

高压 VDMOS 的一种高精度静态物理模型

鲍嘉明, 孙伟锋, 赵 野, 陆生礼

(东南大学国家专用集成电路系统工程技术研究中心, 南京 210096)

[摘要] 提出了高压 VDMOS 的一种高精度静态物理模型(HASPM)。在该模型中, 基于更为合理的假设而使得用解析方法求得了双扩散沟道区中的电场和电压; 通过深入研究 VDMOS 内部的物理特性, 给出了一个关于漂移区电场的微分方程, 并在整个漂移区都用解析方法求解了该微分方程, 由此求得了漂移区的电压降。计算结果表明, 该模型在漏端电流接近饱和处的稳定性有较大提高, 具有较高的计算精度, 特别是在栅电压与漏电压都比较大的情况下, 其计算精度有较大幅度的提高。

[关键词] 垂直双扩散 MOS 场效应晶体管; 静态物理模型; 解析方法

[中图分类号] TN432 [文献标识码] A [文章编号] 1009-1742(2008)02-0072-07

1 前言

研究高压 VDMOS 静态物理模型的意义主要在于, 一是增加对 VDMOS 器件物理机制的理解; 二是以 VDMOS 静态物理模型为基础, 建立可以嵌入到电路仿真软件中的等效电路模型, 从而提供给高压集成电路的设计者使用^[1]。

随着 VDMOS 器件的广泛应用, 对 VDMOS 器件的静态物理模型也有了大量研究, 其中比较有效而且得到广泛认可的是 Yeong-seuk Kim 等人的模型^[2]。在 Yeong-seuk Kim 等人模型中, 认为 VDMOS 电流的饱和是由于在双扩散沟道区源端的电子速度饱和引起的。不过, 更为全面、准确的观点是认为 VDMOS 电流的饱和是由于在沟道源端或者漏端的电子速度饱和引起的^[3]。但是二者在线性工作区沟道电流的计算中都近似假设沟道区中横向电场 E_x 为常数。虽然这个近似假设可以简化计算过程, 但是该假设却是与电子速度饱和引起电流饱和的观点相矛盾。因为电子速度饱和是由于在沟道其中一端反型层电子密度比另一端反型层电子密度低, 使得电子密度低的一端电场比电子密度高的一端电场大而造成的, 所以电场大小在沟道源端和漏端是不一样的, 横向电场 E_x 为常数的假设是不合适的, 与电子速度

饱和引起电流饱和的观点是矛盾的, 在有些情况下, 这矛盾可能会给 VDMOS 静态物理模型带来计算误差。此外, 在 Yeong-seuk Kim 等的模型中, 为了考虑漂移区电场对电子迁移率的影响, 其漂移区采用了 F. N. Trofimenkoff 的电子速度模型^[4], 因为它较为简单, 同时在一定精度上能反映电场对电子迁移率的影响, 现有的 VDMOS 静态物理模型大多采用该电子速度模型。然而, 该模型的精度较低^[5], 将其结合 VDMOS 的物理特性, 得到的关于漂移区电场的微分方程, 就其本身而言, 就不能很好的描述电场分布, 相应的从该方程得到的解的精度也是较低的, 从而会影响整个 VDMOS 静态物理模型的精度。

在笔者所提出的模型(HASPM)中, 双扩散沟道区横向电场 E_x 沿沟道线性分布, 即 $E_x = kx + c$, 其中 k 和 c 是系数, 可以由给定条件用解析方法求得, 进一步可以用解析方法得到沟道区中的电压 V_x , 与横向电场 E_x 为常数的假设相比, 横向电场 E_x 沿沟道线性分布的假设更加符合沟道区中实际情况。同时, 为了更加精确地考虑漂移区电场对电子迁移率的影响, HASPM 模型中的漂移区采用了 D. M. Caughey 等人的电子速度模型^[6], 它被普遍认为是一种非常精确的电子速度模型, 其精度比 F. N. Trofimenkoff 的电子速度模型要高, 尤其是在电场较

[收稿日期] 2006-11-30; 修回日期 2007-01-22

[基金项目] “八六三”国家高技术研究发展计划资助项目(20041Z1060)

[作者简介] 鲍嘉明(1976-)男, 北京市人, 东南大学博士研究生

大时,精度有较大幅度的提高^[5]。D. M. Caughey 等人的电子速度模型虽然更加精确,但是较为复杂,会给 VDMOS 漂移区的整个处理过程带来困难,所以这种电子速度模型在现有 VDMOS 静态物理模型的漂移区处理中一般较少使用。在 HASPM 模型中,因为运用合理的近似,使得因采用这种更为精确电子速度模型而导致的处理难度得到一定程度的降低。具体过程如下:首先,采用 D. M. Caughey 等人的电子速度模型,并且结合 VDMOS 漂移区的物理特性,给出了与 Yeong-seuk Kim 等人模型中不同的关于漂移区电场的微分方程。然后,对于漂移区中的 A 区和 C 区(见图 1),HASPM 模型中用解析方法求解该微分方程,并且进一步根据 A 区和 C 区各自的物理特性近似地用解析方法分别得到了二者上的电压降;对于漂移区中的 B 区,该微分方程一般不能用解析方法求解的,HASPM 模型中对该微分方程进行简化近似,使该微分方程可用解析方法求解,得到了 B 区的电场和电压降。

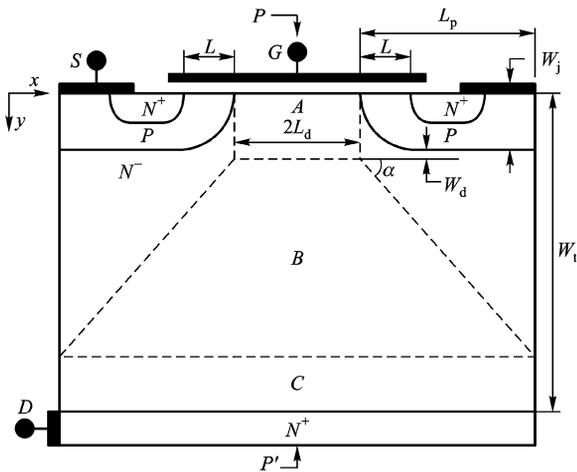


图 1 N 型 VDMOS 的纵向剖视图

Fig.1 Cross-section view of the N-VDMOS

2 VDMOS 静态物理模型的理论推导

图 1 为 N 型 VDMOS 的纵向剖视图(理论推导和计算结果均以 N 型 VDMOS 为例), L 是沟道长度, W_t 是外延层厚度, W_j 是 P 阱的结深, W_d 是 P 阱与外延层的耗尽层厚度, $2L_d$ 是元胞间距, L_p 是 P 阱长度。

2.1 改进的双扩散沟道区

在模型中,沟道区电流通过对 $I_{ch} = WvQ_{nx}$ 的两边从源端到漏端积分得到

$$I_{ch} = \frac{W\mu_{neff}}{L + V_{ch}/E_C} \left\{ C_{ox} (V_{GS} - 2\phi_B - V_{FB}) V_{ch} - \frac{1}{2} C_{ox} V_{ch}^2 - \int_0^{V_{ch}} (2\epsilon_s q N_{A0} e^{-\eta x/L} \cdot (2\phi_B + V_x))^{1/2} dx \right\} \quad (1)$$

其中 W 是沟道宽度, v 是沟道电子速度, Q_{nx} 是沟道电子密度, μ_{neff} 是考虑沟道垂直电场引起的电子迁移率减小效应情况下的有效迁移率^[5], L 是沟道长度, V_{ch} 是沟道漏端处电压降, E_C 是临界场强, C_{ox} 是单位面积栅氧化层电容, V_{GS} 是栅源之间的电压, ϕ_B 是费米势, V_{FB} 是平带电压, N_{A0} 是双扩散沟道区峰值掺杂浓度, V_x 是沟道区中 x 处的横向电压降。沟道区饱和电压 V_{sat} 通过求解沟道电流 I_{ch} 的极值点得到。

可以看出,要计算沟道电流 I_{ch} 式(1)中的积分项,必须知道沟道区中 x 处横向电压降 V_x 与坐标 x 的函数关系,求解沟道区饱和电压 V_{sat} 的计算过程中也有类似的情况需要解决。为了得到沟道区中 x 处横向电压降 V_x 与坐标 x 的函数关系,并且考虑到沟道电子密度 Q_{nx} 大的位置,沟道区横向电场 E_x 就小,也就是说,当在沟道其中一端反型层电子密度比另一端反型层电子密度低时,电子密度低的一端的电场比电子密度高的一端的电场大,所以模型中近似认为电场 E_x 是线性分布,即

$$E_x = kx + c \quad (2)$$

式中 k 和 c 是待定系数,从而沟道区中 x 处的横向电压降为

$$V_x = kx^2/2 + cx \quad (3)$$

根据沟道漏端处电压降为 V_{ch} 和电流强度与沟道位置无关,可以分别得到

$$(E_0 + E_L)L/2 = V_{ch} \quad (4)$$

$$W\mu_{neff} E_0 Q_{n0}/(1 + E_0/E_C) = W\mu_{neff} E_L Q_{nL}/(1 + E_L/E_C) \quad (5)$$

其中 E_0 和 E_L 分别是沟道源端和漏端的电场。可以发现,通过式(4)和式(5)用解析方法就可以确定式(2)中的系数 k 和 c ,即

$$k = \frac{Q_{nL}}{(Q_{n0} - Q_{nL})L} \left[\frac{E_C^2}{Q_{nL}} (Q_{n0} + Q_{nL})^2 + \frac{4V_{ch}(Q_{n0} - Q_{nL})^2}{LQ_{nL}^2} \left(\frac{V_{ch}}{L} + E_C \right) \right]^{1/2} - \frac{E_C(Q_{n0} + Q_{nL})}{L(Q_{n0} - Q_{nL})} \quad (6)$$

$$c = \frac{E_c(Q_{n0} + Q_{nL})}{2(Q_{n0} - Q_{nL})} - \frac{Q_{nL}}{2(Q_{n0} - Q_{nL})} \left[\frac{E_c^2}{Q_{nL}^2} (Q_{n0} + Q_{nL})^2 + \frac{4V_{ch}(Q_{n0} - Q_{nL})^2}{LQ_{nL}^2} \left[\frac{V_{ch}}{L} + E_c \right] \right]^{1/2} + \frac{V_{ch}}{L} \quad (7)$$

从而得到了沟道区横向电场 E_x 和沟道区横向电压降 V_x 二者关于坐标 x 的解析表达式。

2.2 改进的漂移区

根据电子的流向可以将漂移区分成 A , B , C 区域来分别分析计算,电子在 A 区纵向流动,进入 B 区后一般认为沿 $\alpha = 45^\circ$ 角度分散流动,在 C 区中依然纵向流动^[2]。

模型中漂移区电子速度模型采用被普遍认为计算精度很高但数学关系上较为复杂的 D. M. Caughey 等人的电子速度模型^[5,6],即

$$v(E_y) = \mu_{nd} E_y / (1 + (E_y/E_c)^2)^{1/2} \quad (8)$$

其中 μ_{nd} 是低场电子迁移率, E_y 是电场的纵向分量, E_c 是临界场强,

在漂移区 A , B , C 区中电流都可以表示为

$$I_D = A_y q n_y v(E_y) \quad (9)$$

式中 A_y 是在纵向上 y 处的横截面积, n_y 是电子密度,对于漂移区中的泊松方程,结合式(9)可以得到

$$\epsilon dE_y/dy = q(n_y - N_D) \quad (10)$$

其中 N_D 是漂移区的掺杂浓度。由式(9)和式(10)可以发现,采用不同的漂移区电子速度模型 $v(E_y)$,相应地会得到数学关系不同的式(10)。更为重要的是对于数学关系不同的式(10),为了得到解析解,需要用不同的求解方法来求解,进一步对于以求解式(10)为前提的漂移区电压降的求解,相应地也需要不同的求解方法来得到。

所以,综合式(8)、式(9)和式(10),可以得到模型中关于漂移区电场的微分方程,即

$$\epsilon dE_y/dy = q [I_D (1 + (E_y/E_c)^2)^{1/2} / A_y q \mu_{nd} E_y - N_D] \quad (11)$$

2.2.1 漂移区中的 A 区 对于漂移区中的 A 区,横截面积 A_y 为常数。由模型中的微分方程(11)得到

$$dE_y/dy = a(E_c^2 + E_y^2)^{1/2} / E_y + b \quad (12)$$

其中 $a = I_D / \epsilon A_y \mu_{nd} E_c$, $b = -qN_D / \epsilon$, A_A 是漂移区 A 区的横截面积。对于这个微分方程(12)需要通过分成 $a^2 - b^2 > 0$, $a^2 - b^2 < 0$ 和 $a^2 - b^2 = 0$ 的情况来处理,这样,在每种情况下就可以用解析方法

求解微分方程(12)。

情况 1 当 $a^2 - b^2 > 0$ 时,微分方程(12)的解析解为

$$\begin{aligned} & (E_c^2 + E_y^2)^{1/2} - (E_c^2 + E_{y0}^2)^{1/2} - \\ & |bE_c| (a^2 - b^2)^{-1/2} \cdot \\ & [\arctg((E_c^2 + E_y^2)^{1/2} (a^2 - b^2)^{1/2} / |bE_c|) - \\ & \arctg((E_c^2 + E_{y0}^2)^{1/2} (a^2 - b^2)^{1/2} / |bE_c|)] - \\ & b[E_y - E_{y0} - aE_c(a^2 - b^2)^{-1/2}] \cdot \\ & (\arctg(E_y(a^2 - b^2)^{1/2} / aE_c) - \\ & \arctg(E_{y0}(a^2 - b^2)^{1/2} / aE_c)) / a = \\ & (y - y_0)(a^2 - b^2) / a \quad (13) \end{aligned}$$

情况 2 当 $a^2 - b^2 < 0$ 时,微分方程(12)的解析解为

$$\begin{aligned} & (E_c^2 + E_y^2)^{1/2} - (E_c^2 + E_{y0}^2)^{1/2} - \\ & |bE_c| (b^2 - a^2)^{-1/2} \cdot \\ & [\ln(|bE_c| (b^2 - a^2)^{-1/2} + (E_c^2 + E_y^2)^{1/2}) / \\ & (|bE_c| (b^2 - a^2)^{-1/2} - (E_c^2 + E_y^2)^{1/2})] - \\ & \ln(|bE_c| (b^2 - a^2)^{-1/2} + (E_c^2 + E_{y0}^2)^{1/2}) / \\ & (|bE_c| (b^2 - a^2)^{-1/2} - (E_c^2 + E_{y0}^2)^{1/2})] / 2 - \\ & b[E_y - E_{y0} - aE_c(b^2 - a^2)^{-1/2}] \cdot \\ & (\ln(|aE_c(b^2 - a^2)^{-1/2} + E_y| / \\ & (aE_c(b^2 - a^2)^{-1/2} - E_y)) - \\ & \ln(|aE_c(b^2 - a^2)^{-1/2} + E_{y0}| / \\ & (aE_c(b^2 - a^2)^{-1/2} - E_{y0})) / 2] / a = \\ & (y - y_0)(a^2 - b^2) / a \quad (14) \end{aligned}$$

情况 3,当 $a^2 - b^2 = 0$ 时,微分方程(12)的解析解为

$$\begin{aligned} & [(E_c^2 + E_y^2)^{3/2} - (E_c^2 + E_{y0}^2)^{3/2}] - \\ & b(E_y^3 - E_{y0}^3) / a = 3aE_c^2(y - y_0) \quad (15) \end{aligned}$$

其中 y_0 是 A 区边界处的位置坐标, E_{y0} 是相应的在坐标 y_0 处的电场边界值。

由式(11)和 $E_y = dV_y/dy$ 一般不能用解析方法得到漂移区 A 区电压降 V 关于电场 E_y 的函数 $V(E_y)$ 。为了简化模型的计算过程,以及用解析方法得到电压降 V 关于电场 E_y 的函数 $V(E_y)$,并且考虑到漂移区 A 区中的电场一般是单调变化的,所以,模型中对 A 区电压降 V 与电场 E_y 的数学关系作简化近似,认为 A 区电压降 V 与电场 E_y 的解析表达式为

$$V(E_y) = (E_y + E_{y0})(y - y_0) / 2 \quad (16)$$

在计算 A 区的电压降时,首先,将 A 区的边界

y_0 处的电场值 E_{y_0} , 通过对 $a^2 - b^2$ 的计算值进行判断, 而选择代入式(13), 式(14)和式(15)的其中之一, 用牛顿迭代法求解而得到 A 区的另一边界 y_A 处的电场值 E_{y_A} ; 然后, 将 A 区两边界处的电场值代入 A 区中近似的电压降 V 与电场 E_y 的解析式(16), 就可以得到 A 区的电压降 V_A 。

2.2.2 漂移区中的 B 区 对于漂移区中的 B 区, 横截面积 A_y 不是常数, 是关于位置坐标 y 的一个函数。

对于 B 区的处理, Yeong-seuk Kim 等人的模型忽略了电子密度分布对电场的影响, 也就是认为电子密度与漂移区掺杂浓度是相等的。但是, 事实上在 B 区, 电子密度与漂移区掺杂浓度的差别是较为显著的^[7], 忽略 B 区电子密度分布对电场的影响, 虽然可以简化计算过程, 但是与实际情况不符, 其计算精度会受到影响。Liu Chungmin 等人分析 VDMOS 物理特性其中之一的准饱和特性时^[8, 9], 假设描述 B 区电子密度分布的函数为一次函数。但是, 一方面, 漂移区电子密度分布沿 y 轴方向变化中有一个最低点^[7], 因此用二次函数来近似比用一次函数更为合适; 另一方面, Liu Chungmin 等人在确定该一次函数的 2 个待定常数时, 认为电子速度不随电场变化, 即对电子速度模型简化, 假设电子速度是一常数。这种假设使得由此得到的描述电子密度分布的一次函数, 没有将电场对电子密度分布的影响考虑进来。这种作法适用范围有限, 只适用于电场非常大, 使得电子速度达到饱和而不随电场变化的情况^[8, 9], 而对于通常的情况, 电场不是非常大, 电子速度随电场的变化而变化的情况, 这种作法是不适用的^[2, 7]。

模型中因为横截面积 A_y 不是常数, 所以模型中的微分方程(11)一般不能用解析方法求解。然而, 为了在考虑电子密度分布对电场影响的条件下, 用解析方法求解该微分方程, 在模型中提出了一种改进的描述 B 区电子密度分布的函数来近似简化微分方程(11), 同时, 一方面, 因为考虑到通常情况下, 漂移区的电子密度分布沿坐标 y 轴方向, 先是降低, 降低到一个最低点时又上升^[7], 所以在模型中, 假设描述 B 区电子密度分布的函数为二次函数; 另一方面, 模型中在确定该二次函数的 3 个待定常数时, 将电场对电子密度分布反过来的影响考虑进来。即假设模型中描述电子密度分布的二次函数为

$$n_y = C_1 (y - y_A)^2 + C_2 (y - y_A) + C_3 \quad (17)$$

其中 C_1 , C_2 和 C_3 是待定常数。

当 $y = y_A$ 时, 由式(17)得到

$$C_3 = n_{y_A} \quad (18)$$

当 $y = y_{N_D}$ 时, 由式(17)得到

$$C_1 (y_{N_D} - y_A)^2 + C_2 (y_{N_D} - y_A) + C_3 = N_D \quad (19)$$

y_{N_D} 是当电子密度 n_y 减小到与漂移区的掺杂浓度 N_D 相等时的漂移区位置坐标。由式(8)和式(9)可知 $E_y = I_D / [W^2 (L_d + (y - y_A) \cot \alpha)^2 q^2 n_y \mu_{nd}^2 - I_D^2 / E_C^2]^{1/2}$, 对其求导, 当 $y = y_A$ 时, 结合式(17)得到

$$- I_D W^2 q^2 \mu_{nd}^2 (L_d \cot \alpha n_{y_A} + L_d n_{y_A} C_2) \cdot (W^2 L_d^2 q^2 n_{y_A} \mu_{nd}^2 - I_D^2 / E_C^2)^{-3/2} = \frac{dE_y}{dy} \Big|_{y=y_A} \quad (20)$$

当 $y = y_{N_D}$ 时, 电子密度 n_y 与漂移区的掺杂浓度 N_D 相等, 此时电场达到最大值, 其导数为零, 所以结合式(17)可以得到

$$\cot \alpha N_D + (L_d + (y_{N_D} - y_A) \cot \alpha) \cdot (2 C_1 (y_{N_D} - y_A) + C_2) = 0 \quad (21)$$

由式(8)、式(9)、式(11)和在 A 区得到的边界 y_A 处的电场值 E_{y_A} , 可以得到

$$n_{y_A} = I_D (1 + (E_{y_A} / E_C)^2)^{1/2} / W L_d q \mu_{nd} E_{y_A}, \quad \frac{dE_y}{dy} \Big|_{y=y_A} = \frac{q}{\epsilon} \left[\frac{I_D (1 + (E_{y_A} / E_C)^2)^{1/2}}{W L_d q \mu_{nd} E_{y_A}} - N_D \right].$$

可以看到, 式(18)至式(21)中, 有未知数 C_1 , C_2 , C_3 和 y_{N_D} , 所以, 通过式(18)至式(21)可以用解析方法确定待定常数 C_1 , C_2 , C_3 , 即

$$C_1 = (N_D - Q - PR) / R^2 \quad (22)$$

$$C_2 = P \quad (23)$$

$$C_3 = Q \quad (24)$$

其中

$$P = - \frac{\cot \alpha I_D (1 + (E_{y_A} / E_C)^2)^{1/2}}{W L_d^2 q \mu_{nd} E_{y_A}} - \left[1 - \frac{N_D W L_d q \mu_{nd} E_{y_A}}{I_D (1 + (E_{y_A} / E_C)^2)^{1/2}} \right] \frac{I_D}{\epsilon q W^2 \mu_{nd}^2 L_d E_{y_A}},$$

$$Q = \frac{I_D (1 + (E_{y_A} / E_C)^2)^{1/2}}{W L_d q \mu_{nd} E_{y_A}},$$

$$R = \frac{3 N_D - 2 Q}{2 P} - \frac{L_d}{2 \cot \alpha}$$

$$(((3N_b - 2Q)\cot\alpha - PL_d)^2 + 8L_d(N_b - Q)P\cot\alpha)^{1/2} / 2P\cot\alpha.$$

所以,根据式(17),式(11)可简化为

$$\epsilon dE_y/dy = q[C_1(y - y_A)^2 + C_2(y - y_A) + C_3 - N_b] \quad (25)$$

式(25)的右边只与变量 y 有关,可以用解析方法求解该微分方程,进一步由 $E_y = dV_y/dy$ 可以用解析方法求解得到 B 区电压降 V_B 。

2.2.3 漂移区中的 C 区 对于漂移区中的 C 区,横截面积 A_y 为常数。所以,模型中的式(11)在 C 区中的求解与在 A 区中类似,可以用解析方法求解。当进一步求解 C 区电压降时,考虑到在 C 区中,电子密度一般是沿坐标 y 轴方向,由低于漂移区掺杂浓度逐渐增大到与漂移区掺杂浓度相等,故 C 区中电场先是减小然后基本保持不变,所以与模型中 A 区电压降 V 与电场 E_y 的近似解析表达式(16)不同,模型中 C 区电压降 V 与电场 E_y 的近似解析表达式为

$$V(E_y) = (E_y + E_{y_B})(y_{fix} - y_B)/2 + E_y(y - y_{fix}) \quad (26)$$

y_B 是 B 区与 C 区边界处的位置坐标, E_{y_B} 是相应的在坐标 y_B 处的电场边界值。 $y_{fix} = y_B + (E_y - E_{y_B}) / (dE_y/dy)|_{y=y_B}$, 其中 $(dE_y/dy)|_{y=y_B} = (q/\epsilon)(n_{y_B} - N_b)$, 是电场开始基本保持不变的近似位置坐标。

3 计算结果与讨论

用所提出的模型和 Yeong-seuk Kim 等人的模型分别进行计算,并且以 MEDICI 器件模拟软件的模拟结果为标准,比较这两种模型的计算精度。表 1 是所要进行计算的 VDMOS 的参数,图 2 至图 6 是不同栅电压时的计算结果,其中实线、虚线、点划线分别是用所提出的模型、Yeong-seuk Kim 等人模型、MEDICI 模拟得到的计算结果。

图 2 和图 3 分别是栅电压 $V_G = 4\text{ V}$ 和 $V_G = 6\text{ V}$ 时的计算结果,与 Yeong-seuk Kim 等人模型相比,模型的计算精度有显著程度的提高,特别是在线性工作区向饱和工作区过渡处, Yeong-seuk Kim 等人模型出现了一个“跳跃”,使得线性工作区向饱和工作区不是平滑的过渡,从而引起不小的误差,当 $V_G = 4\text{ V}$ 时,这种“跳跃”引起的误差更加显著。而对于提出的模型,其线性工作区向饱和工作区过渡较为平滑。图 4 是栅电压 $V_G = 8\text{ V}$ 时的计算结果,模

表 1 N-VDMOS 的计算参数

Table 1 Parameters of the N-VDMOS

计算参数	取值
N^- -epi region thickness $W_i/\mu\text{m}$	26
N^- -epi region doping N_D/cm^{-3}	8×10^{14}
Gate oxide thickness T_{ox}/nm	54
Channel peak doping N_{A0}/cm^{-3}	2.38×10^{16}
Channel length $L/\mu\text{m}$	2
Cell spacing parameter $L_d/\mu\text{m}$	4
P-body length $L_p/\mu\text{m}$	6.1
P-body junction depth $W_j/\mu\text{m}$	3.1

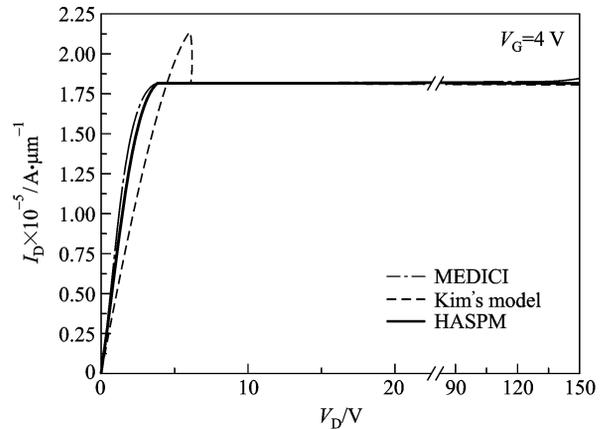


图 2 MEDICI, Kim 的模型和 HASPM 模型在栅压为 4 V 下的计算结果

Fig.2 The results of MEDICI, Kim's model and HASPM with $V_G = 4\text{ V}$

型的计算精度依然比 Yeong-seuk Kim 等人模型的计算精度高。图 5 是栅电压 $V_G = 10\text{ V}$ 时的计算结果,与 Yeong-seuk Kim 等人模型相比,其计算精度有较大程度的提高,尤其是随着漏电压的增大,模型的计算精度始终保持在较高水平上,而 Yeong-seuk Kim 等人模型的计算精度却逐渐变差。图 6 是栅电压 $V_G = 12\text{ V}$ 时的计算结果,在漏电压较大时, Yeong-seuk Kim 等人模型的计算精度变得更差,而 HASPM 模型计算精度随着漏电压增大一直与 MEDICI 模拟结果符合的较好,其计算精度较高。

在 HASPM 模型中,假设双扩散沟道区中的横向电场是线性分布的,这一假设与沟道电子速度饱和引起沟道电流饱和的观点是不矛盾的。在图 2、图 3 中,从线性工作区向饱和工作区都是较为平滑地过渡。而 Yeong-seuk Kim 等人模型中,假设沟道区横向电场为常数的同时认为沟道电子速度饱和引起沟道

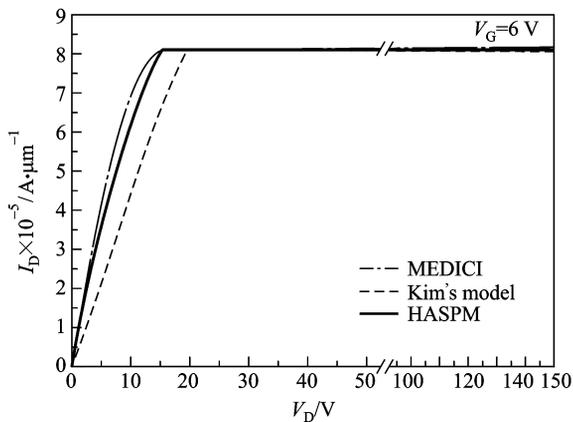


图3 MEDICI, Kim 的模型和 HASPM 模型在栅压为 6 V 下的计算结果

Fig.3 The results of MEDICI, Kim's model and HASPM with $V_G = 6$ V

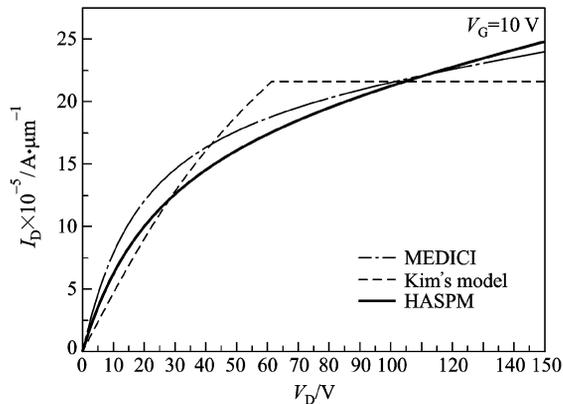


图5 MEDICI, Kim 的模型和 HASPM 模型在栅压为 10 V 下的计算结果

Fig.5 The results of MEDICI, Kim's model and HASPM with $V_G = 10$ V

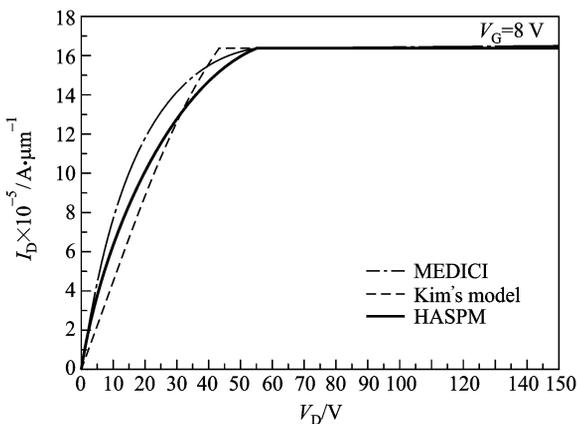


图4 MEDICI, Kim 的模型和 HASPM 模型在栅压为 8 V 下的计算结果

Fig.4 The results of MEDICI, Kim's model and HASPM with $V_G = 8$ V

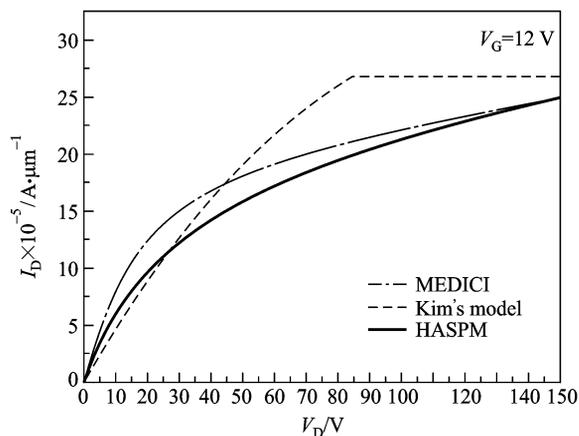


图6 MEDICI, Kim 的模型和 HASPM 模型在栅压为 12 V 下的计算结果

Fig.6 The results of MEDICI, Kim's model and HASPM with $V_G = 12$ V

电流饱和,但这二者是相互矛盾的,所以正像图 2、图 3 所示那样,这样处理在有些情况下给 VDMOS 静态物理模型带来计算误差。为了更加精确地考虑漂移区电场对电子迁移率的影响,HASPM 模型中漂移区采用了更为精确的 D. M. Caughey 等人的电子速度模型,并且结合 VDMOS 漂移区的物理特性,给出了一个关于漂移区电场的微分方程,该微分方程更好地描述了漂移区电场的分布。而且,在保证较高精度的同时,运用了合理的近似,用解析方法求解了该微分方程。由图 2 至图 6 可以看到,HASPM 模型与 Yeong-seuk Kim 等人模型相比,HASPM 模型的计算精度有着相当大的提高,并且总是保持在较高的

水平上。

4 结语

对于 VDMOS,基于更为合理的双扩散沟道区中电场分布的假设,用解析方法得到了其中的电场和电压;同时,通过深入研究 VDMOS 内部的物理特性,建立了关于漂移区电场的微分方程,而且在整个漂移区都用解析方法求解了该微分方程,由此得到了一种 VDMOS 静态物理模型。计算结果表明,HASPM 模型与 Yeong-seuk Kim 等人模型相比,无论是在稳定性方面还是在计算精度方面都有较大的提高,在栅电压较小时,模型更符合 MEDICI 模拟结

果,其计算精度较高,随着栅电压的增大,其计算精度总是保持在一个较高的水平上,而 Yeong-seuk Kim 等人模型的计算精度却变得较差。HASPM 模型是一种更有效的高精度 VDMOS 静态物理模型。

参考文献

- [1] Rossel P, Tranduc H, Charitat G. Power MOS devices: structures and modeling [A]. Proc 20th International Conference on Microelectronics (MIEL'95), NIS, SERBIA, IEEE [C]. 1995. 341~352
- [2] Kim Y-S, Fossum J G. Physical DMOST modeling for high-voltage IC CAD [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1990, 3(37): 797~803
- [3] Tsai C Y, Burk D E, Ngo K D T. Physical modeling of the power VDMOST for computer-aided design of integrated circuit [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1997, 3(44): 472~480
- [4] Trofimenkoff F N. Field-dependent mobility analysis of field-effect transistor [A]. Proceedings of the IEEE [C]. IEEE, USA, 1965, 1765~1766
- [5] Sodini C G, Ko P-K, Moll J L. The effect of high fields on MOS device and circuit performance [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1984, 10(31): 1386~1393
- [6] Caughey D M, Thomas R E. Carrier mobilities in silicon empirically related to doping and field [A]. Proceedings of the IEEE[C]. IEEE, USA, 1967, 12:2192~2193
- [7] Darwish M N. Study of the quasi-saturation effect in VDMOS transistors [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1986, 11(33): 1710~1716
- [8] Liu Chungmin, Lou Kouhou, Kuo J B. 77K versus 300 K operation: the quasi-saturation behavior of a DMOS device and its fully analytical model [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1993, 9(40): 1636~1644
- [9] Liu Chungmin, Kuo J B, Wu Y P. An analytical quasi-saturation model considering heat flow for a DMOS device [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1994, 6(41): 952~958

A High Accurate Steady-state Physical Model for High-voltage VDMOS

Bao Jiaming, Sun Weifeng, Zhao Ye, Lu Shengli

(National ASIC System Engineering Research Center, Southeast University, Nanjing 210096, China)

[Abstract] A high accurate steady-state physical model for high-voltage VDMOS is proposed in the paper. In the model, a more proper assumption result in obtaining both the electric field and the voltage in the double diffused channel region by analytical method; and after studying physical characteristic of VDMOS in detail, a differential equation concerning the electric field of the drift region is obtained, moreover, the analytical solution of this differential equation is given for the whole drift region, then the voltage drop of the drift region is obtained. The result shows that the calculation stability in the region adjacent to saturation of the drain current are improved in the paper's model, and furthermore, the calculation precision of the paper's model is high. Especially in the condition of high gate voltage and high drain voltage it is improved to a great extent.

[Key words] VDMOS; steady-state physical model; analytical method