

一种考虑 IGBT 基区载流子注入条件的物理模型*

杜明星 魏克新[†]

(天津大学电气与自动化工程学院, 天津 300072)

(天津理工大学天津市复杂系统控制理论及应用重点实验室, 天津 300384)

(2011年3月4日收到; 2011年5月19日收到修改稿)

提出了一种考虑绝缘栅极双极晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 基区载流子不同注入条件的物理模型. 在小注入和大注入情况下, 分别建立描述 IGBT 基区载流子运动的输运方程 (ambipolar transport equation, ATE), 并确定边界条件. 采用傅里叶级数法求解载流子输运方程, 并将计算结果分别与 IGBT 手册提供的实验数据和 Hefner 模型计算结果相比较, 验证了本文提出物理模型的正确性.

关键词: 绝缘栅极双极晶体管, 物理模型, 注入条件, 双极输运方程

PACS: 84.30.Jc, 84.32.-y, 85.30.Pq, 85.30.Tv

1. 引言

由于绝缘栅极双极晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 模块的高功率密度和低功耗的驱动需求, 它已经在高功率应用领域广泛使用.

为了在功率变换中, 模拟其开关过程和评估其器件应力, 并得到其功率损耗, 建立准确的 IGBT 模型是非常必要的. 而要准确描述 IGBT 的工作过程, 在低掺杂的宽基区建立过剩载流子分布模型是最重要的^[1]. Hefner^[2] 最早系统地在 Saber 中建立了 IGBT 的物理模型, 并取得了较准确的实验结果. Hefner 模型在 IGBT 建模领域具有相当高的影响力, 很多现有的 IGBT 的数学模型都是在此基础上发展起来的. 而 Hefner 开发的数学模型具有一定的局限性, 即仅适用于载流子大注入的情况, 对于非大注入的条件是有误差的. 文献[3]通过实验证实了不同注入条件下, 模型得出的结果是有差别的. Leturcq^[4] 针对描述载流子输运方程的求解问题, 提出了一种适合于电路仿真的傅里叶级数求解方法, 该方法既保留了器件工作时的动态特征, 又尽可能地简化了一些二次效应. 文献[5,6]在 Hefner 模型和 Leturcq 方法的基础上, 建立了高精度的 IGBT 开通过程的物理模型. 该模型同样存在未考虑小注入

的情况. 文献[7]在 PSpice 环境下, 考虑 IGBT 不同工作条件, 建立了 IGBT 的物理模型. 该模型是对基区的载流子运动的扩散方程做了较大的简化. 文献[8]推出一种适用于复杂电路仿真分析的 IGBT 模型. 模型分阶段模拟 IGBT 的开关瞬态过程, 并采用曲线拟合的方式实现对 IGBT 稳态特性的建模. 文献[9]从曲线拟合的角度, 建立了 IGBT 模块的开关暂态模型, 并进行了损耗分析. 文献[8,9]是以曲线拟合为出发点, 得到精确的 IGBT 的解析模型.

针对上述问题, 本文从 IGBT 宽基区不同注入条件入手, 建立在一维条件下, 考虑基区边界移动、宽基区载流子运动效应的 IGBT 的瞬态物理模型, 并通过手册提供的测试数据和 Hefner 模型的计算结果, 验证模型的正确性.

2. IGBT 内部工作机理

IGBT 由 MOS 型和双极型结构两部分构成, 如图 1 所示. 当 IGBT 处于开通时, 其 PNP 晶体管的 J1 正偏, 空穴从 p+ 型发射区注入 n- 型基区, 注入基区的空穴称为过剩少数, 也可称为过剩载流子. 一部分过剩少数空穴为了维持基区的准电中性平衡与集电极提供的过剩多数电子发生复合; 另一部分过剩少数空穴通过漂移和扩散运动流过宽基区,

* 国家自然科学基金 (批准号: 50977063)、国家高技术研究发展计划 (批准号: 2008AA11A145) 和天津市科技支撑计划重点项目 (批准号: 09ZCKFGX01800) 资助的课题.

[†] 通讯联系人. E-mail: igbt401@gmail.com

并在耗尽层内电场的作用下,进入 J2 的空穴被扫入集电区形成集电极电流. MOSFET 沟道电流 I_{MOS} 提供的过剩多子电子,其一部分通过漂移和扩散运动注入发射区,另一部分则与基区中的过剩少子空穴发生复合,这部分电流为 PNP 晶体管的基极电流. 上述集电极电流和基极电流构成了阳极电流,由于门极电流为零,所以理论上阳极电流也等于阴极电流. 随着所加的阳极电压的增加,注入基区的过剩少子空穴浓度将会远超过基区的本地掺杂浓度^[10], 这就会产生所谓的电导调制效应,使得基区电阻减小,IGBT 的通态压降也就随之减小.

当 IGBT 关断时, MOSFET 导电沟道消失,基极电流也随之消失,导致 IGBT 阳极电流瞬间减少,基极不再为基区中的空穴提供复合所需的新的电子,基区中剩下的过剩多子电子通过复合和注入发射区缓慢衰减. 为了维持基区的准电中性平衡,空穴继续从发射区注入基区,一部分与过剩多子电子复合,一部分被扫入集电区. 因为过剩载流子的缓慢衰减,所以阳极电流也随之缓慢衰减,形成了拖尾电流.

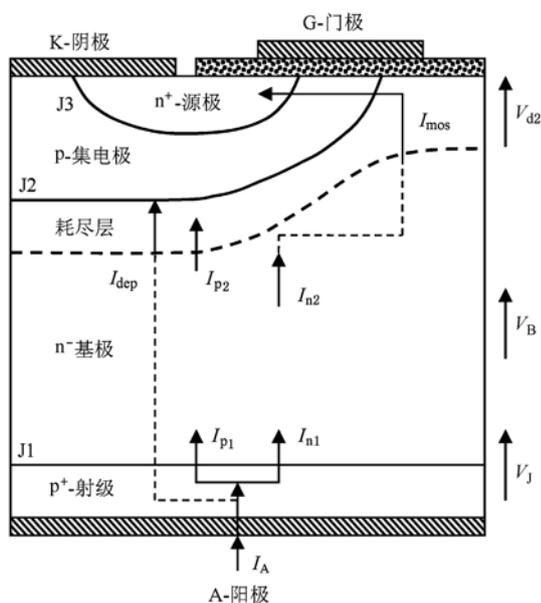


图1 NPT IGBT 的结构图

3. IGBT 宽基区物理模型

对于一个电导调制效应的功率器件,IGBT 的工作性能取决于宽基区载流子的分布情况. 就 IGBT 而言,除了在 IGBT MOS 部分的末端载流子是二维

分布外,在其余 90% 的基区分布均是一维的,故对于整个基区而言,一维的载流子分布的形式对于分析 IGBT 的动态性能是足够的^[5]. 就 IGBT 材料性能而言,需通过平衡基区过剩多子和过剩少子浓度来维持空间电荷中性. 图 2 给出了宽基区过剩载流子的分布情况.

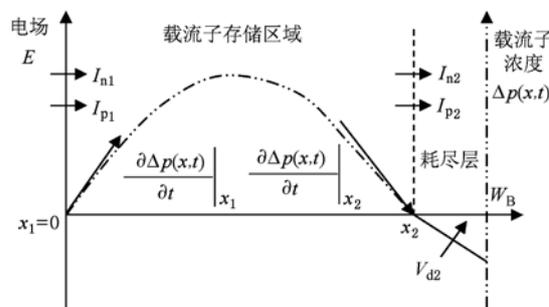


图2 IGBT 基区载流子存储区域和耗尽层示意图

为了准确描述宽基区载流子分布的情况,综合载流子输运方程和连续性方程,可以得到双极输运方程(ambipolar transport equation, ATE)

$$D \frac{\partial^2 \Delta p(x,t)}{\partial x^2} + \mu \xi(x) \frac{\partial \Delta p(x,t)}{\partial x} - \frac{\Delta p(x,t)}{\tau} = \frac{\partial \Delta p(x,t)}{\partial t}, \quad (1)$$

式中, D 为双极扩散系数,表达式为

$$D = \frac{D_n D_p (n+p)}{n D_n + p D_p}, \quad (2)$$

μ 为双极迁移率,表达式为

$$\mu = \frac{\mu_n \mu_p (n-p)}{p \mu_p + n \mu_n}, \quad (3)$$

τ 为双极载流子寿命,表达式为

$$\tau = \frac{\mu_n n + \mu_p p}{\mu_n n / \tau_n + \mu_p p / \tau_p}, \quad (4)$$

$\xi(x)$ 为辅助计算量,表达式为

$$\xi(x) = \frac{J}{q [n_0 \mu_n + (\mu_n + \mu_p) \Delta p(x,t)]} - \left(\left(\frac{kT}{q} \right) \frac{\mu_n - \mu_p}{n_0 \mu_n + (\mu_n + \mu_p) \Delta p(x,t)} \times \frac{\partial \Delta p(x,t)}{\partial x} \right), \quad (5)$$

$\Delta p(x,t)$ 为过剩载流子浓度, D_n 和 D_p 分别为电子和空穴的扩散系数, μ_n 和 μ_p 分别为电子和空穴的迁移率, τ_n 和 τ_p 分别为电子和空穴寿命, n 和 p 分别为电子和空穴载流子浓度, $J = J_n + J_p$ 是通过基区的总的电流密度, n_0 是平衡电子浓度, k 为玻尔兹

曼常数, q 为电子电荷, T 为温度.

(1)式对于任何等级的载流子注入都是有效的,且在小注入和大注入的条件下,可以大大简化模型.

3.1. 小注入条件

在小注入条件下,注入到基区的过剩载流子浓度 $\Delta p(x,t)$ 低于基区掺杂浓度 N_B (即, $\Delta p(x,t) \ll N_B = n_0$). 由于在基区 $\Delta n \approx \Delta p$, 则有不等式 $p \ll n$ 成立. 因此, (2)–(4) 式中的 D, μ, τ 可简化为 D_p, μ_p, τ_p, ξ 近似等于零. 则 ATE 简化为

$$D_p \frac{\partial^2 \Delta p(x,t)}{\partial x^2} - \frac{\Delta p(x,t)}{\tau_p} = \frac{\partial \Delta p(x,t)}{\partial t}. \quad (6)$$

3.2. 大注入条件

在大注入的条件下, $\Delta p \gg N_B = n_0$. 因此, $n = n_0 + \Delta n = n_0 + \Delta p \approx \Delta p, p = p_0 + \Delta p \approx \Delta p (n = p), \mu = 0, D \approx 2D_n D_p / (D_n + D_p), \tau = \tau_n + \tau_p$. ATE 可简化为

$$D \frac{\partial^2 \Delta p(x,t)}{\partial x^2} - \frac{\Delta p(x,t)}{\tau} = \frac{\partial \Delta p(x,t)}{\partial t}, \quad (7)$$

因为 $\mu = 0$, 所以(1)式左边的二次项舍掉.

3.3. 不同注入条件下载流子输运方程求解

3.3.1. 求解方法

国内外文献对于载流子输运方程的求法有数值解法、Laplace 变换法、傅里叶级数法等, 本文采用 Leturcq 提出的傅里叶级数解法.

(6), (7) 式可以采用傅里叶级数解的形式得到

过剩载流子浓度表达式, 如下式所示:

$$\begin{aligned} \Delta p(x,t) &= \Delta p_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} \Delta p_k(t) \cos \left[\frac{k\pi(x-x_1)}{x_2-x_1} \right], \\ \Delta p_0(t) &= \frac{1}{x_2-x_1} \int_{x_1}^{x_2} \Delta p(x,t) dx, \\ \Delta p_k(t) &= \frac{1}{x_2-x_1} \int_{x_1}^{x_2} \Delta p(x,t) \cos \left[\frac{k\pi(x-x_1)}{x_2-x_1} \right] dx, \end{aligned} \quad (8)$$

式中, k 是谐波级次, x_1 和 x_2 为载流子存储区域边界.

将(8)式代入(6), (7)式中, 可以得到一个一阶微分方程组, 解这个微分方程组可以得到过剩载流子浓度傅里叶级数表达式的系数. 方程的详细解法见文献[11].

3.3.2. 边界条件确定

1) x_1 和 x_2 的确定

为了求解(6), (7)式, 还需确定必要的边界条件. 对于 IGBT 而言, $x_1 = 0, x_2$ 则可利用在载流子存储区域右边的耗尽层电压 V_{d2} 来计算. V_{d2} 是用高增益的反馈环和耗尽层与载流子存储区域边界的载流子浓度导出的. 反馈的作用是当边界载流子降到很低的时候产生一个耗尽层电压. 高增益确保边界 x_2 移动时, 边界载流子浓度具有较小的误差.

对于漂移区 MOS 侧的边界, 电子电流 I_{n2} 是 MOSFET 电流, 如下式:

$$I_{n2} = I_{MOS}, \quad (9)$$

根据不同的工作条件, I_{MOS} 可以采用精确描述 MOSFET 沟道电流的肖特基方程计算^[7,12,13], 如下式:

$$I_{MOS} = \begin{cases} 0, & V_{GS} < V_{th}, \\ K_{Plin} \frac{[V_{MOS}(V_{GS} - V_{th}) - V_{MOS}^2/2]}{1 + \theta(V_{GS} - V_{th})}, & (V_{GS} - V_{th}) \frac{K_{Psat}}{K_{Plin}} \geq V_{DS}, \\ \frac{K_{Psat}}{2} (V_{GS} - V_{th})^2, & (V_{GS} - V_{th}) \frac{K_{Psat}}{K_{Plin}} < V_{DS}, \end{cases} \quad (10)$$

式中, θ 为 MOSFET 横向场因子 (V^{-1}), K_{Plin}, K_{Psat} 分别为 MOSFET 线性区和饱和区的跨导 (AV^{-2}).

V_{MOS} 可以通过下式计算:

$$V_{MOS} = \begin{cases} 0, & \Delta p_{x2} > 0, \\ -K\Delta p_{x2}, & \Delta p_{x2} < 0, \end{cases} \quad (11)$$

式中, K 是一个大增益. (2), (3), (4), (5) 式构成一个反馈环, 使得 p_{x2} 变得很小^[5].

$$\Delta p_{x2} \rightarrow V_{MOS} \rightarrow I_{MOS} \rightarrow I_{n2} \rightarrow \Delta p(x,t) \rightarrow p_{x2}. \quad (12)$$

通过计算求得 I_{n2} 和边界 x_2 后, $x = x_2$ 处的空穴电流可以根据下式得到:

$$I_{p2} = I_C - I_{n2} - I_{disp} - I_{GC}, \quad (13)$$

式中, I_{disp} 和 I_{GC} 分别为集射和栅集位移电流

(13) 式中位移电流 I_{disp} 是由于 p 阱下耗尽层边

界移动而使集电极间电容 C_{CE} 变化而产生. 位移电流 I_{GC} 是由栅集电容 C_{GC} 的变化而产生, I_{disp} 和 I_{GC} 的计算公式分别为

$$I_{disp} = C_{CE} \frac{dV_{DE}}{dt} = \frac{\epsilon_{si} A (1 - a_i)}{W_B - W} \frac{dV_{DE}}{dt}, \quad (14)$$

$$I_{GC} = \frac{C_{ox} A a_i}{1 + \frac{C_{ox} W'}{\epsilon_{si}}} \frac{dV_{DG}}{dt}, \quad (15)$$

式中, $W' = W_B - W - l_M - l_1$, l_M 为 IGBT 相邻连个元胞 p 阱间距离的一半, l_1 是 $V_{DE} = V_{GE}$ 时, 耗尽层的长度, 具体细节详见文献 [14].

2) I_{n1} 和 I_{p1} 的确定

对于漂移区的集电极边界, 电子电流为

$$I_{n1} = q A h_p p_{x1}^2, \quad (16)$$

式中, h_p 是 p 层的复合参数, p_{x1} 是 $x = x_1$ 处的过剩载流子浓度. 因而 $x = x_1$ 处的空穴电流可以采用基尔霍夫电流定律计算得到

$$I_{p1} = I_C - I_{n1}, \quad (17)$$

3) 载流子在 x_1 和 x_2 的浓度梯度

在漂移区两个边界的载流子分布的梯度分别可以通过在 x_1 和 x_2 处的空穴和电子电流的梯度函数表示 [15]

$$f(t) = \left. \frac{\partial p(x,t)}{\partial x} \right|_{x_1} = \frac{1}{2qA} \left(\frac{I_{n1}}{D_n} - \frac{I_{p1}}{D_p} \right), \quad (18)$$

$$g(t) = \left. \frac{\partial p(x,t)}{\partial x} \right|_{x_2} = \frac{1}{2qA} \left(\frac{I_{n2}}{D_n} - \frac{I_{p2}}{D_p} \right). \quad (19)$$

4. IGBT 导通压降的分析

由图 1 可知, 导通电压 V_{AK} 是 p-n 结电压 V_J , 漂移区电阻压降 V_B 和耗尽层电压 V_{d2} 之和, 即

$$V_{CE} = V_J + V_B + V_{d2}, \quad (20)$$

得到过剩载流子浓度后, 漂移区的电阻压降也可以通过计算获取. 漂移区电场 E 和电压降 V_B 由下式计算 [16]:

$$E = \frac{J}{q\mu p(x,t)} + \frac{DV_T}{q} \frac{dp(x,t)}{dt},$$

$$V_B = \int_0^W E dx. \quad (21)$$

考虑 NPT (non-punch-through) IGBT 导通的情况, IGBT 的 $p^+ - n^-$ 结压降 V_J 可由 Boltzmann 方程计算 [5]

$$V_J = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{p_{x1} N_B}{n_i^2} \right). \quad (22)$$

5. 仿真与实验结果

为了验证模型的有效性, 本文对 IGBT 的稳态、开关瞬态特性和开关损耗进行相关的仿真和实验测试.

5.1. 稳态特性

实验采用某型号额定值为 600 V/200 A 的 NPT 型 IGBT. 图 3 给出了门极驱动电压 $V_{GE} = 8, 9, 10, 12, 15, 20$ V 时, 输出特性的仿真和 IGBT 数据手册提供的实验结果, 模拟结果与实验结果符合较好.

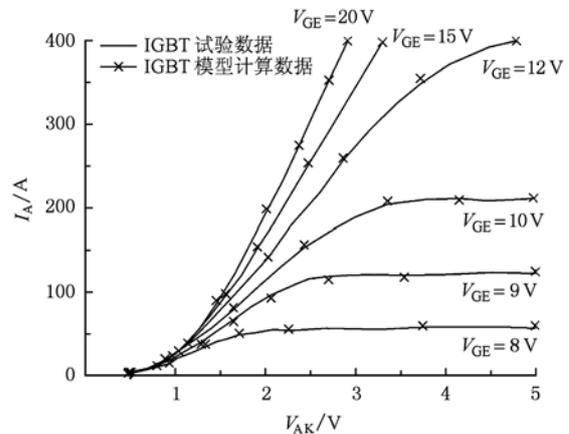


图 3 阳极电流与阳极电压的静态特性

5.2. 动态特性

5.2.1 开关损耗

为了验证模型计算 IGBT 开关损耗值与数据手册提供的实验值的一致性, 图 4 和图 5 给出了开关

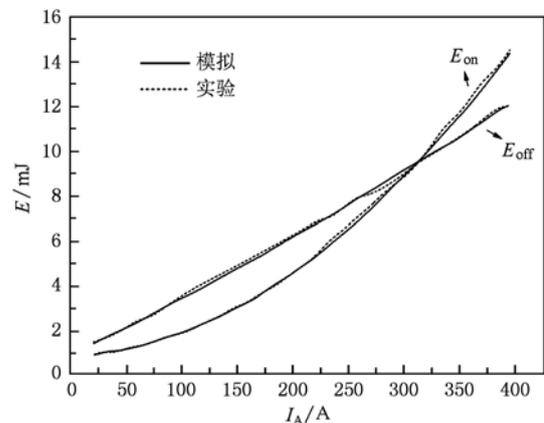


图 4 I_A 不同时, 实验损耗与模拟计算损耗比较

损耗的计算和实验结果. 图 4 的仿真条件为: 开通和关断时的门极电阻均为 $R_G = 15 \Omega$, 阳极电压为 $V_A = 300 \text{ V}$, IGBT 结温 $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$. 由图 4 可以看出, 门极电阻和阳极电压一定时, 开关损耗随着阳极电流的增加而增大, 且模拟结果与手册提供的实验结果符合较好.

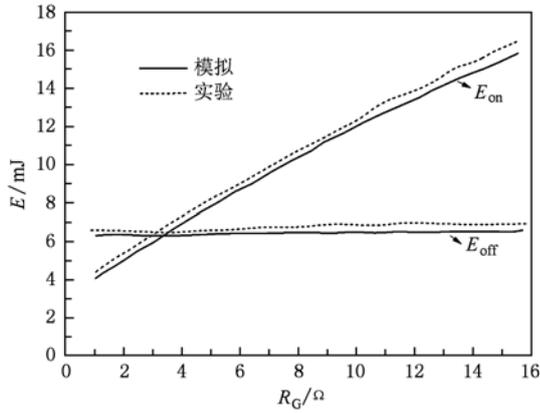


图 5 R_G 不同时, 实验损耗与模拟计算损耗比较

图 5 的仿真条件为: 阳极电流 $I_A = 200 \text{ A}$, 阳极电压 $V_A = 300 \text{ V}$, IGBT 工作结温为 $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$. 由图 5 可看出, 门极电阻对开通损耗影响较大, 而对于关断损耗影响较小. 因为关断的瞬间, MOSFET 导电沟道瞬间消失, 基极电流为零, 故 R_G 的值对于 E_{off} 影响较小. 从图中还可以看出模拟曲线与数据手册提供的实验曲线吻合较好.

5.2.2. 开关过程

为了验证本文所建模型开关过程的准确性, 采用 Hefner 模型的计算结果对本模型仿真结果进行验证.

测试条件为 $V_A = 200 \text{ V}$, IGBT 通态电流 $I_A = 30 \text{ A}$, $V_{\text{CE}} = 15 \text{ V}$, $R_G = 15 \Omega$. IGBT 开通和关断过程中的电压与电流波形分别如图 6 和图 7 所示. 通过两种计算方法的计算误差比较可知, 本文提出的模型具有较高的精度.

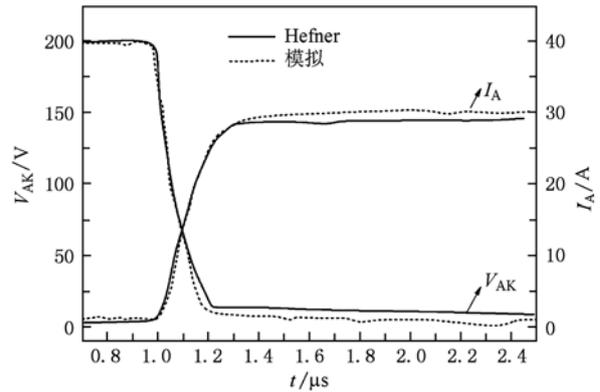


图 6 IGBT 的阻性负载开通波形

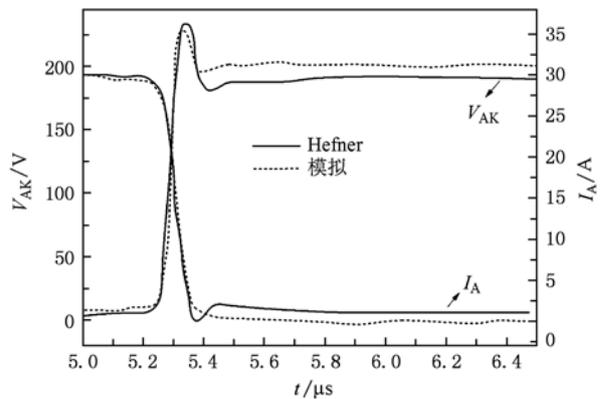


图 7 IGBT 的阻性负载关断波形

6. 结 论

本文从考虑 IGBT 开通和关断期间存在小注入条件的角度入手, 提出了一种考虑不同注入条件的 IGBT 瞬态物理模型. 该模型采用傅里叶级数法求解载流子输运方程, 具有计算速度快、计算精度高的特点. 该模型通过与 IGBT 数据手册提供的数据曲线和 Hefner 模型相比较, 验证了模型的正确性. 该模型的提出对于有效地计算 IGBT 通断过程中产生的开关损耗和电磁干扰具有实际意义.

[1] Fang J, Lin W, Zhou X D, Li Z J 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 3360 (in Chinese)[方 健、林 薇、周贤达、李肇基 2006 物理学报 **55** 3360]
 [2] Hefner A R, Daniel M D 1994 *IEEE Transactions on Power Electronics* **9** 532
 [3] Yue Y, Liou J J, Batarseh I 1996 *Solid-State Electronics* **39** 1277

[4] Leturcq P 1997 *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* St Louis, MO, USA, 22–27 Jun, 1997 p1
 [5] Lu L, Pytel S G, Santi E, Bryant A T, Hudgins J L, Palmer P R *IEEE 40th Annual Conference on Industry Application* (Hong Kong, China), 2–6 October, 2005 p2635
 [6] Lu L Q, Chen Z Y, Bryant A T, Hudgins J L, Palmer P R,

- Santi E 2010 *IEEE Transactions on Industry Applications* **46** 875
- [7] Cotorogea Maria 2009 *IEEE Transactions on Power Electronics* **24** 2821
- [8] Deng Y, Zhao Z M, Yuan L Q, Hu S D, Wang X S 2010 *Proceedings of the CSEE* **30** 1 (in Chinese) [邓夷、赵争鸣、袁立强、胡斯登、王雪松 2010 中国电机工程学报 **30** 1]
- [9] Mao P, Xie S J, Xu Z G 2010 *Proceedings of the CSEE* **30** 40 (in Chinese) [毛鹏、谢少军、许泽刚 2010 中国电机工程学报 **30** 40]
- [10] Gao J X, Zhang Y M, Tang X Y, Zhang Y M 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 2992 (in Chinese) [郜锦侠、张义门、汤晓燕、张玉明 2006 物理学报 **55** 2992]
- [11] Leturcq P, Berraies M O, Massol J L 1996 *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* Baveno, Italy, 23–27 Jun, 1996 p35
- [12] Ammous A, Ammous K, Morel H, Allard B, Bergogne D, Sellami F, Chante J P 2000 *IEEE Transactions on Power Electronics* **15** 778
- [13] Wang L, Steve Yang 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 572 (in Chinese) [王磊、杨华岳 2010 物理学报 **59** 572]
- [14] Palmer P R, Santi E, Hudgins J L, Xiaosong Kang, Joyce J C, Poh Yoon Eng 2003 *IEEE Transactions on Power Electronics* **18** 1220
- [15] Iqic P M, Mawby P A, Towers M S, Jamal W, Batcup S 2002 *Microelectronics Reliability* **42** 1045
- [16] Du Bin, Hudgins J L, Santi E, Bryant A T, Palmer P R, Mantooth H A 2010 *IEEE Transactions on Power Electronics* **25** 237

A physics-based model of insulated gate bipolar transistor with all free-carrier injection conditions in base region *

Du Ming-Xing Wei Ke-Xin[†]

(School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

(Tianjin Key Laboratory of Control Theory & Applications in Complicated System,

Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

(Received 4 March 2011; revised manuscript received 19 May 2011)

Abstract

A physics-based model of insulated gate bipolar transistor (IGBT) with all free-carrier injection conditions in a base region is presented, from which the ambipolar transport equations (ATEs) in high-level injection and low-level injection are deduced separately. Moreover, the boundary conditions of ATE are determined. In a more compact solution a Fourier-series solution for the ATE is used in this paper. Simulation and experimental results given by manufacturers are presented and compared with each other to validate the modeling approach. Physics-based IGBT model is used which is proved accurate.

Keywords: insulated gate bipolar transistors, physics-based model, injection condition, ambipolar transport equation

PACS: 84.30.Jc, 84.32.-y, 85.30.Pq, 85.30.Tv

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 50977063), the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2008AA11A145), and the Key Technology Research and Development Program of Tianjin, China (Grant No. 09ZCKFGX01800).

[†] Corresponding author. E-mail: igbt401@gmail.com