

IGBT 准数值模型和模拟

弓小武 楼旭 罗晋生

(西安交通大学电子工程系 西安 710049)

摘要 本文采用数值计算与解析模型相结合的方法,建立了 IGBT 稳态特性的准数值模型.基于此模型与瞬态特性的电荷控制解析模型,我们开发了绝缘栅晶体管(IGBT)的稳态和瞬态准数值模拟软件包 IGTSIM,可以模拟与 IGBT 的几何结构、掺杂分布、少子寿命相联系的直流和关断特性.本文介绍模拟所采用的物理模型、模拟技术和得到的结论,并给出部分模拟实例.

EEACC: 2560B, 2560R

1 引言

绝缘栅双极晶体管^[1](Insulate Gate Bipolar Transistor)是一种新型的复合电力半导体器件,它具有高的输入阻抗,低的通态压降,驱动电路简单,安全工作区宽等优点.其工作频率介于 GTR 与 VDMOS 之间,因此在电机控制,中频开关电源以及要求快速和低损耗的领域有着广泛的应用.

在 IGBT 的研究中,CAD 技术是重要手段之一,它可以为器件的优化设计提供有力的理论依据.数值模拟能够把器件的基本结构(几何形状,掺杂分布,少子寿命)和物理效应较精确地联系起来.对于 IGBT,完整的数值模拟实际上是一个三维问题,但即使采用二维模拟仍需要较大的计算机内存和较长的计算时间.解析分析的物理图像清晰,能够迅速地得到器件的各种特性.通过对 IGBT 的结构和等效电路的研究,我们认为采用一维数值计算和解析分析相结合^[2]的方法,对 IGBT 的直流特性和关断特性进行模拟是一种可行的方案.

2 物理模型

2.1 稳态模型

IGBT 从结构上看,与 VDMOS 相似,不同的是用 P^+ 衬底代替了 VDMOS 的 N^+ 衬底.图 1 是其剖面结构,其中 P^+ 区是阳极端(即集电极 C),也是 pnp 晶体管的发射极.如果在集

弓小武 男,1966 年生,现攻读博士学位,从事半导体功率器件及功率集成等方面的研究

楼旭 男,1969 年生,现攻读硕士学位,从事半导体功率器件 IGBT 的研究

罗晋生 男,1924 年生,教授,博士生导师,从事半导体器件与微电子学方面的数学与研究

1994 年 8 月 21 日收到初稿,1995 年 2 月 21 日收到修改稿

电极加正电压的同时,在栅上加一正栅压,使栅下沟道表面反型,则电子可以从 N^+ 发射区通过沟道到 N^- 基区,器件即工作在正向导通状态,这正是我们所要模拟的对象. 在正向导通状态, J_2 结正偏,衬底 P^+ 区注入的载流子在 N^- 基区产生电导调制, N^- 区的电导率大大增加,使 IGBT 具有很高的正向导通电流密度. 如果不考虑 IGBT 中的寄生 pnpn 结构产生的 latch-up 效应, IGBT 的总电流 I_E 和总电压 V_{CE} 分别为:

$$I_E = I_C + I_{MOS} \quad (1)$$

$$V_{CE} = V_{BE} + I_{MOS}(R_{JFET} + R_{ACC} + R_{MOD}) + V_{DS} \quad (2)$$

式(1)和(2)中 I_{MOS} 是流过反型沟道的电流,同时也是 BJT 的基极电流; I_C 是晶体管集电极收集的电流; V_{BE} 是晶体管的发射结压降; V_{DS} 是 MOS 沟道压降,等于 $I_{MOS} \times R_{CH}$; R_{ACC} 、 R_{JFET} 、 R_{CH} 、 R_{MOD} 分别是 N^- 表面电子积累层电阻,寄生结型场效应管电阻, MOS 沟道电阻和电导调制外延基区电阻.

图 1 中电阻分量 R_{JFET} 、 R_{CH} 、 R_{ACC} 和 MOS 电流

的计算采用三维的解析模型计算,具体公式与 VDMOS 的计算公式一致,在此文中不加详述. 基区调制电阻与 BJT 的注入有关,其计算采用一维晶体管的数值模拟与 VDMOS 外延层电阻的计算方法相结合的方法解决.

基区调制电阻的计算表达式为:

$$R_{MOD} = \int_0^w \frac{\rho(x)}{A(x)} dx \quad (3)$$

式中 $\rho(x)$ 是沿 x 方向的电阻率分布; $A(x)$ 是截面积. 由 pnp 一维晶体管数值模拟,可得到工作点 (I_B, V_{CE}, I_C) 沿 x 方向的电子和空穴分布 $n(x)$ 和 $p(x)$, 因而可得:

$$\rho(x) = \frac{1}{n(x)\mu_n + p(x)\mu_p} \quad (4)$$

按 45°角模型可以得到面积的表达式 $A(x)$, 即可积出 R_{MOD} .

2.2 关断模型

IGBT 的一个重要特性是具有栅控关断能力, 它的开关速度主要取决于关断过程所需的时间. IGBT 典型的关断曲线如图 2 所示, 它由两个阶段组成: 第一阶段是一个电流迅速下降的过程, 第二阶段是一个与基区过剩载流子复合有关的缓慢下降的过程.

Fossum 等人作了一个重要的假设, 就是在第一阶段, 虽然其分布有可能变化, 但少子电荷的总量近似不变, 这主要是由于第一阶段的时间远短于少子的基区渡越时间及复合寿命, 因此少子的抽取及复合均可忽略; 第一阶段的电流的连续性靠空穴来维持, J_2 结拉走的充电电荷由空穴来补充, 故空穴总数近似不变.

上述的假设, 将稳态和瞬态有机地联系起来, $Q_p = Q_{p0}$, 并由此推得第一阶段电流的总变化量:

$$\Delta I = I_0 - I_1 \approx I_{MOS} \left\{ 1 - \beta \left[\frac{1}{(1 - \frac{x_{dm}}{W_B})^2} - 1 \right] \right\} \quad (5)$$

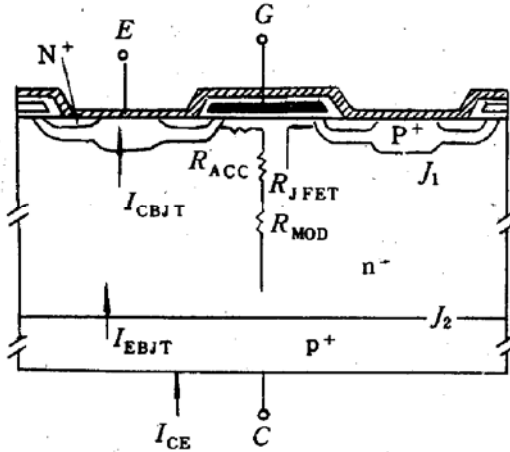


图 1 IGBT 的剖面图

式中 I 为定态时正向电流; I_1 为第一阶段结束时的电流; x_{dm} 为 J_2 结耗尽区最大宽度; W_B 为基区宽度. 由此可见, 第一阶段电流的变化量一般小于稳态的 I_{MOS} , 这是由于存在 J_2 结充电电流的缘故.

下降的第二阶段是一个缓慢下降阶段, 由少数在基区复合需要的时间来决定. 因此在关断时, 基极电流为零, 所以电荷方程为:

$$\frac{Q_p(t)}{\tau_H} + \frac{dQ_p(t)}{dt} + \frac{Q_n(t)}{\tau_n} + \frac{dQ_n(t)}{dt} = 0 \quad (6)$$

上式中 τ 是大注入的少数寿命; τ 是 P^+ 区的少数寿命. 利用准稳态的情况, 将 Q 和 Q 联系起来, 推导出基区电荷的表达式, 利用电荷控制方程, 即可得到关断时电流随时间变化的关系如下:

$$I(t) = \frac{I_1 \exp(-\frac{t}{\tau_H})}{1 + \frac{I_1 J_{sne} \tau_H}{AK_A q^2 n_i^2 D_p} [1 - \exp(1 - \frac{t}{\tau_H})]} \quad (7)$$

式中 J_{sne} 为饱和电子电流密度; 从上式可看出, 电流随时间的变化是一个超指数关系, 要加速电流的衰减, 可采用如下两种方法: 第一种方法是寿命控制, 也就是降低少数寿命. 实际工艺中, 常采用电子、中子辐照的方法, 增加复合中心, 提高关断速度; 第二种方法是提高饱和电子电流密度, 目前常用的方法就是增加 N^+ 缓冲层^[5]. 具体的作法是在 P^+N^- 衬底之间再增加一层 $10\mu m$ 左右的 N^+ 缓冲层, 通常也称这种带缓冲层结构的 IGBT 为穿通型 (PT) IGBT, 对于 PT-IGBT, 式 (7) 已经不能准确地描述它的关断行为. 我们仍采用电荷控制法建立它的关断方程.

对于带缓冲层结构的 PT-IGBT, 由于加入了 N^+ 缓冲层, 在稳态和关断过程中基区总的电荷量应是缓冲层 (HDB) 和 N^- 外延层 (LDB) 的电荷量之和. 分析 PT-IGBT 的关断特性, 仍然假定在关断过程的第一阶段 (快速下降阶段) 电荷量不变. 采用电荷控制法求解 PT-IGBT 的关断特性, 假定在正向工作时, N^- 基区注入的少数浓度远远大于衬底浓度, 而在 N^+ 高浓度基区里远远小于 N^+ 缓冲区的浓度, 也就是说, 在 N^+ 缓冲层中, $p \ll n$, 所以空穴电流在 HDB 中可近似看作只有扩散, 而在 N^- 基区中 (LDB), 由于 $\Delta p \gg N_L (n \approx p)$, 所以电子电流密度不等于零, 采用双极扩散方程, 由于少数在 HDB 和 LDB 区的分布都是线性的, 得:

$$J_T(t) = \frac{J_T(0^+)}{[\frac{J_T(0^+)}{J_{keff}} + 1]e^{\frac{t}{\tau_{eff}}} - \frac{J_T(0^+)}{J_{keff}}} \quad (8)$$

(8) 式就是 PT-IGBT 电流随时间衰减的关系式, 它与式 (7) 具有相同的形式.

3 模拟分析与结果

利用上述的物理模型, 编制了 IGBT 稳态与瞬态模拟软件包 IGTSIM, 它由三部分组成: 晶体管一维数值模拟软件, IGBT/VDMOS 稳态分析软件, IGBT 瞬态分析软件. 可以模拟与 IGBT 的几何结构, 掺杂分布, 少数寿命相联系的直流和关断特性, 同时也可以分析

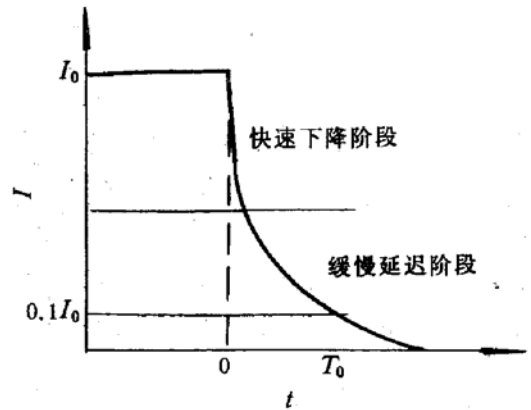


图 2 IGBT 典型的关断曲线

VDMOS 的直流特性. 我们利用该软件包, 对 IGBT 的特性进行了较为全面的模拟与分析.

图3(a)计算比较了600V IGBT 与 VDMOS 的 I - V 特性曲线. 由于 IGBT 在正向工作时有电导调制作用, 所以 IGBT 的电流密度远远大于 VDMOS; 大电流密度下, IGBT 的通态压降小.

图3(b)计算比较了600V, 有、无缓冲层 IGBT 的 I - V 特性, 明显看出增加 N^+ 缓冲层可以降低通态压降, 这是因为 N^+ 缓冲层的加入, 虽然注入效率降低了, 但由于 N^+ 层加入使外延基区宽度减小了一半, 因而使得通态压降有所降低.

图3(c)计算比较了有、无缓冲层 IGBT 的关断特性曲线. 由图可看出, 加入缓冲层能大大提高关断速度.

图3(d)计算了寿命对通态压降和关断时间的影响. 由图可看出, 寿命对两者的影响正好相反, 寿命降低, 关断时间缩短, 但同时通态压降上升.

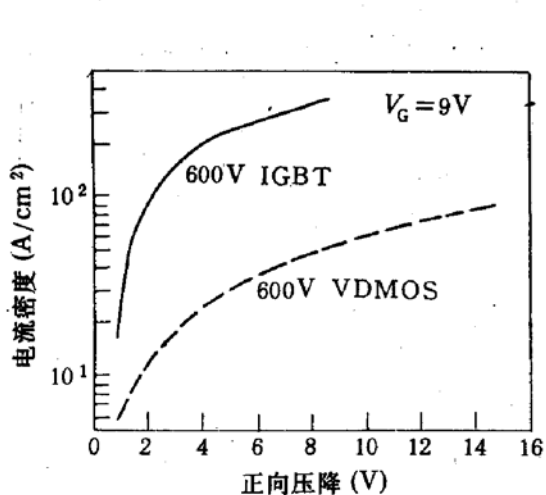


图3(a) VDMOS 和 IGBT 的 I - V 特性曲线

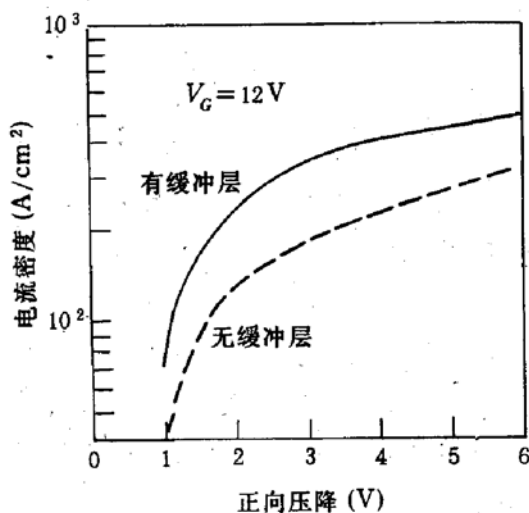


图3(b) 有、无缓冲层 IGBT 的 I - V 特性曲线

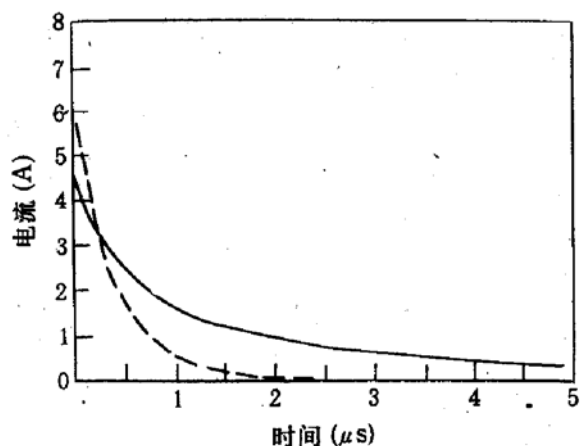


图3(c) 有、无缓冲层 IGBT 的 I - V 特性曲线

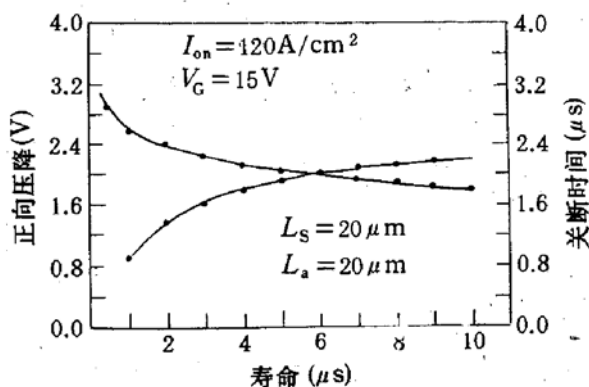


图3(d) 寿命对通态压降和关断时间影响曲线

4 结论

通过软件的实际编制和模拟分析, 不仅获得了一些有用的结论, 同时也说明将数值与解

析的方法结合起来对器件特性进行模拟是一种有效的 CAD 手段. 我们模拟得到的一些结论, 已经用在我们的 IGBT 器件和版图设计中.

参 考 文 献

- [1] B. J. Baliga *et al.*, IEEE Trans. Electron Devices, 1984 ED~31:821~828.
- [2] D. S. Kuo, Solid-State Electron., 1986, 29:1229.
- [3] C. Hu *et al.*, IEEE Trans. Electron Devices, 1984 ED~31:1693~1700.
- [4] B. J. Baliga *et al.*, IEDM Tech. Dig., 1986, 102~105.
- [5] H. Yalmaz *et al.*, IEEE IAS Tech. Dig., 1985, 905.

IGBT Quas numerical Model and Simulation

Gong Xiaowu, Lou Xu and Luo Jinsheng

(Electronic Engineering Department, Xi'an Jiantong University, Xi'an 710049)

Received 21 August 1994, revised manuscript received 21 February 1995

Abstract A quas numerical stable state model of the IGBT is developed by combining the methods of numerical calculation and analytical solutions. Based on the stable and charge-control model in transient analysis, we develop a software package (IGTSIM) which can simulate the stable state and transient characteristics of the IGBT relating with the geometry structure, doping distribution and minority carrier's lifetime. In this paper the physical model and simulation method are introduced, and simulation examples are also given.

PACC: 2560B, 2560R