdj} 串联构成栅极-漏极间电容, 即反馈电容 C_{gd} ; C_{dsj} 为漏极-源极间电容; C_{bcj} 为P⁺集电极与N⁻基区的结电容, 可以近似看成 C_{gdj} 与 C_{dsj} 之和. 其中, 电容 C_{gs} , C_{oxd} 都为固定值, 而 C_{gdj} , C_{dsj} , C_{bcj} 都随耗尽层宽度即外加电压的变化而变化.

耗尽层电容 C_{dep} , 即为内部PNP晶体管基极b与集电极c之间的结电容 C_{bcj} 为

$$C_{bcj}(t) = C_{dep}(t) = C_{gdj}(t) + C_{dsj}(t) = \frac{A \cdot \epsilon}{W_{dep}(t)} \quad (1)$$

图2(a)为IGBT模型分析坐标系, 在关断暂态时, 随着IGBT集电极与发射极电压 V_{CE} 的增大, 耗尽层宽度 W_{dep} 增大, 准中性基区宽度 $W(t)$ 减小. 根据经典IGBT模型理论^[16-18], 关断瞬态过程中, 载流子分布可以用一个移动的线性分布表示, 如图2(b)所示.

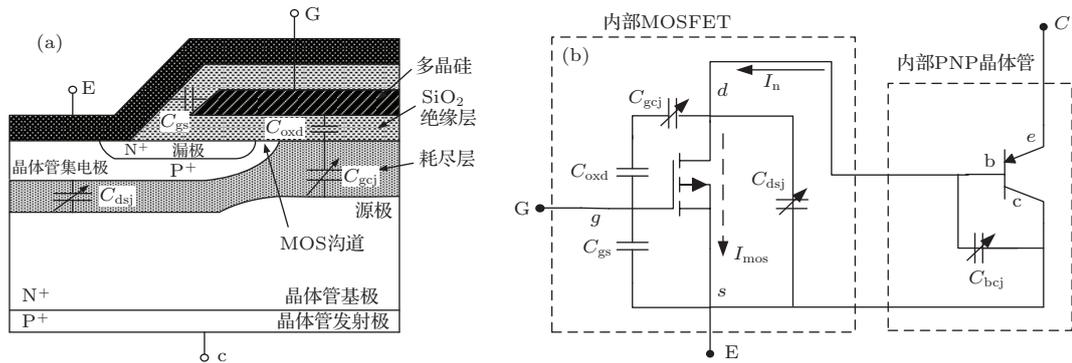


图1 考虑内部电容的IGBT结构图与等效电路图 (a) 结构图; (b) 等效电路图

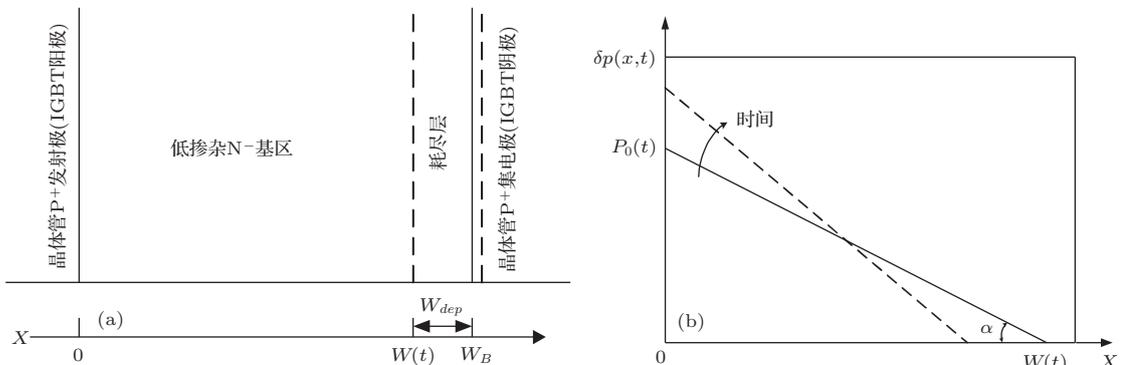


图2 IGBT模型分析坐标系与N⁻基区载流子浓度分布 (a) IGBT模型分析坐标系; (b) 关断瞬态过程中N⁻基区载流子浓度分布

在图 2(b) 所示坐标系下, N^- 基区载流子浓度 $\delta p(x, t)$ 的线性分布曲线方程为

$$\begin{aligned} \delta p(x, t) &= \frac{-P_0(t)}{W(t)}x + P_0(t) \\ &= P_0(t) \left[1 - \frac{x}{W(t)} \right], \quad 0 \leq x \leq W(t), \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $P_0(t)$ 为 P^+/N^- 结 (发射极 P^+ 与 N^- 基区结) 处, 如图 2 中 $x = 0$ 处的载流子浓度, 即 $\delta p(x = 0, t) = P_0(t)$. (2) 式两边对 t 进行求导, 得

$$\begin{aligned} \frac{\partial(\delta p(x, t))}{\partial t} &= \frac{dP_0(t)}{dt} \left[1 - \frac{2x}{W(t)} \right], \\ 0 &\leq x \leq W(t). \end{aligned} \quad (3)$$

当基极电流变为 0 后, N^- 基区剩余载流子一部分通过与 P^+ 发射集注入的空穴复合而减少, 且复合速度慢, 故在一段时间内, 可以近似认为复合率为 0, 则双极扩散方程

$$\frac{d^2(\delta p)}{dx^2} = \frac{\delta p}{L^2} + \frac{1}{D} \frac{d(\delta p)}{dt} \quad (4)$$

可以简化为

$$\frac{d^2(\delta p)}{dx^2} = \frac{1}{D} \frac{d(\delta p)}{dt}. \quad (5)$$

根据图 2(b) 载流子浓度分布曲线的斜率

$$\frac{dP_0(t)}{dW(t)} = \frac{-P_0(t)}{W(t)}, \quad (6)$$

可以得出 N^- 基区载流子浓度的变化率

$$\frac{dP_0(t)}{dt} = \frac{-P_0(t)}{W(t)} \frac{dW(t)}{dt}. \quad (7)$$

将 (3) 式和 (7) 式代入 (5) 式, 得

$$\frac{d^2(\delta p(x, t))}{dx^2} = -\frac{P_0(t)}{W(t)D} \frac{dW(t)}{dt} \left[1 - \frac{2x}{W(t)} \right]. \quad (8)$$

根据边界条件 $\delta p(W, t) = 0$, $\delta p(0, t) = P_0(t)$, 对 (8) 式关于变量 x 进行二次积分, 得 N^- 基区载流子浓度为

$$\begin{aligned} \delta p(x, t) &= P_0(t) \left[1 - \frac{x}{W(t)} \right] - \frac{P_0(t)}{W(t)D} \frac{dW(t)}{dt} \\ &\times \left[\frac{x^2}{2} - \frac{W(t)x}{6} - \frac{x^3}{3W(t)} \right], \end{aligned} \quad (9)$$

其中, 等式右边第一项为电荷控制项, 第二项为重分布项. 在 N^- 基区范围内, 对载流子浓度表达 (9) 式进行积分, 得 N^- 基区载流子电荷量 $Q(t)$ 为

$$Q(t) = \int_0^{W(t)} qA \cdot \delta p(x, t) dx$$

$$\begin{aligned} &= \int_0^{W(t)} qAP_0(t) \cdot \left(1 - \frac{x}{W(t)} \right) dx \\ &= \frac{qAW(t) \cdot P_0(t)}{2}. \end{aligned} \quad (10)$$

在关断暂态下, MOSFET 沟道电流消失, 集射极电压 V_{CE} 逐渐上升, 耗尽层宽度增大. 随着耗尽层宽度的增大, 产生电子位移电流 I_{dis} , 该电流与集电极空穴电流共同构成 IGBT 暂态时刻集电极电流 I_T . 位移电流 I_{dis} 为

$$\begin{aligned} I_{dis} &= \frac{d(C_{dep}(t) \cdot V_{CE}(t))}{dt} \\ &= C_{dep}(t) \frac{dV_{CE}(t)}{dt} + V_{CE}(t) \frac{dC_{dep}(t)}{dt}. \end{aligned} \quad (11)$$

将 (11) 式代入电子电流表达式

$$I_n = \frac{b}{1+b} I_T + qAD \frac{dn}{dx}, \quad (12)$$

得

$$\begin{aligned} C_{dep}(t) \frac{dV_{CE}(t)}{dt} + V_{CE}(t) \frac{dC_{dep}(t)}{dt} \\ = \frac{b}{1+b} I_T(t) + qAD \frac{d\delta p(x, t)}{dx} \Big|_{x=W(t)}. \end{aligned} \quad (13)$$

耗尽层宽度 W_{dep} 为

$$W_{dep}(t) \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si}V_{CE}(t)}{qN_B}}. \quad (14)$$

根据图 2(a) 可知, 准中性基区宽度 $W(t)$ 为

$$W(t) = W_B - W_{dep}(t). \quad (15)$$

对 (9) 式进行求导, 在 $x = W(t)$ 处的导数值为

$$\begin{aligned} \frac{d\delta p(x, t)}{dx} \Big|_{x=W(t)} \\ = P_0(t) \left[-\frac{1}{W(t)} + \frac{1}{6D} \frac{dW(t)}{dt} \right]. \end{aligned} \quad (16)$$

将 (10) 式代入 (16) 式, 整理后得 $x = W(t)$ 处的导数值, 即

$$\begin{aligned} \frac{d\delta p(x, t)}{dx} \Big|_{x=W(t)} \\ = -\frac{2Q(t)}{qA(W(t))^2} + \frac{Q(t)}{3qADW(t)} \frac{dW(t)}{dt}. \end{aligned} \quad (17)$$

将 (1), (14), (15), (17) 式代入 (13) 式, 整理后得 IGBT 关断时刻, 集射极电压变化率 dV_{CE}/dt 的表达式

$$\begin{aligned} \frac{dV_{CE}(t)}{dt} \\ = \left\{ I_T(t) - \frac{4D_p}{[W_B - W_{dep}(t)]^2} Q(t) \right\} \end{aligned}$$

$$\times \left\{ \frac{A\epsilon_{si}}{W_{dep}(t)} \left(1 + \frac{1}{b} \right) \times \left(\frac{1}{2} + \frac{Q(t)}{3qN_B A [W_B - W_{dep}(t)]} \right) \right\}^{-1}. \quad (18)$$

将(1), (10)式代入(18)式, 整理后得

$$\frac{dV_{CE}(t)}{dt} = \frac{I_T(t) - \frac{2qAD_p P_0(t)}{W(t)}}{C_{dep}(t) \left(1 + \frac{1}{b} \right) \left\{ \frac{1}{2} + \frac{P_0(t)}{6N_B} \right\}}. \quad (19)$$

选取电压等于母线电压时刻的电压变化率作为温度监测点, 通过IGBT开通关断波形的关断部分可以看出, IGBT关断过程开始后, 集电极电压 V_{CE} 上升至母线电压时刻, 电流刚刚开始下降^[15], 可以认为, 此刻电流值等于通态电流, 即 $I_T(t) = I_C$. 定义 $K_1 = 2qAD_p$, $K_2 = 1 + 1/b$, $\beta(t) = P_0(t)/6N_B$, 并且通过图2(b) N^- 基区载流子浓度分布曲线可知, $\tan \alpha(t) = P_0(t)/W(t)$. 因此, 电压变化率模型(19)式可以化简为

$$\frac{dV_{CE}(t)}{dt} = \frac{I_C - K_1 \cdot \tan \alpha(t)}{K_2 \cdot C_{dep}(t) \cdot (1/2 + \beta(t))}. \quad (20)$$

3 电压变化率影响因素分析

通过电压变化率模型(20)式可以看出, 电压变化率受集电极电流 I_C 、耗尽层电容 C_{dep} 等参数影响, 而其中部分参数是集电极电压 V_{CE} 、结温 T_j 等参数的因变量, dV_{CE}/dt 影响因素逻辑关系综合分析如图3所示. 下面将对各个影响因素的温度特性进行详细分析.

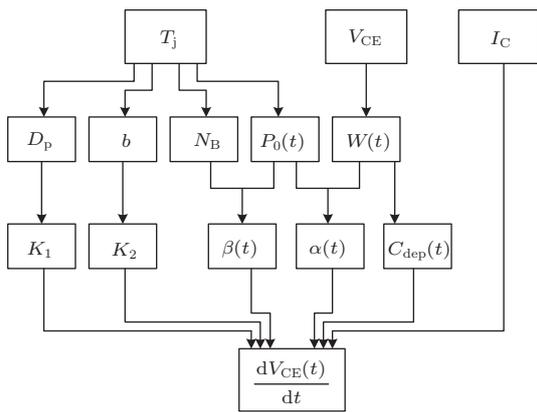


图3 dV_{CE}/dt 影响因素综合分析示意图

3.1 T_j 对电压变化率的影响分析

通过图3可以看出, 基于空穴扩散系数 D_p 、双极迁移率 b , N^- 基区掺杂浓度 N_B 和 N^- 基区载流

子浓度 $P_0(t)$, 结温 T_j 通过参数 K_1, K_2, α, β 直接对电压变化率 dV_{CE}/dt 的变化产生影响. 下面就 K_1, K_2, α, β 对电压变化率的影响进行详细分析.

3.1.1 K_1 和 K_2 温度特性研究

空穴扩散系数表达式为

$$D_p = \frac{\mu_p k T}{q}, \quad (21)$$

其中, μ_p 为空穴迁移率, k 为波尔兹曼常数, q 为电子电荷量. 载流子迁移率是由载流子的散射机理决定的, 载流子散射分为电离杂质散射和晶格(声子)散射两种. 对电离杂质散射来说, 温度越高, 载流子平均热运动速度越大, 载流子经过电离杂质时, 在其附近停留的时间越短, 离子的散射作用越弱, 即电离杂质散射的迁移率随温度的升高而增大; 对晶格(声子)散射来说, 温度越高, 声子浓度越大, 散射增强, 迁移率越小. 在较低温度下, 电离杂质散射为主导; 在较高温度下, 声子散射为主导. 高温下, 空穴迁移率为

$$\mu_p = 406.9 \left(\frac{T}{300} \right)^{-2.23}. \quad (22)$$

由(21)和(22)式可以得出空穴扩散系数

$$D_p = \frac{k}{q} \cdot \frac{406.9 \cdot T^{-1.23}}{2.99 \times 10^{-6}}. \quad (23)$$

通过(21)和(22)式可以看出, 空穴迁移率 μ_p 随温度的增大而减小; 空穴扩散系数是温度和迁移率的函数, 而迁移率又是温度的函数, 通过(23)式可以看出, 空穴扩散系数 D_p 随着温度的增大而减小. 根据 $K_1 = 2qAD_p$ 可知, K_1 随温度 T 增大而减小, 由室温 27°C , 2.7×10^{-18} 到 150°C , 1.65×10^{-18} , K_1 减小了38.9%. 因此, K_1 对电压变化率随温度变化特性影响较大.

双极迁移率(b)为电子迁移率(μ_n)与空穴迁移率(μ_p)之比, 即

$$b = \frac{\mu_n}{\mu_p} = 3.12 \left(\frac{T}{300} \right)^{-0.1}, \quad (24)$$

其中,

$$\mu_n = 1268 \left(\frac{T}{300} \right)^{-2.33}. \quad (25)$$

通过(22)和(25)式可以看出, 空穴迁移率 μ_p 和电子迁移率 μ_n 均与温度有关, 随温度的增大而减小; 双极迁移率 b 为电子迁移率与空穴迁移率之比, 通过(24)式可以看出, 双极迁移率 b 随着温度增大而减小, 但变化较小. 另外, 根据 K_2 和 b 之间的关系 $K_2 = 1 + 1/b$, 可以看出 K_2 随温度 T 的增

大而增大, 即当室温 $T = 27\text{ }^\circ\text{C}$, $K_2 = 1.322$, 而 $T = 150\text{ }^\circ\text{C}$ 时, $K_2 = 1.334$, 只增大了 0.9%. 因此, K_2 对电压变化率随温度变化特性影响较小.

3.1.2 $\tan(\alpha)$ 和 β 温度特性研究

通过图 2 可知, P_0 为 $x = 0$, P^+/N^- 结处载流子浓度, 与双极迁移率 b , 本证载流子浓度 n_i , 双极扩散系数 D 等参数有关, 如下各式所示:

$$n_i = \sqrt{N_C N_V} e^{-E_G/kT} = 2.510 \times 10^{19} \left(\frac{m_n^* m_p^*}{m_0 m_0}\right)^{3/4} \left(\frac{T}{300}\right)^{3/2} \times e^{-E_G/kT}, \quad (26)$$

$$E_G = 1.17 - 4.73 \times 10^{-4} \frac{T^2}{T + 636}, \quad (27)$$

$$D = \frac{2D_n D_p}{D_n + D_p} = \frac{2b}{1+b} D_p, \quad (28)$$

$$L = \sqrt{D \cdot \tau}, \quad (29)$$

这些参数本身是温度的函数, 所以 P_0 随温度变化的规律由这些参数共同决定, P_0 表达式为

$$P_0 = \left\{ -qADn_i^2 \coth\left(\frac{W}{L}\right) + \left[\left(qADn_i^2 \coth\left(\frac{W}{L}\right) \right)^2 + 4I_{sne} L^2 n_i^2 I_T \cdot \frac{b}{1+b} \right]^{1/2} \right\} \times (2I_{sne} L)^{-1}. \quad (30)$$

通过图 4 可以看出, P_0 随温度线性增大, 即当集射极电压 V_{CE} 保持不变时, 温度变化, 也会导致 P_0 发生变化. 当温度由室温 $27\text{ }^\circ\text{C}$ 增大到 $150\text{ }^\circ\text{C}$ 时, 载流子浓度 P_0 增大了 1.6×10^{16} , $\tan \alpha$ 由 1.75×10^{19} 增大到 3.05×10^{19} , 增大了 74.3%. 因此, $\tan \alpha$ 对电压变化率随温度变化特性影响起主

要作用. 通过图 4 还可以看出, $\tan \alpha$ 随温度增大近似线性增大.

掺杂半导体材料内, 导带中的电子来自施主原子和价带电子, 价带电子受到激发后, 硅与硅之间的共价键断裂, 穿越带隙而进入导带, 二者共同决定电子浓度. 温度 $T \rightarrow 0\text{ K}$ 时, 系统的热能不足以释放施主状态弱束缚的电子, 更不足以激发电子穿越带隙. 因此, $T \rightarrow 0\text{ K}$ 时 $n = 0$. 当温度从 0 开始增大时, 施主状态弱束缚电子部分释放. 所以在冻结温度区内, 电子数等于电离施主数, $n = N_B^+$. 随着温度升高, 施主状态弱束缚电子全部释放, 此时 $n \approx N_B$, 进入非本征温度区. 在通过非本征温度区的过程中, 越来越多的电子被激发穿过带隙, 但所提供的电子数小于 N_B , 最终电子被激发穿过带隙数等于 N_B .

$$\frac{n}{N_B} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \left[1 + \left(\frac{2n_i}{N_B} \right)^2 \right]^{0.5} \right\}. \quad (31)$$

通过图 5 可以看出, 非本征区温度范围为 150 K 到 450 K , 而 IGBT 的工作温度一般在 300 K 到 450 K 之间, 此时, $n \approx N_B$, 即在该温度范围内, N^- 基区载流子浓度等于掺杂浓度, 掺杂浓度不随温度变化而变化. 所以 $\beta(t) = P_0(t)/6N_B$ 随温度的变化规律, 与 $P_0(t)$ 随温度的变化规律相同, 如图 5 所示. 随着温度 T 的升高, n 逐渐近似等于本征载流子浓度 n_i . 如果 IGBT 结温大于 450 K , 热量经过一段时间累积, 器件芯片将发生热击穿失效, 因此, 应避免 IGBT 工作在本征区.

综上所述, 电压变化率 dV_{CE}/dt 随温度变化特性主要由 K_1 , $\tan \alpha$ 和 β 的温度特性决定, 由于 W 和 N_B 保持不变, 所以主要由半导体参数 D_p 和 P_0 决定. 通过理论计算得出, 电压变化率 dV_{CE}/dt 随温度近似呈线性规律减小, 如图 6 所示.

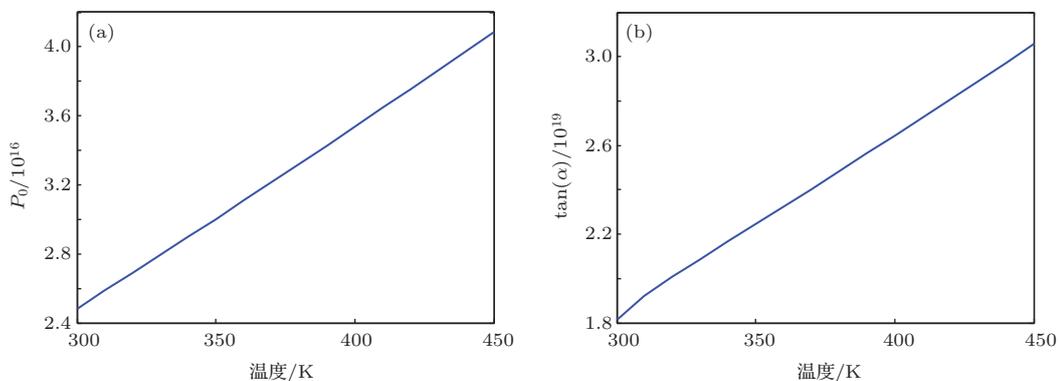


图 4 $\tan(\alpha)$ 随温度变化规律

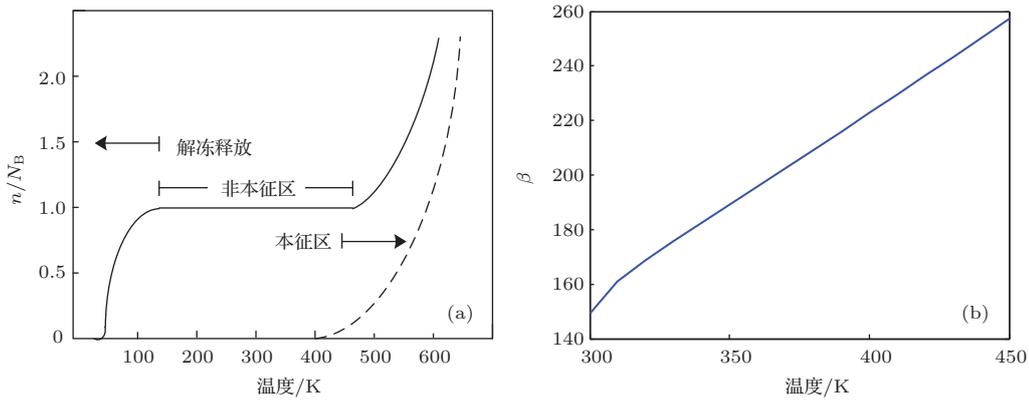


图5 β 随温度变化规律

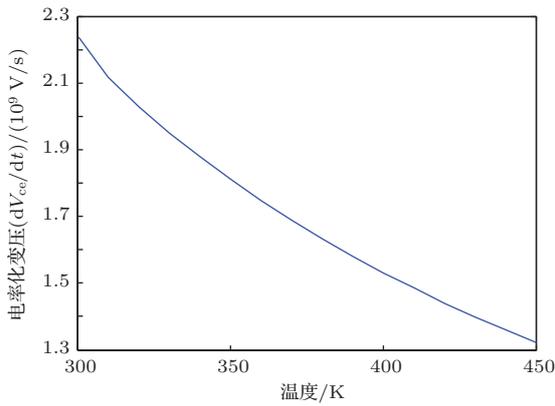


图6 dV_{CE}/dt 随温度变化规律

3.2 V_{CE} 和 I_C 对电压变化率的影响分析

通过电压变化率模型 (20) 式和图 6 可知, 电压变化率除了受温度影响以外, 还与集电极电流 I_C 、集射极电压 V_{CE} 有关. 当集电极电流 I_C 发生变化时, IGBT 关断时间会发生变化, 电压相同时, 电压变化率会随之发生变化. 集射极电压 V_{CE} 发生变化时, 耗尽层宽度发生变化, 耗尽层电容发生变化, 进而, 电压变化率发生变化.

根据 (1) 式和 (14) 式, 得出耗尽层电容 C_{dep} 随集射极电压 V_{CE} 的变化规律为

$$C_{dep}(t) = \frac{A \cdot \epsilon_{si}}{\sqrt{\frac{2\epsilon_{si} V_{CE}(t)}{qN_B}}}. \quad (32)$$

根据 (32) 式可以看出, 耗尽层电容 C_{dep} 与 $\sqrt{V_{ce}}$ 呈双曲线规律. 随着 V_{CE} 增大, 耗尽层电容逐渐减小. 通过 (20) 式可知, 当结温 T_j 和集电极电流 I_C 保持不变时, 随着 V_{CE} 的增大, 耗尽层电容 C_{dep} 减小, 电压变化率 dV_{CE}/dt 增大, 即电压变化率 dV_{CE}/dt 随集射极电压 V_{CE} 增大而增大.

IGBT 关断过程分为三部分, 关断延迟时间 $t_{d(off)}$, 关断过程中电压上升到 10% 到电流下降到

90% 时间 Δt , 关断下降时间 t_f . IGBT 关断时间表达式为

$$t_{off} = t_{d(off)} + \Delta t + t_f. \quad (33)$$

文献 [15] 经过理论推导得出, IGBT 关断 $t_{d(off)}$ 和 Δt 时间由 MOSFET 固有参数决定, 所以对于确定的 IGBT 来说, $t_{d(off)}$ 和 Δt 时间也是确定不变的. t_f 随电流增大而减小, 仿真与实验结果, 如图 7 所示. 所以在相同电压下, 电流增大, 电流下降时间减小, 进而电压变化率增大, 即电压变化率随电流增大而增大.

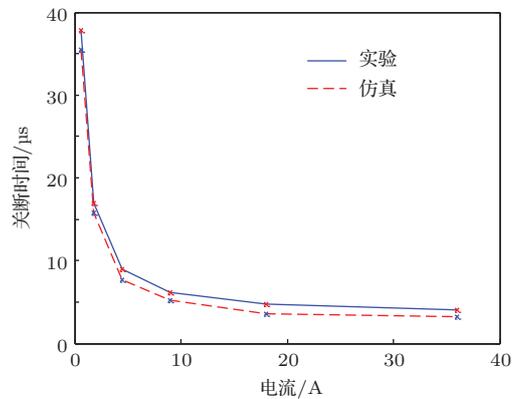


图7 关断时间随电流变化规律

通过以上分析得出, 电压变化率 dV_{CE}/dt 随结温 T_j 增大而减小, 随 V_{CE} 增大而增大, 随 I_C 增大而增大, 电压变化率为结温、电压和电流的函数 $dV_{CE}/dt = f(T_j, V_{CE}, I_C)$. 当电压、电流和电压变化率为已知时, 即可得出 IGBT 芯片结温. 在此基础上, 基于电压变化率 dV_{CE}/dt 模型 (20) 式和电压变化率影响因素分析结果, 通过 IGBT 使用手册、参数提取方法, 获取 IGBT 内部参数 [19-21], 如表 1 所示. 进而, 建立了 IGBT 电压变化率结温预测模型 $T_j = f(dV_{CE}/dt, V_{CE}, I_C)$, 如图 8 所示.

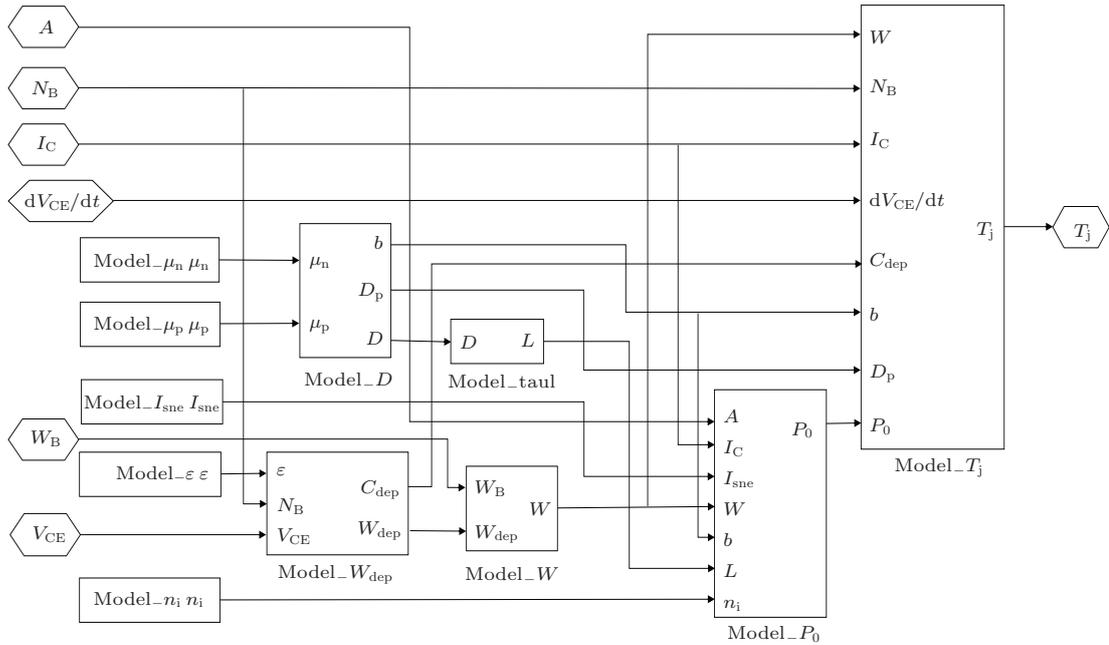


图8 IGBT 电压变化率结温预测模型

表1 IGBT 电压变化率结温预测模型关键参数列表

| 标号 | 参数名称 | 符号 | 参数值 |
|----|-----------------------|-------------------------------|------|
| 1 | N ⁻ 基区掺杂浓度 | $N_B/10^{14} \text{ cm}^{-3}$ | 1.32 |
| 2 | N ⁻ 基区宽度 | $W_B/\mu\text{m}$ | 115 |
| 3 | 芯片有效工作面积 | A/cm^2 | 0.62 |
| 4 | 栅极源极电容 | C_{GS}/nF | 10 |
| 5 | 栅极交叠氧化层电容 | C_{OXD}/nF | 66 |
| 6 | 集电极面积 | A_{DS}/cm^2 | 0.48 |
| 7 | 栅漏极交叠面积 | A_{GD}/cm^2 | 0.32 |
| 8 | 发射极电子饱和电流 | $I_{sne}/10^{-15} \text{ A}$ | 1.1 |

4 仿真与实验研究

为了验证IGBT电压变化率模型及结温预测模型的正确性,对某型1200 V/50 A模块不同电压,不同电流下,IGBT电压变化率 dV_{CE}/dt 的温度特性进行了仿真和实验研究,电路如图9(a)所示,实验系统如图9(b)所示.其中,下管栅极施加-12 V电压,防止因下管误导通,发生短路.下管反并联二极管为负载电阻 R 的续流二极管.

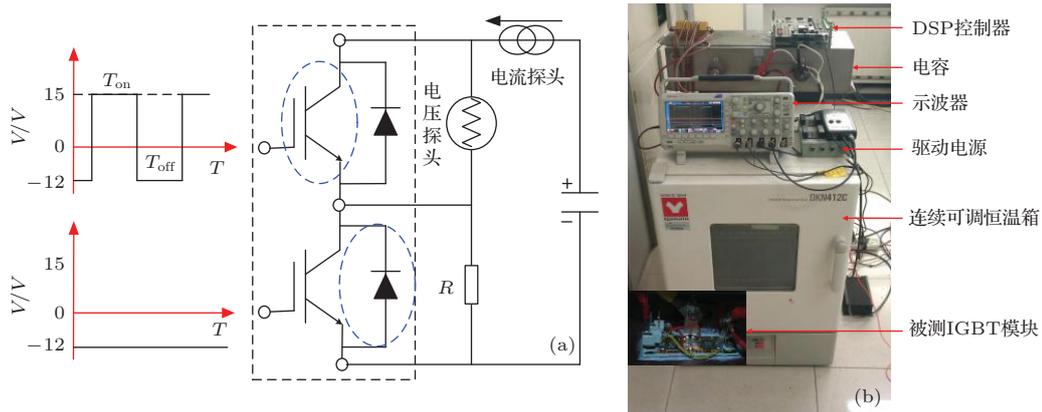


图9 电压变化率温度特性测试电路与实验系统 (a) 仿真和实验电路; (b) 实验系统

4.1 不同电压下 dV_{CE}/dt 温度特性研究

采用母线电压100 V到300 V,负载电阻2 Ω 到6 Ω ,对不同电压,相同电流50 A下,IGBT电压

变化率温度特性进行了仿真与实验研究.仿真关断暂态波形,如图10(a)所示,IGBT集射极电压等于母线电压时刻,电压变化率 dV_{CE}/dt 随温度变化规律,如图10(b)所示,从图中可以看出,温度由30

°C 到 150 °C, 电压变化率随温度增大近似呈线性规律减小.

采用图 9(b) 电压变化率温度特性实验系统, 分别对 30, 50, 70, ..., 150 °C, 7 个温度点的关断暂态波形进行了采集, 并通过适当的数据处理方法, 计算出不同电压下, 各温度点的电压变化率, 如图 11 所示.

图 11(a) 为电压 100 V, 电流 50 A 时, 关断暂态波形. 为了便于对波形进行分析, 这里只截取了 V_{CE} 的上升沿部分, 并对其进行拟合. 对集射极电压等于母线电压处进行求导, 得到 dV_{CE}/dt 的变化规律, 如图 11(b) 所示. 电压 100, 200, 300 V 时, dV_{CE}/dt 随温度变化仿真与实验结果, 可以看出随温度的增大, dV_{CE}/dt 逐渐减小. 随温度的变化规

律呈良好线性关系. 随电压的增大, 电压变化率逐渐增大. 图中虚线为电压变化率结温预测模型仿真结果, 实线为实测结果. 图中, 符号 “I” 为数据点在拟合直线误差 5% 范围的标示, 可以看出, 实验测得电压变化率均在 5% 误差范围内, 因此, 可以得出电压变化率随结温增大而减小, 符合线性变化规律.

4.2 不同电流下 dV_{CE}/dt 温度特性研究

采用母线电压 100 V, 负载电阻 2 Ω 到 5 Ω , 对相同电压 100 V, 不同电流下, IGBT 电压变化率温度特性进行了仿真与实验研究. 仿真与实验结果如图 12 所示.

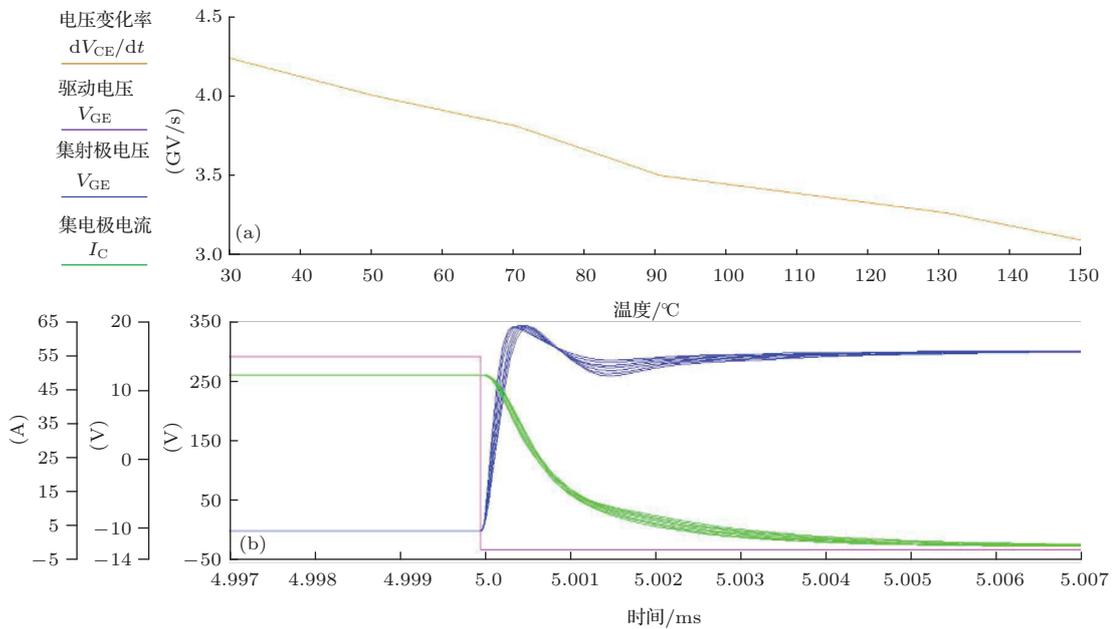


图 10 (网刊彩色) 电压 300 V, 电流 50 A, dV_{CE}/dt 随温度变化模型仿真结果

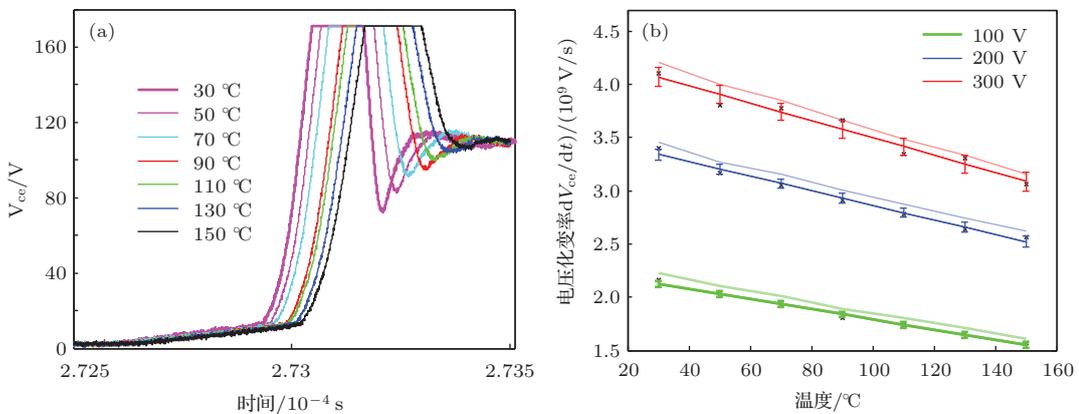


图 11 (网刊彩色) 电流 50 A, 不同电压下, 电压变化率 dV_{CE}/dt 的温度特性 (a) 电压 100V, V_{CE} 随温度变化实测波形; (b) 不同电压下 dV_{CE}/dt 随温度的变化规律

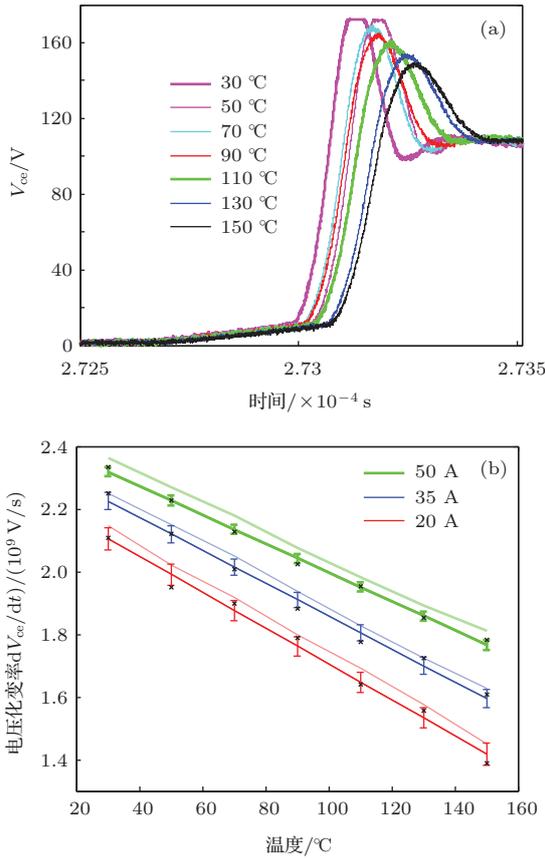


图 12 (网刊彩色) 电压 100 V, 不同电流下, 电压变化率 dV_{CE}/dt 的温度特性 (a) 电流 20 A, V_{CE} 随温度变化实测波形; (b) 不同电流下 dV_{CE}/dt 随温度的变化规律

图 12(a) 为电压 100 V, 电流 20 A 时, 关断暂态波形. 采用与 4.1 节相同的数据处理方法, 得到图 12(b) 电流 20, 35, 50 A 时, dV_{CE}/dt 随温度变化的仿真与实验结果. 可以看出, 电压变化率随结温增大呈线性规律减小, 随着电流的增大, 电压变化率逐渐增大.

综上, 通过仿真和实验, 研究了不同电压和电流下 IGBT 电压变化率的温度特性, 得出电压变化率随温度增大线性减小, 随电压或电流的增大而增大, 通过图 11(b) 和图 12(b) 可以看出, 仿真与实验曲线吻合良好, 验证了电压变化率模型和结温预测模型的正确性和准确性.

5 结 论

本文建立了电压变化率模型 $dV_{CE}/dt = f(T_j, V_{CE}, I_C)$, 经过理论推导、仿真和实验研究得出, 电压变化率随电压或电流的增大, 线性增大; 随结温增大, 线性减小. 建立了 IGBT 电压变化率结温预测模型 $T_j = f(dV_{CE}/dt, V_{CE}, I_C)$, 通过该模型可以实现结温在线监测. 实时掌握 IGBT 模块的

结温变化情况, 及时调整系统工作状态, 合理运用冷却系统将结温控制在安全范围内, 避免 IGBT 因热量不能及时耗散, 结温升高而发生失效.

参考文献

- [1] Du M X, Wei K X 2010 *World Sci-tech R & D* **32** 741 (in Chinese) [杜明星, 魏克新 2010 世界科技研究与发展 **32** 741]
- [2] Zhang W L 2012 *M. S. Dissertation* (Wuhan: Wuhan University of Technology) (in Chinese) [张文璐 2012 硕士学位论文 (武汉: 武汉理工大学)]
- [3] Chen M, Hu A 2012 *Electric Machines and Control* **15** 44 (in Chinese) [陈明, 胡安 2012 电机与控制学报 **15** 44]
- [4] Ma K, Blaabjerg F 2012 *Energies* **5** 2559
- [5] Czerny B, Lederer M, Nagl B, Trnka A, Khatibi G, Thoben M 2012 *Microelectronics Reliability* **52** 2353
- [6] Benmansour A, Azzopardi S, Martin J C, Woïrgard E 2007 *Microelectronics Reliability* **47** 1730
- [7] Wang B, Hu A, Tang Y 2012 *Electric Machines and Control* **16** 87 (in Chinese) [汪波, 胡安, 唐勇 2012 电机与控制学报 **16** 87]
- [8] Zheng L B, Han L, Liu J, Wen X H 2011 *Transactions of China Electrotechnical Society* **26** 242 (in Chinese) [郑利兵, 韩立, 刘钧, 温旭辉 2011 电工技术学报 **26** 242]
- [9] Mei Y H, Wang T, Cao X, Chen G, Lu G Q, Chen X 2012 *Journal of Electronic Materials* **41** 3152
- [10] Bouarroudj M, Khatir Z, Ousten J P, Lefebvre S 2008 *IEEE Transactions on device and materials reliability* **8** 471
- [11] Yang X, Zhou L W, Du X, Shen G, Xu M W 2012 *Electrical Measurement & Instrumentation* **49** 7 (in Chinese) [杨旭, 周维维, 杜雄, 沈刚, 徐铭伟 2012 电测与仪表 **49** 7]
- [12] Yang S Y, Xiang D W, Bryant A, Mawby P, Ran L, Tavner P 2010 *IEEE Transactions on Power Electronics* **25** 2734
- [13] Yang X 2012 *M. S. Dissertation* (Chongqing: Chongqing University) (in Chinese) [杨旭 2012 硕士学位论文 (重庆: 重庆大学)]
- [14] Bryant A, Yang S Y, Mawby P, Xiang D W, Ran L, Tavner P, Palmer P R 2011 *IEEE Transactions on Power Electronics* **26** 3019
- [15] Liu B L, Liu D Z, Luo Y F, Tang Y, Wang B 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 057202 (in Chinese) [刘宾礼, 刘德志, 罗毅飞, 唐勇, 汪波 2013 物理学报 **62** 057202]
- [16] Tang Y 2010 *Ph. D. Dissertation* (Wuhan: Naval University of Engineering) (in Chinese) [唐勇 2010 博士学位论文 (武汉: 海军工程大学)]
- [17] Zhang J P, Li Z H, Zhang B, Li Z J 2012 *Chin. Phys. B* **21** 0685046
- [18] Li X J, Zhao D G, Liu Z S, Chen P 2014 *Chin. Phys. B* **23** 0285032
- [19] Xu M M, Zhou L W, Du X, Shen G, Yang X 2013 *Electric Power Automation Equipment* **33** 134 (in Chinese) [徐铭伟, 周维维, 杜雄, 沈刚, 杨旭 2013 电力自动化设备 **33** 134]

- [20] Du M X, Wei K X 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 108401 (in Chinese) [杜明星, 魏克新 2011 物理学报 **60** 108401]
[21] Xu M M 2012 *M. S. Dissertation* (Chongqing:

Chongqing University) (in Chinese) [徐铭伟 2012 硕士学位论文 (重庆: 重庆大学)]

Investigation of the prediction model of IGBT junction temperature based on the rate of voltage change*

Liu Bin-Li[†] Tang Yong Luo Yi-Fei Liu De-Zhi Wang Rui-Tian Wang Bo

(National Key Laboratory of Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

(Received 22 March 2014; revised manuscript received 4 May 2014)

Abstract

Based on semiconductor physics and the essential structure of insulated gate bipolar transistor (IGBT), the model of dV_{CE}/dt is established through reasonable simplification and theoretical derivation. The influencing factors and temperature characteristics of dV_{CE}/dt are studied in depth. It is concluded that dV_{CE}/dt increases linearity with the increase of voltage or current, and decreases with the increase of junction temperature also linearly. On the basis of the model for dV_{CE}/dt , the prediction model of junction temperature is established. Results of simulations and experiments verify the correctness and accuracy of the models. It is significant in theory and practical application for realizing IGBT junction temperature monitoring on-line and improving the reliability of IGBT module and power electronic equipment.

Keywords: carrier concentration, carrier mobility, rate of voltage change, prediction model of junction temperature

PACS: 72.20.-i, 85.30.TV

DOI: 10.7498/aps.63.177201

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51277178), the National Key Basic Research Program of China (Grant No. 2013CB035601), and the National Science Foundation Program for Excellent Young Scientists of China (Grant No. 51307176).

[†] Corresponding author. E-mail: liu_bin_li@126.com