高速 IGBT的二维数值分析*

张 ** 李肇基
(电子科技大学微电子所 成都 610054)

【摘要】 借助双极传输理论导出了高速绝缘栅双极晶体管(IGBT)传输特性的物理模型。稳态时,其工作原理与普通 IGBT完全相同,但瞬态时,由于 N^+ 阳极对基区非平衡载流子的抽出作用,使其关断速度比普通 IGBT大大提高。文中利用二维器件数值分析软件(PISCES-IIB)对其稳态和瞬态工作特性进行了详细的模拟分析,获得了其工作时的浓度分布、电流分布等内部物理参数,并得到了它的关断时间 T_{off},其模拟结果与实验值比较吻合。

关 键 词 高速绝缘栅双极晶体管; 双极传输理论; 数值分析; 稳态; 瞬态
中图分类号 TN389

IGBT(绝缘栅双极晶体管)具有 MOSFET输入阻抗高、驱动电路简单、无二次击穿等优点[1],又具有双极功率晶体管(BJT)的反型载流子注入调制基区电导,使导通电阻 R_{on}下降近一个数量级的特性,但正是由于基区的电导调制效应,基区非平衡电子只能靠复合和背注入而消失,存贮时间过长,从而导致关断时下降波形的拖尾现象,关断时间长达数微秒量级,工作频率仅为 20 kHz左右。为了提高 IGBT的工作频率,人们不断改进 IGBT的结构,1988年 T. P. Chow等人提出了混合结构,它是在 IGBT基础上外接一个 VDMOS管[2]; 1990年由 D. M. Boisvert等人提出了 CLIGBT结构,它是在横向 IGBT旁边并联了一个 PMOS管[3,5]; 1991年由 J. K. O. Sin等人提出了分段阳极短路结构,它是在横向 IGBT上并联了一个 LDMOS管[4]。这些结构上的改进都不同程度地提高了 IGBT的工作频率。最近我们研制了一种高速 IGBT,它的关断时间可以减小到 0.18μs,本文对这种结构的高速 IGBT的物理模型作了分析,并对它的工作特性进行了详细的计算机模拟,通过实验验证了其正确性。

1 高速 IGBT的物理模型

高速 IGBT的单元结构如图 1所示,从结构图上可以看出它是在 IGBT的阳极 P^+ 中增加了部分 N^+ 区,当阳极加正电压($V_D>0$)且 $V_G>V_{th}$时,在沟道表面形成强反型层使 MOS有源区部分导通,电子从表面沟道流到 N^-外延区,形成 BJT的正向基极电流,这使 BJT导通,衬底 P^+ 与 N^-外延区形成的发射结处于正向偏置,P^+ 区向 N^-区注入空穴,注入的空穴一部分在 N^-外延区与 MOS沟道区来的电子复合,另一部分向上流入 P区,形成集电极电流,从沟道流入基区的电子一部分在 N^-基区与从发射结注入的空穴复合,一部分被短路的 N^+ 阳极抽走,剩下的部分通过注入到发射极以维持电中性。由于外延层浓度很低($8\times10^{13}cm^{-3}$),因此在正常工作电流范围内,基区产生了大注入效应,$\Delta n=\Delta p\gg N_B$,电子和空穴在基区发生强烈的电导调制,导通电阻 R_{on}很小,正向压降 V_F 也很低。当栅压 V_G下降到低于阈值电压 V_t时,MOS沟道电流很快下降,总电流因此有一个快速下降

① 1996年 6月 3日收稿,1996年 7月 5日修改定稿
* 国家"八五"重点科研项目
** 男 26岁 博士

阶段。基区中非平衡空穴靠反偏的集电结抽出和复合作用消失,非平衡电子只能靠短路阳极中的 N^+ 抽出及复合消失,因此瞬态关断存在一个延迟过程。

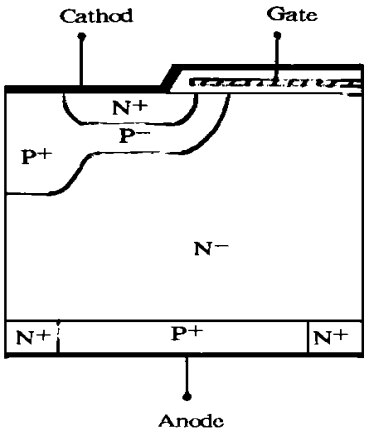

图 1　高速 IGBT单元结构图

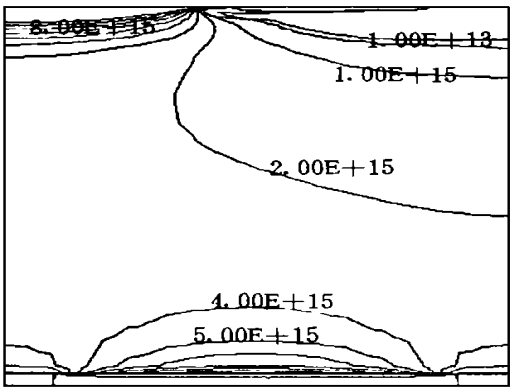

图 2　高速 IGBT非平衡载流子分布

对 NMOS管驱动的高速 IGBT结构含有高阻、宽基区、低增益的 PNP晶体管,它与传统的窄基区、高增益 PNP晶体管有很大差别: 1) 对于窄基区晶体管有 $W/L_p \ll 1$,其临界准静态驰豫时间 $t_n \ll t_p$,而对于宽基区低增益晶体管,$W/L_p \approx 1$,因此 $t_n \approx t_p$; 2) 对于宽基区、低增益 PNP管,在 0.2 A/cm^{2}的电流密度下就已产生了大注入效应,有 $\partial p/\partial x = \partial n/\partial x$,$\Delta n = \Delta p \gg N_B$,电子和空穴同时参与导电,而对于窄基区 PNP晶体管,在小注入情形下,由于电场近似为零,电流为少子空穴扩散电流,在大注入情形下,自建电场使得多子电子的扩散电流与漂移电流近似相等,故电流仍为少子空穴电流; 3) 窄基区晶体管的基极电流从基极一侧流入,故 I_B 随 x 变化,总电流 $I_T \neq$ 常数,但对宽基区低增益晶体管,其基极电流从集电极侧流入,故总电流 I_T 为一常数。因此宽基区低增益晶体管中基区载流子传输机理既不同于 BJT的少子传输,也不同于 MOS器件的多子传输,而是等离子体的双极传输机理,所以必须利用双极传输理论联立求解电子和空穴的传输方程。

对高速 IGBT中的宽基区、低增益 PNP晶体管,利用电子和空穴电流传输方程,消去电场 E,可

得双极传输方程

$$I_n = \frac{b}{1+b} I_T + qD_A A \frac{\partial n}{\partial x} \tag{1}$$

$$I_p = \frac{1}{1+b} I_T - qD_A A \frac{\partial p}{\partial x} \tag{2}$$

其中 $b = \mu_n/\mu_p$; I_T为总电流; D_A 为双极扩散系数 ($D_A = \frac{2D_nD_p}{D_n+D_p}$)。将方程 (2)代入空穴连续性方程并

利用$\frac{\partial I_T}{\partial x} = 0$得到双极扩散方程

$$\frac{\partial \Delta p}{\partial x^2} = \frac{\Delta p}{L_A^2} + \frac{1}{D_A}\frac{\partial \Delta p}{\partial x} \tag{3}$$

其中 $L_A = \sqrt{D_A t_H}$为双极扩散长度,稳态时$\frac{\partial \Delta p}{\partial t} = 0$,方程 (3)的解为

$$\Delta p(x) = p_0 \frac{\sinh[(W-x)/L_A]}{\sinh(W/L_A)} \tag{4}$$

在大注入条件下,利用准平衡近似,可得到基极向发射极的背注入电子电流

$$I_n(x=0) = I_{sne}\frac{p_0^2}{n_i^2} \tag{5}$$

其中 I_{sne}为发射极的反向饱和电流。从式(5)可看出背注入电流远大于发射结饱和电流,是基极电流重要组成部分。稳态时电子电流 I_n 和空穴电流 I_p 由式(1)、(2)、(4)、(5)可得[3]

$$I_n(x) = \frac{p_0^2 I_{sne}}{n_i^2} + \frac{qp_0 A D_A}{L_A}\left[\coth\frac{W}{L} - \frac{\cosh((W-x)/L_A)}{\sinh((W/L_A)}\right] \tag{6}$$

$$I_p(x) = \frac{p_0^2 I_{sne}}{bn_i^2} + \frac{qp_0 A D_A}{L_A}\left[\frac{\coth((W/L_A)}{b} + \frac{\coth(W-x)/L_A)}{\sinh(W/L_A)}\right] \tag{7}$$

当 $x=W$ 时,由此可得稳态时集电结电流 $I_p(W)$和基极电流 $I_n(W)$。

当高速 IGBT的栅电压下降到低于阈值电压 V_t 时,沟道电流迅速消失,IGBT的驱动电流快速下降,因此总电流有一个快速下降阶段。为了维持电中性,基区载流子分布很快到达另一状态使发射结的总电流等于集电结空穴电流,再分布过程完成之后,载流子呈现线性分布,其终端电流可以用基区中电荷来描述,故此时可以运用电荷控制模型进行分析。在缓慢下降阶段,由于瞬态时基极电流实质上是为非平衡载流子通过阳极 N^+ 区抽走,可以令[6]

$$I_B = \frac{Q_p(t)}{\tau_d} \tag{8}$$

其中 τ_d为非平衡载流子的等效传输时间,其值与 N^+ 区宽度、漂移区长度、阳极电压有关。由连续性方程可知

$$-I_B = \left(\frac{Q_p(t)}{\tau_{HL}} + \frac{dQ_p(t)}{dt}\right) + \frac{Q_n(t)}{\tau_n} + \frac{dQ_n(t)}{dt} = -\frac{Q_p(t)}{\tau_d} \tag{9}$$

令 $\tau_{eff} = \frac{\tau_{HL}\tau_d}{\tau_{HL}+\tau_d}$为等效寿命,由 $I(t) = \frac{4K_A D_p Q_p(t)}{(W-x_{dm})^2}$可得

$$I(t) = \frac{I_1 \exp(-t/\tau_{eff})}{1 + \frac{I_1 J_{n0}\tau_{eff}}{AK_A q^2 n_i^2 D_p}[1-\exp(-t/\tau_{eff})]} \tag{10}$$

其中 $I_1 = \frac{4D_p K_A Q_p(0)}{(W-x_{dm})^2}$;$J_{n0}$为饱和电子电流密度;$K_A$ 为非一维因子。由于 $\tau_{eff} \ll \tau_{HL}$,高速 IGBT的下降时间比普通 IGBT缩短了。

2 高速 IGBT的二维数值分析

为了对高速 IGBT特性深入了解,借助二维数值分析软件(PISCES-IIB)对其工作特性进行模拟。该软件是对泊松方程、电子、空穴电流连续性方程组成的偏微分方程组求解以得到半导体器件全部或部分区域的电势、电子、空穴的数值解,从而获得器件的工作特性[7]。

由于高速 IGBT在其稳态及瞬态工作时,电子和空穴同时参与导电,我们必须采用两种载流子连续性方程与泊松方程全耦合求解的牛顿法,PISCES-IIB采用此法,其网格点不能超过 1 600,但高速 IGBT的单元尺寸很大,其单元横向尺寸为 20μm,纵向尺寸为 120μm,为了保证模拟结果精确可靠,我们将牛顿法所能模拟的网格点增加到 3 000。在 SUN-SPARC-Station-2上,当网格点增长到 3 000时,每一步迭代需 5 minCPU时间,而每一偏置点求解需要迭代 50~60步,考虑到时间限制而又尽可能保证模拟精度的条件,我们采用了约 1 900个网格点,其中单元横向尺寸为 20μm,纵向尺寸为 120μm;阳极 N^+ 区宽度为 2μm,结深为 1μm,浓度为 $1\times10^{20}\mu m^{-3}$;阳极 P^+ 区宽度为 18μm,结深为 1μm,浓度为 $1\times10^{20}cm^{-3}$;阴极 N^+ 区宽度为 6μm,结深为 1μm,浓度为 $1\times10^{20}cm^{-3}$;阴极 P^+ 区浓度为 $2\times10^{18}cm^{-3}$,结深为 8μm;沟道 P^- 区浓度为 $3\times10^{17}cm^{-3}$,结深为 3μm,沟道长度为 1.6μm;N^-漂移区浓度为 $8\times10^{13}cm^{-3}$。

图 2为电流密度为 250 A/cm²时高速 IGBT的非平衡载流子浓度分布图(由于大注入效应,电子和空穴浓度完全相同),从图上可以看出,基区非平衡载流子浓度达到 $1\times10^{15}cm^{-3}$数量级,远大

于衬底浓度,器件工作处于大注入状态,$\Delta n = \Delta p$,电子和空穴在漂移区产生强烈的电导调制效应。阳极 P^+ 区及沟道附近浓度最高,这是由于沟道附近有大量电子注入,阳极 P^+ 区有大量空穴注入。在集电结附近,由于空穴被反偏的集电结抽走,阳极 N^+ 区附近的电子被短路阳极结构抽走,故集电结附近及阳极 N^+ 抽出区附近浓度低。

图 3和图 4是在电流密度为 250 A/cm^{2}时,器件的电子电流和空穴电流分布,从图上看出电流在沟道附近及阳极 P^+ 区密度最大,这是因为从沟道流出的电流为宽基区 PNP晶体管的基极电流。由于该晶体管增益很低,基极电流占有总电流 50% 左右,而在阳极附近的空穴电流占总电流的绝大部分,故这两处附近电流密度很大。

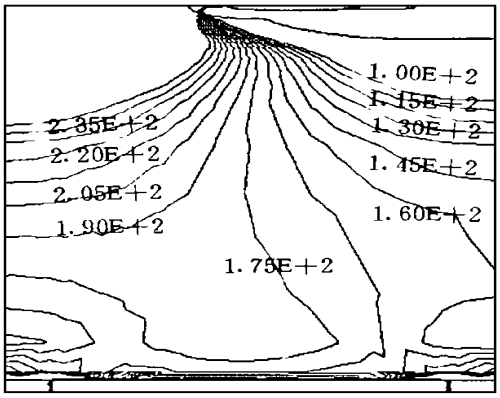

图 3　高速 IGBT电子电流分布

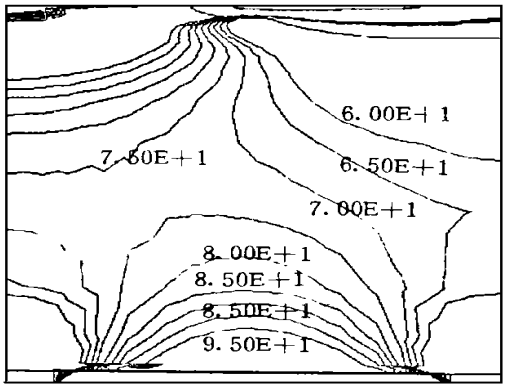

图 4　高速 IGBT空穴电流分布

图 5是高速 IGBT的瞬态关断特性曲线,其栅压 V_g 从 5 V 下降到 0 V 的时间为 50 ns,从图上可以看出,当栅压低于阈值电压时沟道截止,总电流有一快速下降阶段,存贮在漂移区中的大量空穴部分被反偏的集电极抽走,电子被 N^+ 阳极抽走,余下的电子空穴通过复合而消失。由于高速 IGBT瞬态时为基区中的电子提供了泄放通道,而普通 IGBT基区中的电子只能靠复合消失,因此关断速度大大提高,从图上可以看出其关断时间为 120 ns。

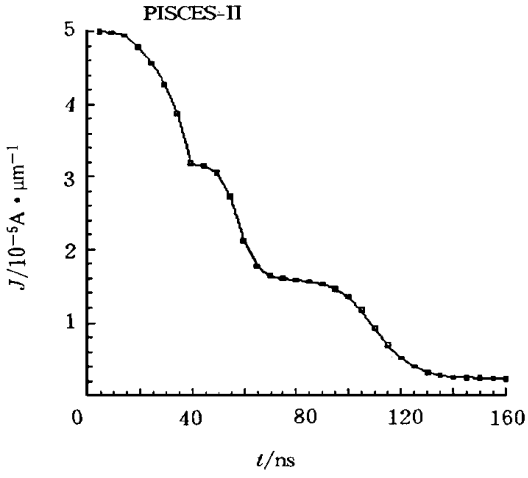

图 5　高速 IGBT的瞬态关断曲线

图 6　高速 IGBT的瞬态响应特性

3 模拟与实验结果比较

在总结功率 MOS器件多次投片的基础上,我们设计并开发出一套适用于 3~ 5μm工艺线的全离子注入、自对准的高速 IGBT工艺,研制出了正向阻断电压为 1 000~ 1 200 V,关断时间为 160 ns的高速 IGBT. 图 6为高速 IGBT瞬态响应特性曲线,栅电压从 6.25 V下降到 0 V,下降时间为 160 ns,阳极电压从 0 V上升到 600 V,其时间为 160 ns,由于是线性电阻负载,可知总电流关断时间也为 160 ns.

4 结 论

文中对高速 IGBT的数值分析表明,P^+阳极中的 N^+区对基区中的非平衡载流子具有抽出作用,这可以降低 IGBT的关断时间,提高其工作频率,但同时也会增大导通电阻,使得正向压降偏高,在设计器件的 N^+区宽度时,需要折衷考虑两者的矛盾关系,使高速 IGBT的特性达到最佳.

参 考 文 献

1 Russell J P, Goodman A M, Goodman L A et al. The COMFET-a new conductance MOS-gated device. IEEE Electron Device Lett, 1983, EDL-4: 63~ 65

2 Fossum J G, and McDonld R J, Charge-control analysis of the COMFET turn-off transient. IEEE Trans. Electron Devices. 1986, ED-33(9): 1 377~ 1 382

3 Hefner A R, Blackburn D L. An analytical model for the steady-state and transient characteristics of the power insulated gate bipolar transistor. Solid-State Electronics, 1988, 31(10): 1 513~ 1 532

4 Roosbroeck W V. The transport of added current carriers in a homogenous semiconductor. Physical Review, 1953, 91: 282~ 288

5 Li Z J, Du J. Turn-off transient characteristics of complementary insulated-gate bipolar transistor. IEEE Trans Electron Devices, 1994, ED-41(12): 2 468~ 2 473

6 李肇基,张 .混合型 LIGBT/LDMOS晶体管瞬态响应电荷控制模型.电子学报, 1994, 22(5): 39 ~ 46

7 Pinto M R, Rafferty C S, Dutton R W. PRISCES-II user's manual. Stanford Electronics Labs, Stanford Univ, CA, 1984

Two Dimension Numerical Analysis of High Speed IGBT

Zhang Min Li Zhaoji

(Research Institute of Microelectronics, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract The high speed insulated gate bipolar transistor(IGBT) transport model is derived by ambipolar transport theory in this paper. In the steady state, it opreates as the common IGBT; but in the transient state, it's turn-off time is much smaller than the common IGBT because of the extraction of non-equilibrium carriers in the base region caused by N^+ anode. In this paper the steady and transient state characteristics of the high speed IGBT are analyzed by the use of two-dimension device numerical simulator(PISCES-IIB). The insight physical parameters such as the concertration distribution, current prfiles, and the trun-off time(T_{off}) are acquired. Simulation results are in agreement with the experiments.

Key words high speed insulated gated bipolar transistor; ambipolar transport theory; numerical analysis; steady state; transient state

编辑 徐培红