

基于电压电流的 IGBT 关断机理与关断时间研究*

刘宾礼[†] 刘德志 罗毅飞 唐勇 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)

(2012 年 10 月 7 日收到; 2012 年 10 月 29 日收到修改稿)

基于半导体物理和 IGBT 基本结构, 深入论述了 IGBT 关断机理, 推导出 IGBT 关断时间随电压和电流的变化规律: 关断时间随电压的增大而增大, 随电流的增大而减小. 查明了变化规律的物理机理, 仿真和实验结果验证了理论推导与所得变化规律的正确性. 提出采用指数与双曲线复合规律描述 IGBT 关断时间的变化. 对深化 IGBT 关断机理和解决电力电子装置死区时间设置等工程问题具有一定的理论意义和应用价值.

关键词: 关断机理, 耗尽层, 载流子, 关断时间

PACS: 72.20.-i, 85.30.TV

DOI: 10.7498/aps.62.057202

1 引言

绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 是双极型晶体管 (BJT) 和场效应晶体管 (MOSFET) 的复合器件, IGBT 将 BJT 的电导调制效应引入到 VDMOS 的高阻漂移区, 大大改善了器件的导通特性, 同时还具有 MOSFET 栅极输入阻抗高、开关速度快的特点^[1,2]. IGBT 以其独特的优势, 在电能变换等领域广泛应用. 由于对 IGBT 关断机理认识不清, 对关断时间随电压和电流的变化规律认识不清, 导致无法解释在使用过程中出现的电流拖尾长、死区时间长等现象, 不能充分发挥 IGBT 的性能; 导致 IGBT 因使用不当, 烧毁, 轻则造成财产损失、资源浪费, 重则酿成事故、整个装置及系统陷入瘫痪状态.

目前, 部分文献和专著对 IGBT 关断机理和关断时间问题略有提及^[3-10], 但只是就 IGBT 关断过程进行了论述, 没有与电压和电流的变化建立关系, 不能正确、有效地指导 IGBT 使用. 文献 [3-6] 将 IGBT 的关断过程划分为 5 个阶段, 阐述了每个阶段 V_{CE} , V_{GE} 和 I_C 的变化及相对关系, 对每个阶段引起变化的因素进行了解释, 但未能给出详细的 IGBT 关断机理和物理解释. 文献 [7, 8] 给出了

IGBT 关断时间随电压变化的简单结论, 没有进行理论推导与验证. 文献 [9, 10] 论述了影响关断时间的因素, 指出关断时间与载流子寿命、迁移率、掺杂浓度等物理参数有关, 但未能推导出关断时间与电压和电流的关系. IGBT 关断时间的变化由半导体物理参数引起, 仅仅了解这些参数与关断时间的关系, 对 IGBT 使用没有指导意义. IGBT 使用者希望通过电压电流的要求工作范围, 来判断 IGBT 的关断时间, 进而, 对死区时间及系统其他参数进行设置. 因此, 需建立关断时间与 IGBT 电压和电流之间的变化规律.

本文将 IGBT 简化为 MOSFET 与 BJT 的复合结构, 通过分析二者的独立与结合特性, 对 IGBT 的关断机理进行了分析, 指出 IGBT 关断时间由三部分构成, 推导出 IGBT 关断时间的变化由电流下降时间决定. 分别就电压和电流对关断时间的影响进行了理论推导, 通过相关假设和合理简化, 以载流子运动和耗尽层扩展为基础, 推导出关断时间随电压和电流的变化规律. 对变化规律的物理解释进行了论述, 有助于对规律的理解和使用. 仿真和实验结果验证了所得规律的正确性, 通过对所得实验数据进行处理和分析, 提出 IGBT 关断时间与电压和电流的关系符合指数与双曲线复合变化规律.

* 国家自然科学基金重点项目 (批准号: 50737004)、国家自然科学基金面上项目 (批准号: 51277178) 和国家自然科学基金创新研究群体科学基金 (批准号: 50721063) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: liu_bin.li@126.com

2 IGBT 关断机理分析

IGBT 结构等同于 n 沟道 MOSFET 与 pnp 晶体管构成的达林顿结构, MOSFET 的漏极与 pnp 晶体管的基极相连. 等效电路如图 1(a) 所示. 其中, pnp 晶体管的集电极连接到 IGBT 外面时叫做 IGBT 的发射极, pnp 晶体管的发射极连接到 IGBT 外面

时叫做 IGBT 的集电极, 图 1(a) 中小写字母表示 MOSFET 和 BJT 的端子名称, 大写字母表示 IGBT 的端子名称. IGBT 基本结构如图 1(b) 所示. 当栅极电压为零时, IGBT 开始关断. 栅极反型层消失, n⁺ 基区与 n⁻ 漂移区导电沟道切断, 电流开始减小, 耗尽层向 p⁺ 衬底扩展, V_{CE} 增大, 几乎全部施加在耗尽层两端. 基区载流子复合, 直至消失.

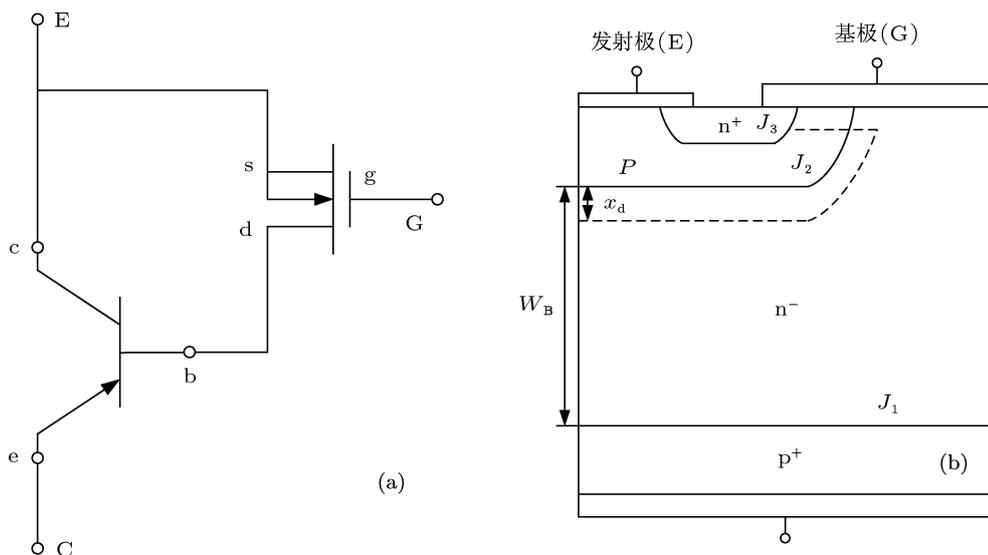


图 1 IGBT 等效电路与基本结构图 (a) 等效电路; (b) 基本结构

IGBT 关断波形如图 2(a) 所示. 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

$$t_{off} = t_{d(off)} + \Delta t + t_f, \quad (1)$$

$$I_{CE} = I_{MOS} + I_{C(BJT)} = I_{ds} + I_{ce}. \quad (2)$$

BJT 是一种电流控制型器件, 发射极 e 和集电极 c 传导的工作电流受基极 b 引入的较小电流的控制, 如图 1(a) 所示, BJT 受 MOSFET 漏极电流控制. 在 IGBT 关断 $t_{d(off)}$ 和 Δt 过程中, MOSFET 的门极电压 V_{gs} 减小至 Miller 平台电压 V_{mr} , 漏源电压 V_{ds} 增大至 $V_{ds(max)}$, 而漏源电流 I_{ds} 保持不变^[11]. 由于 $I_b = I_{ds}$, BJT 的集射极电流 I_{ce} 受 I_b 控制, 所以, 在 IGBT 关断 $t_{d(off)}$ 和 Δt 过程中, I_{ce} 电流仍然保持不变, 如图 2(a) 所示. 由 (2) 式可知, IGBT 的集射极电流 I_{CE} 保持不变. 可见, IGBT 关断 $t_{d(off)}$ 和 Δt 过程为 MOSFET 行为, 所以关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 和 Δt

分别如 (3) 式和 (4) 式所示^[4]:

$$t_{d(off)} = R_G(C_{GS} + C_{GD}) \ln \left[\frac{g_{fs} V_{GH}}{g_{fs} V_{GS(th)} + I_{ds(max)}} \right], \quad (3)$$

$$\Delta t = \frac{(V_{DM} - V_{on}) g_{fs} R_G C_{GD}}{I_{ds(max)} + g_{fs} V_{GS(th)}}, \quad (4)$$

其中, R_G 为栅极驱动电阻, C_{GS} 和 C_{GD} 为栅源和栅漏电容, g_{fs} 为栅源跨导, V_{GH} 为栅控电压, $V_{GS(th)}$ 为阈值电压, $I_{ds(max)}$ 为沟道电流的最大值, V_{DM} 为漏源电压最大值, V_{on} 为 MOSFET 导通压降.

由 (3) 和 (4) 式可知, 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. 由 (1) 式可知, IGBT 的关断时间 t_{off} 的变化由电流下降时间 t_f 决定.

为了使 IGBT 从正向导通状态转入正向阻断状态, 必须首先通过外电路对栅电容放电, 使栅电压下降到 MOSFET 的开启电压 V_{th} 以下, 这时, 沟道

反型层消失^[12], 沟道电流 I_{MOS} 迅速下降为零.

如图 2(b) 所示, 沟道关断后, 器件电流几乎在瞬时从 I_0 下降到 I_1 , 这一过程称为阶段 I; 阶段 I 结束后, n^- 区的过剩载流子空穴将通过复合消失, 这一过程称为阶段 II. 因此, IGBT 关断后, 电流下降时间由两部分组成, 阶段 I 电流 ΔI 下降时间和阶

段 II 电流 I_1 下降时间. 阶段 I 过程在瞬间发生, 时间非常短, 而阶段 II n^- 区过剩载流子空穴复合过程较慢, 因此, 会引起 IGBT 关断过程拖尾电流现象. 所以 IGBT 的关断电流下降时间 t_f 主要由阶段 II 电流下降时间决定. 而阶段 II 电流下降时间即为 n^- 区过剩载流子复合所需时间.

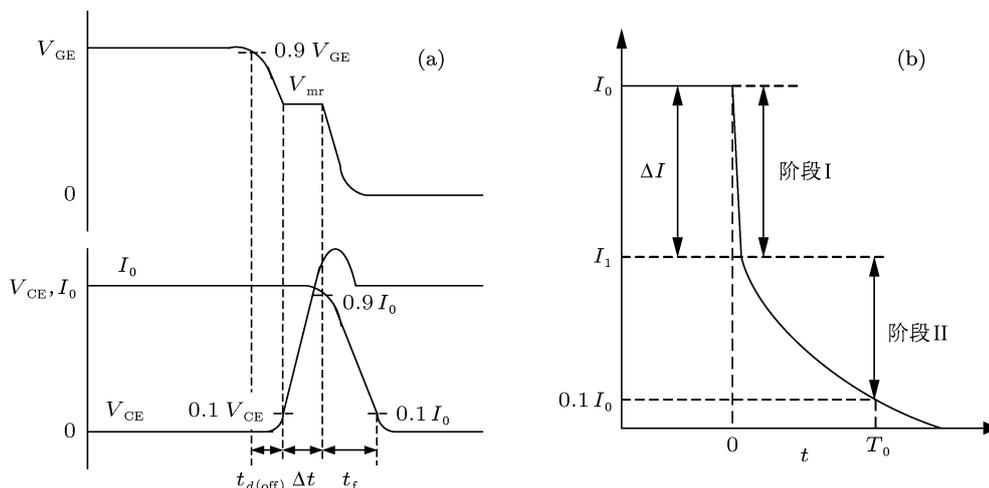


图 2 IGBT 关断波形图 (a) 关断阶段; (b) 电流关断

3 电压对关断时间的影响

3.1 理论推导

IGBT 导通电流由基极电流 $I_{B(BJT)}$ 和集电极电流 $I_{C(BJT)}$ 两部分构成. 即 $t < 0$ 时, 电流表达式, 如下式所示:

$$I = I_0 = I_{B(BJT)} + I_{C(BJT)} = I_{MOS} + I_{C(BJT)}. \quad (5)$$

当 IGBT 开始关断, 即 $t > 0$ 时,

$$I(t) = I_{C(BJT)}(t) + \frac{dQ_{J2}(t)}{dt}. \quad (6)$$

由 (5) 式和 (6) 式可知, 在 $t = 0^+$ 时刻, $I(0^+) = I_0$, $\frac{dQ_{J2}(0^+)}{dt} = I_{MOS}$.

当门极电压为零后, 沟道电流迅速下降为零. 由于基区过剩载流子复合的原因, $I(t)$ 不能迅速下降为零, 这时, $I(t) = I_{C(BJT)}(t)$. 依据电荷控制原理^[10],

$$I_{C(BJT)}(t) = \frac{Q_p(t)}{\tau_{tp}(t)}, \quad (7)$$

其中, $Q_p(t)$ 为 n^- 区待复合的空穴电荷, $\tau_{tp}(t)$ 为基区空穴渡越时间. 在大注入条件下^[13,14],

$$\tau_{tp}(t) = \frac{[W_B - x_d(t)]^2}{4K_A D_p}, \quad (8)$$

其中, W_B 为基区宽度, $x_d(t)$ 为耗尽层宽度, $K_A = A_c/A_e$, A_c 和 A_e 分别为 pnp 晶体管集电区和发射区面积, D_p 为基区空穴扩散系数.

在 $t = 0$ 时刻, J_2 结耗尽层宽度 $x_d \approx 0$, 由 (6) 式, (7) 式, (8) 式得电流表达

$$I_0 = I_{MOS} + \frac{4K_A D_p Q_{p0}}{W_B^2}, \quad (9)$$

其中, Q_{p0} 为导通稳态时基区空穴电荷. 当关断开始后, 沟道电流迅速消失, $I_{MOS} \rightarrow 0$, 得到 I_1 表达式

$$I_1 = \frac{Q_{p0}}{\frac{(W_B - x_{dm})^2}{4K_A D_p}} = \frac{I_0 - I_{MOS}}{\left(1 - \frac{x_{dm}}{W_B}\right)^2}, \quad (10)$$

$$I_{C(BJT)} = \beta I_{B(BJT)} = \beta I_{MOS}, \quad (11)$$

其中, β 为 BJT 电流放大系数, $\beta = I_c/I_b$.

由 (10) 式和 (11) 式, 推导出 ΔI 为

$$\Delta I = I_0 - I_1 = I_{MOS} + I_{C(BJT)} - I_{C(BJT)} \left(1 - \frac{x_{dm}}{W_B}\right)^{-2}$$

$$= I_{MOS} \left\{ 1 - \beta \left[\left(1 - \frac{x_{dm}}{W_B} \right)^{-2} - 1 \right] \right\}. \quad (12)$$

耗尽层宽度的最大值 x_{dm} 为

$$x_{dm} = \left\{ \frac{2\epsilon_s(V_{bi} + V_R)}{e} \left[\frac{N_a + N_d}{N_a N_d} \right] \right\}^{1/2}, \quad (13)$$

其中, V_R 为施加在耗尽层上的反偏电压的大小, ϵ_s 为半导体介电常数, V_{bi} 为热平衡状态下内建电势差, N_a 为受主杂质原子密度, N_d 为施主杂质原子密度. (13) 式表明, 耗尽层宽度随施加反偏电压的增大而增大, 由于 V_R 与 V_{CE} 成正比, 即随着 V_{CE} 的增大, J_2 结耗尽层宽度逐渐增大. 由 (12) 式可以看出, ΔI 的大小与耗尽层宽度 x_{dm} 成反比, 所以, 随着 V_{CE} 的增大, ΔI 变小, 若保持导通电流 I_0 不变, 则 I_1 增大. 进而, 关断时间延长. 因此, 电流相同时, V_{CE} 越大, 关断时间越长.

3.2 物理解释

由肖克莱-里德-霍尔复合理论可知, 过剩电子与空穴复合率为^[15,16]

$$R = \frac{C_n C_p (np - n_i^2)}{C_n(n + n') + C_p(p + p')}, \quad (14)$$

其中, C_n 和 C_p 分别为电子和空穴俘获率比例常数, n_i 为本征载流子浓度, n' 和 p' 分别为与陷阱能量相关的常数, n 和 p 分别为电子浓度和空穴浓度.

对于反偏 pn 结, 我们认为空间电荷区内不存在可移动的电子和空穴. 相应的, 在空间电荷区内, $n \approx p \approx 0$. 过剩电子与空穴复合率为

$$R = \frac{-C_n C_p n_i^2}{C_n n' + C_p p'}. \quad (15)$$

负号意味着负的复合率(产生率), 即在反偏电压下, 空间电荷区会产生电子-空穴对. 过剩电子与空穴的复合过程就是重新建立热平衡的过程. 由于反偏空间电荷区的电子和空穴浓度为零, 而复合中心能级产生了电子与空穴, 这些电子与空穴试图重新建立热平衡. 所以电子和空穴一经产生, 就会被电场扫出空间电荷区.

从图 1(b) 和图 3 可以看出, 空穴被扫入 p 集电区, 电子被扫入 n^- 漂移区. 由耗尽层扫入 p 集电区和 n^- 漂移区的载流子, 提高了这两个区域的载流子浓度. 因此, 载流子的复合时间延长, 拖尾电流延

长, 进而, 关断时间延长.

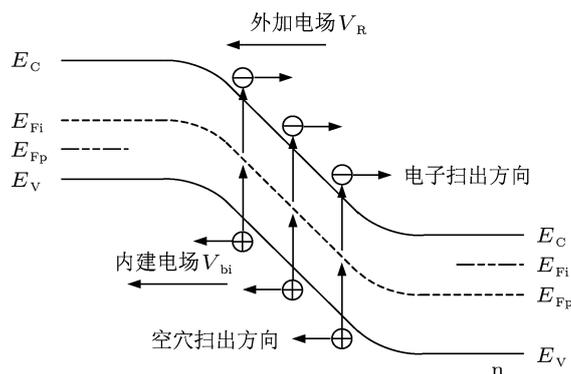


图 3 反偏 pn 结能带与载流子运动示意图

4 电流对关断时间的影响

4.1 理论推导

IGBT 开始关断时, 即 $t = 0$ 时刻, J_2 结耗尽层承受电压很小, 所以 $x_d \approx 0$, 由 (12) 式可知, $\Delta I = I_{MOS}$. 进而, 推导出 ΔI 与 I_0 的比值 K , 如下式所示:

$$K = \frac{\Delta I}{I_0} = \frac{I_{MOS}}{I_{MOS} + I_{C(BJT)}} = \frac{I_{MOS}}{I_{MOS} + \beta I_{MOS}} = \frac{1}{1 + \beta}. \quad (16)$$

IGBT 的 BJT 部分电流增益系数 G , 如下式所示^[4]:

$$G = \frac{4e^2 n_i^2 D_n^2 A_E}{J_0 W_C^2}, \quad (17)$$

其中, J_0 为 BJT 集电极电流密度, A_E 为 BJT 发射极接触面积, W_C 为 BJT 集电区宽度.

电流增益 α 与电流增益系数 G 的关系, 如下式所示:

$$\alpha \propto G. \quad (18)$$

BJT 电流放大系数 β 与电流增益 α 之间的关系如下式所示:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{1}{1 - \alpha} - 1. \quad (19)$$

由 (17) 式可知, G 与集电极电流密度 J_0 成反比, 即与 I_c 大小成反比. 根据 (18) 式得出, α 随 I_c 的增大而减小. 由 (19) 式推出, BJT 电流增益 α 减小, 电流放大系数 β 随之减小. 所以, 随 BJT 集电极电流 I_c 的增大, β 减小. 根据 (5) 式知, BJT 集电极电流 I_c 增大, IGBT 电流 I_0 随之增大. 因此, 得出随 IGBT 电流 I_0 增大, β 逐渐减小. 进而, 通过 (16)

式可以得出, K 增大. 所以相同电压下, 电流增大, K 随之增大. 即 ΔI 占 I_0 比例增大, 拖尾电流占总电流 I_0 的比例减小, 进而关断时间缩短.

由于 I_c 与 BJT 集电极电流密度 J_0 成正比, 根据 (17) 式和 (18) 式可知,

$$\alpha \propto \frac{1}{I_c}. \quad (20)$$

将 (20) 式代入 (19) 式得到

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \propto \frac{1}{I_c - 1}. \quad (21)$$

将 (21) 式代入 (16) 式得到

$$K = \frac{1}{1+\beta} \propto 1 - \frac{1}{I_c}. \quad (22)$$

(22) 式两边对 I_c 进行求导得

$$\frac{dK}{dI_c} \propto \frac{1}{I_c^2}. \quad (23)$$

通过 (23) 式可以看出, 当电流较小时, K 相对于 I_c 的变化率较大, 当电流较大时, 变化率较小. 所以, 当 I_c 变化量相同时, K 的变化量随 I_c 的增大而减小. 因此, 随着电流的增大, ΔI 所占总电流比例的变化率 dK/dI_c 逐渐减小. 基于相同电压下, 随电流增大, ΔI 占总电流比例增大, 关断时间减小的结论,

得出电流较小时, 关断时间减小速率较大, 而电流较大时, 关断时间减小速率较小.

4.2 物理解释

BJT 集电极电流 I_c 受基极电流 I_b 控制, 所以 I_c 增大是由于 I_b 增大引起的. I_b 增大, 导致基区载流子浓度的升高, 基区与发射区浓度差减小, 发射结的注入效率降低, 使电流增益系数逐渐减小, 进而, BJT 电流增益 α 减小. 基区电流密度较大时, 通过俄歇过程额外进行的复合变得显著, 使电流增益系数进一步降低. 根据 (19) 式得出, BJT 电流放大系数减小, 根据 (16) 式可知, 电流快速下降部分 ΔI 增大. 所以, 关断时间随电流的增大而减小.

5 仿真与实验研究

为了验证 IGBT 关断机理推导及相关结论的正确性, 对不同电压, 不同电流下, IGBT 关断时间的变化进行了仿真和实验研究, 电路如图 4(a) 所示. 其中, D2 为负载电阻 r_{load} 的续流二极管. 电路和电阻一般有一定的感性, 当 IGBT 关断时, 会阻止电流

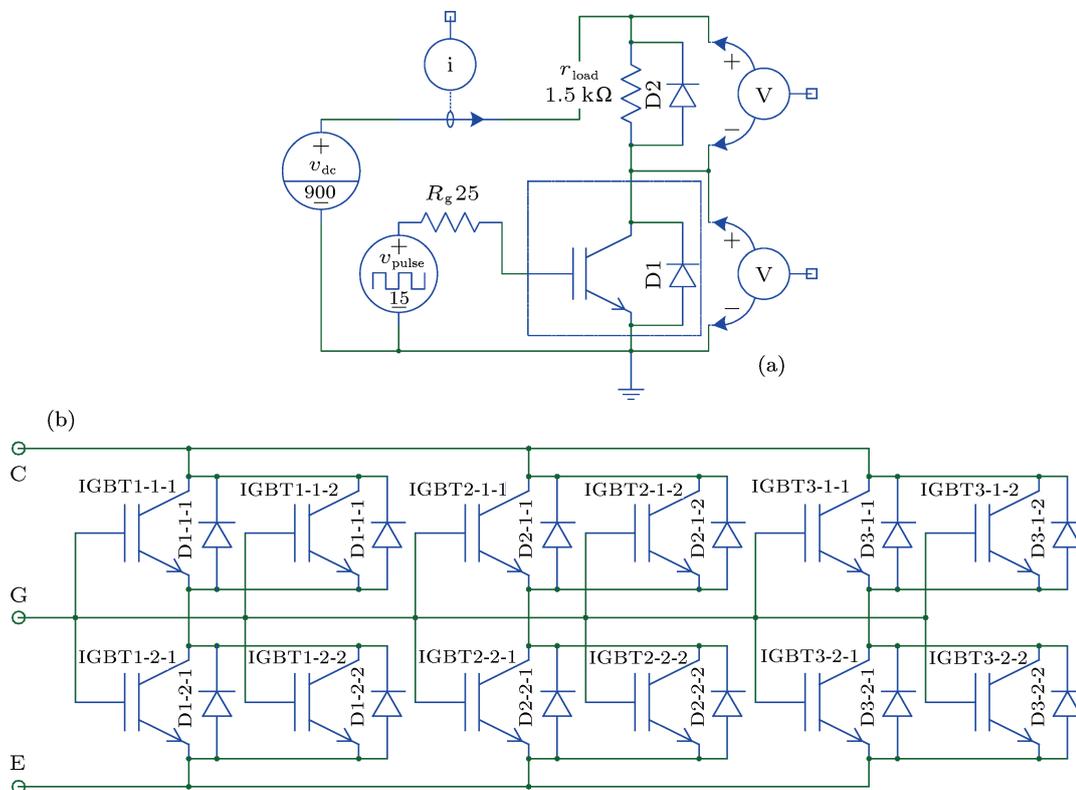


图 4 模型与电路示意图 (a) 仿真与实验电路示意图; (b) IGBT 等效模型

的下降, 延长关断时间, 为了避免电阻和电路电感对关断时间的影响, 采取的措施为: 尽量缩短导线长度, 采取双绞线的接线方法, 为负载反并联续流二极管.

仿真采用的 IGBT 模型及参数为实验用英飞凌 1700V/3600A 模块 [17,18]. 该模块由 24 块 IGBT 芯片并联组成, 根据 IGBT 芯片数量、连接关系, 通过 IGBT 使用手册、参数提取方法, 获取 IGBT 内部参数 [19,20], 搭建起 IGBT 等效模型, 如图 4(b) 所示. 仿真电路图 4(a) 虚线框中 IGBT 模型的实际模型即为图 4(b) 所示.

5.1 不同电压的影响

采用母线电压 150 V 到 900 V, 负载电阻 250 Ω 到 1.5 kΩ, 对不同电压, 相同电流 0.6 A 下, IGBT 关断时间进行了仿真与实验, 实施方案及实验结果如表 1 所示, 关断波形如图 5 所示. 由于相同电流下, 电流关断波形不易观测, 所以采集负载电阻电压, 电阻两端电压从 90% 下降到 10% 的时间, 即为电流

下降时间 t_f . 根据 (1) 式, 测出关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 和 Δt , 即可得到关断时间 t_{off} .

表 1 电流 0.6 A 方案与实验结果

实验序号	电压/V	电阻/Ω	关断时间/μs
1	150	250	22.9
2	300	500	26.1
3	450	750	29.9
4	600	1k	31.1
5	750	1.25k	34.7
6	900	1.5k	37.8

图 5(a) 中虚线为驱动电压波形. 通过图 5 可以看出, 驱动电压开始关断后, 电流首先经过一段时间的延迟, 然后开始下降. 并且电阻两端电压略小于母线电压值. 这是由于 IGBT 导通时存在一定的导通压降, 该数值的大小随导通电流的增大而增大. 图 6 为电流 0.6 A 时, IGBT 仿真与实验关断时间随电压的变化曲线.

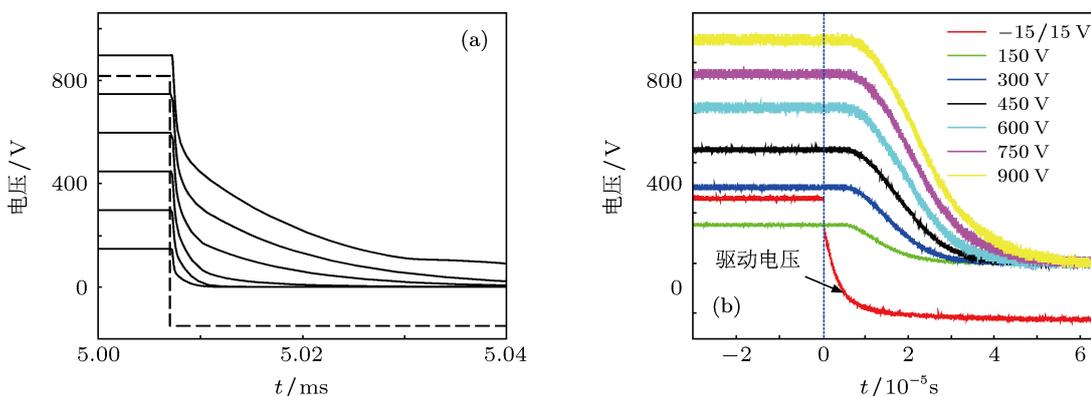


图 5 电流 0.6 A 电阻电压仿真与实验关断波形 (a) 仿真波形; (b) 实验波形

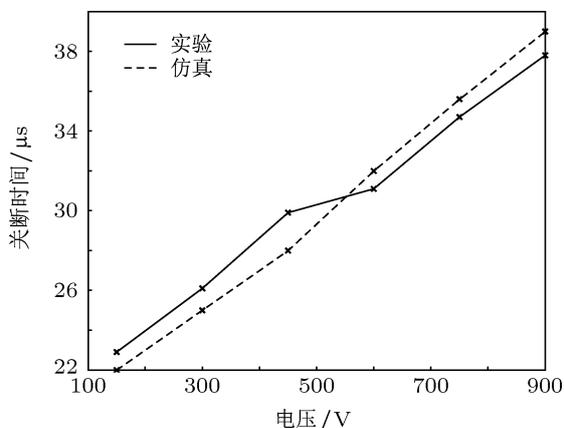


图 6 电流 0.6 A IGBT 关断时间曲线

通过图 6 可以看出, 随着电压的增大, 关断时间逐渐增大. 实验值由 150 V, 22.9 μs, 增大到 900 V, 37.8 μs. 验证了理论推导与所得结论的正确性. 并且通过图 6 还可以看出, 在相同电流下, IGBT 关断时间随电压近似线性增大. 由于实验波形存在毛刺, 给关断时间的测量引入了一定的误差; 又由于 IGBT 建模阶段, 参数提取过程, 步骤复杂, 人为因素引入读数误差, 因此, 提取参数存在一定误差, 导致图 6 关断时间仿真与实验值存在误差.

5.2 不同电流的影响

采用母线电压 900 V, 负载电阻 25 Ω 到 1.5 kΩ,

对相同电压 900 V, 不同电流下, IGBT 关断时间进行了仿真与实验, 实施方案及实验结果如表 2 所示, 关断波形如图 7 所示.

图 7(a) 中虚线为驱动电压波形. 图 7(b) 中电流 36 A 时, 电流关断波形会产生一个过冲. 这是由于电流较大, 快速变化时, 线路电感使电流波形产生尖峰. 并且由于导通电流较大, 导致关断时驱动电压受一定影响, 产生微小的波动. 蓝色虚线表示驱动电压下降到 90% 所对应的时刻, 关断时间即从该时刻算起. 图 8 为电压 900 V 时, IGBT 仿真与实验

关断时间随电流的变化曲线.

表 2 电压 900 V 方案与实验结果

实验序号	电流/A	电阻/ Ω	关断时间/ μs
1	0.6	1.5k	37.8
2	1.8	500	16.9
3	4.5	200	9.0
4	9	100	6.2
5	18	50	4.8
6	36	25	4.1

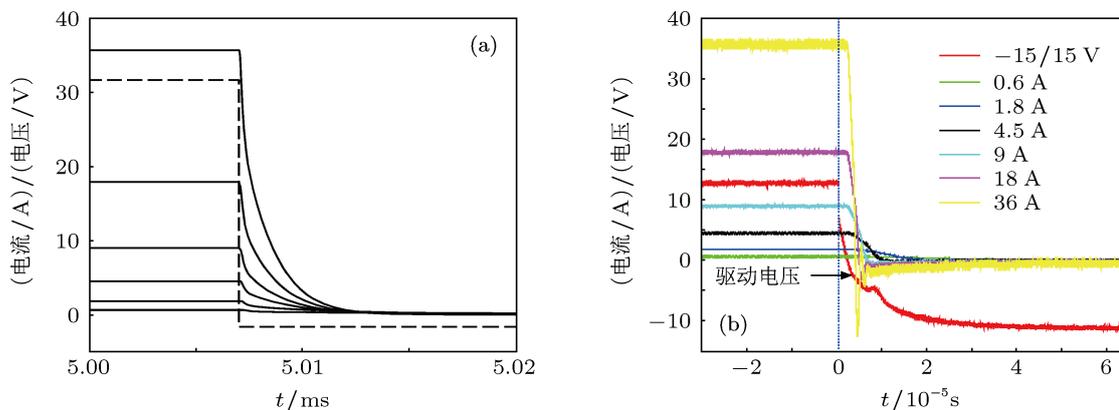


图 7 电压 900 V 回路电流仿真与实验关断波形 (a) 仿真波形; (b) 实验波形

通过图 8 可以看出, 随着电流增大, 关断时间减小. 实验值由 0.6 A, 37.8 μs , 减小到 36 A, 4.1 μs . 验证了理论推导与所得结论的正确性. 并且通过图 8 还可以看出, 在相同电压下, IGBT 关断时间随电流近似呈指数或双曲线规律减小.

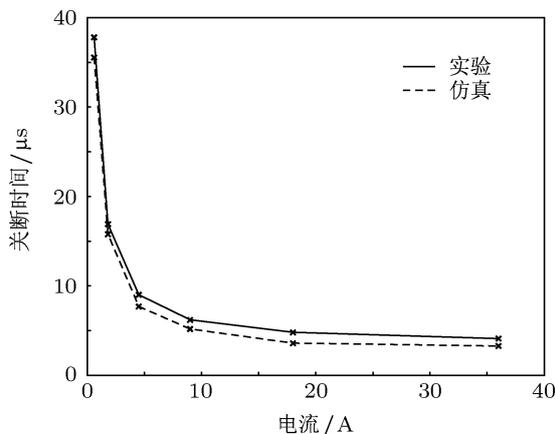


图 8 电压 900 V IGBT 关断时间曲线

5.3 小结

通过图 6 可以看出, 相同电流下, 关断时间随

电压的变化规律近似为线性. 采用最小二乘法对实验数据进行拟合, 得到 IGBT 关断时间 t_{off} 随母线电压 U 单调增大, 如 (24) 式所示, 拟合曲线与实测曲线如图 9(a) 所示. 通过图 8 可以看出, 相同电压下, 关断时间随电流的变化规律与指数和双曲线变化规律极其相似, 通过研究发现, 不与其单一规律相符, 但符合指数与双曲线复合变化规律. 拟合得到 IGBT 关断时间 t_{off} 随导通电流 i 指数与双曲线复合变化规律减小, 如 (25) 式所示, 拟合曲线与实测曲线如图 9(b) 所示.

$$t_{\text{off}} = 0.0193U + 20.3, \quad (24)$$

$$t_{\text{off}} = \frac{27.73}{i^{1.038} + 0.2185} + 3.432, \quad (25)$$

综上所述可知, 关断时间随电压增大而增大, 随电流增大而减小, 并且随电压单调增大, 随电流以指数和双曲线复合规律减小. 因此, 关断时间与电压和电流的关系为一组指数和双曲线复合规律曲线, 如图 9(c) 所示. 图 9(c) 为实验测得母线电压 300 V, 600 V, 900 V 时, 关断时间随电流的变化曲线.

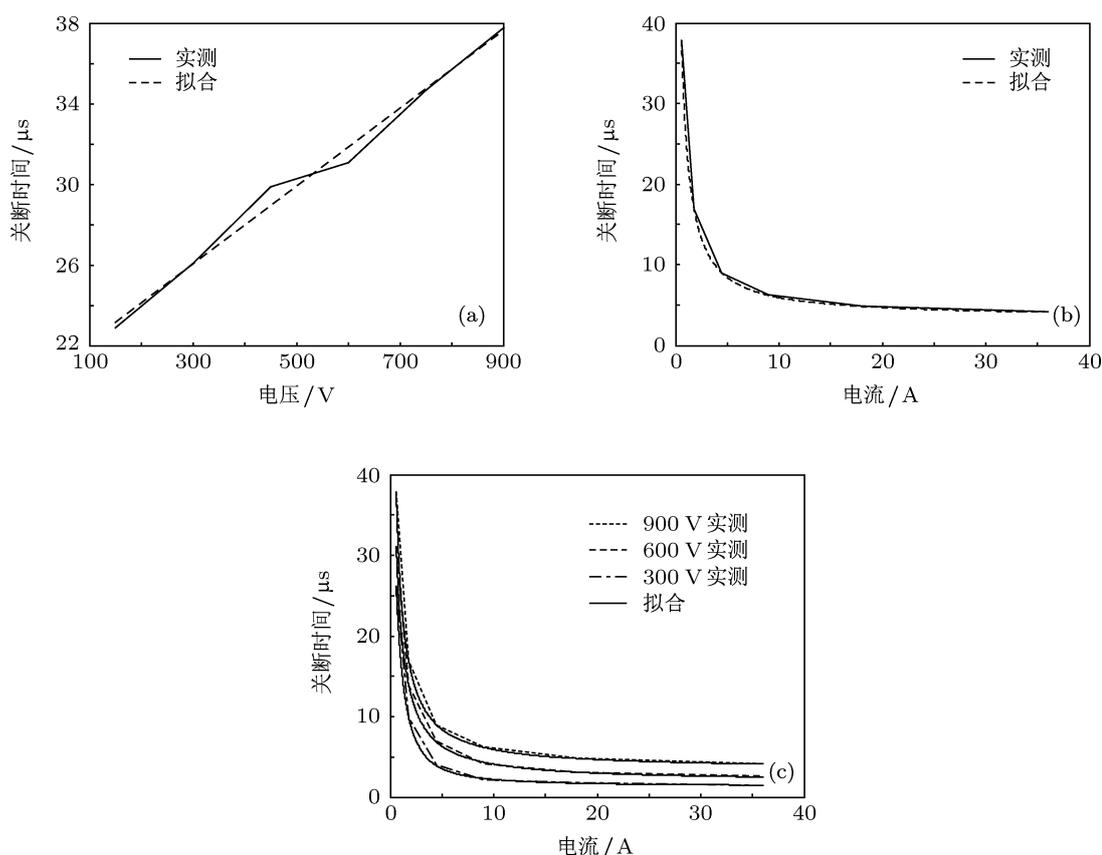


图9 关断时间变化规律 (a) 随电压变化规律; (b) 随电流变化规律; (c) 随电压和电流变化规律

6 结论

通过理论推导和仿真实验研究发现, IGBT 关断时间随电压的增大, 单调增大; 随电流的增大而减小, 其规律符合指数和双曲线复合变化规律. 通过 (24) 式可以看出, 关断时间随电压变化的斜率很小, 得出电压对关断时间的影响较小, 该结论在图 9(c) 中得到了验证, 并且随着电流的增大, 电压对关断时间的影响逐渐减小. 通过图 9(c) 可以看出, 当

电流较小时, 关断时间很长, 随着电流的增大, 关断时间迅速缩短. 当电流大于一定值时, 关断时间恢复至使用手册的正常值附近, 并随着电流的增大而缓慢减小. 因此, 在 IGBT 工作过程中, 应根据实际装置工作电流范围, 依据关断时间变化规律, 合理设置死区时间. 并且应尽量避免其工作在小电流工况, 如若不能避免, 则要尽量降低母线电压和采取限流措施, 以免导致电力电子装置上下桥臂直通.

- [1] Xu D H 2008 *Modern power electronics device principle and Application technology* (Beijing: Mechanical Industry Press) p92 (in Chinese) [徐德鸿 2008 现代电力电子器件原理与应用技术 (北京: 机械工业出版社) 第 92 页]
- [2] Lin W X 2002 *Modern power electronics circuit* (Hangzhou: Zhejiang University Press) p44 (in Chinese) [林渭勋 2002 现代电力电子电路 (杭州: 浙江大学出版社) 第 44 页]
- [3] Angus B, Yang S Y 2011 *IEEE Transactions on Power Electronics* **26** 30193031
- [4] Wu Y, Zhang W R, Liu X M 2005 *Power Semiconductor Devices: The-*

ory and Application (Beijing: Chemical Industry Press) p262 (in Chinese) [吴郁, 张万荣, 刘兴明 2005 功率半导体器件 — 理论及应用 (北京: 化学工业出版社) 第 262 页]

- [5] Yuan S C 2007 *IGBT Field Effect Semiconductor Power Devices* (Beijing: Science Press) p100 (in Chinese) [袁寿财 2007 IGBT 场效应半导体功率器件导论 (北京: 科学出版社) 第 100 页]
- [6] Azzopardia S, Benmansoura A, Ishikob M, Woigarda E 2005 *Microelectronics Reliability* **45** 1700
- [7] Chen Z M, Li S Z 2008 *Wide bandgap semiconductor power electronic device and its application* (Beijing: Mechanical Industry Press) p88 (in

- Chinese) [陈治明, 李守智 2008 宽禁带半导体电力电子器件及其应用 (北京: 机械工业出版社) 第 88 页]
- [8] Yuan L Q, Zhao Z M, Song G S and Wang Z Y 2011 *Power semiconductor device theory and application* (Beijing: Mechanical Industry Press) p111 (in Chinese) [袁立强, 赵争鸣, 宋高升, 王正元 2011 电力半导体器件原理与应用 (北京: 机械工业出版社) 第 111 页]
- [9] Zhao Y Q, Yao S Y and Xie X D 2010 *Semiconductor physics and devices* (3rd Edn.) (Beijing: Electronics Industry Press) p212 (in Chinese) [赵毅强, 姚素英, 解晓东 2010 半导体物理与器件 (第三版) (北京: 电子工业出版社) 第 212 页]
- [10] Huang R, Wang Y 2010 *Semiconductor physics and device fundamentals* (Beijing: Electronics Industry Press) p325 (in Chinese) [黄如, 王漪 2010 半导体物理与器件基础 (北京: 电子工业出版社) 第 325 页]
- [11] Fang J P, Hao Y, Liu H X 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 1172 (in Chinese) [方建平, 郝跃, 刘红侠 2001 物理学报 **50** 1172]
- [12] Zhou X D, Lin W, Fang J 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 3360 (in Chinese) [周贤达, 林薇, 方健 2006 物理学报 **55** 3360]
- [13] Nishad P, Diganta D, Michael P 2012 *Microelectronics Reliability* **52** 482
- [14] Urresti J, Castellazzi A 2007 *Microelectronics Reliability* **47** 1725
- [15] Bryant A T, Kang X S 2006 *IEEE Transactions on Power Electronics* **21** 295
- [16] Marco A R, Abraham C S 2011 *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **58** 1625
- [17] 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]
- [18] Patrick R P, Enrico S, Jerry L 2003 *IEEE Transactions on Power Electronics* **18** 1220
- [19] Tang Y 2010 *Ph. D. Study on Device Model Theory* (Wuhan: Naval University of Engineering) (in Chinese) [唐勇 2010 博士学位论文 (武汉: 海军工程大学)]
- [20] Tang Y, Hu A, Chen M 2009 *Transactions of China Electro Technical Society* **24** 76

Investigation into the turn-off mechanism and time of IGBT based on voltage and current*

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

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

(Received 7 October 2012; revised manuscript received 29 October 2012)

Abstract

Based on semiconductor physics and the essential structure of IGBT, the turn-off mechanism of IGBT is deeply discussed regarding the problem of turn-off time changing with voltage and current. The laws of turn-off time changing with voltage and current are deduced, i.e., the turn-off time increases with voltage increasing and decreases with current increasing. The physical mechanisms of the laws are found out. The simulation results and experimental results, demonstrate that the derived and the existing law are constant, thereby proving the correctness of the derived law. It is put forward that the law of IGBT turn-off time changing with current and voltage accords with the complex law of exponent and hyperbola. For further studying the IGBT turn-off mechanism and solving the engineering puzzles including the power electronic dead time setting, the present study is significant in theory and practical application.

Keywords: turn-off mechanism, depletion layer, carrier, turn-off time

PACS: 72.20.-i, 85.30.TV

DOI: 10.7498/aps.62.057202

* Project supported by the Key Program of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 50737004), the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51277178), and the Science Fund for Creative Research Groups of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 50721063).

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