

# 深亚微米薄膜全耗尽 SO IMOSFET 的强反型电流模型

汪红梅 奚雪梅 张 兴 王阳元

(北京大学微电子学研究所 北京 100871)

**摘要** 本文在分析 FD SO IMOSFET 特殊物理结构的基础上提出了一个新的适用于深亚微米器件的强反型电流物理模型。模型包括了大部分的小尺寸器件效应如迁移率下降、沟道调制、载流子速度饱和、漏致电导增强(DICE)和串联S/D电阻等。该模型最大的优越性在于线性区和饱和区电流可以用同一个简单的表达式描述,确保了电流及其高阶导数在饱和点连续。将模型模拟计算结果与实验结果进行了对比,当器件的沟道长度下降到深亚微米区域时,二者吻合得仍然很好。

PACC: 7360F, 7220F, 7220H

## 1 引言

薄膜全耗尽 SO IMOSFET 可以抑制短沟效应,具有理想的亚阈斜率和高跨导等优点,在低压、低功耗和深亚微米数字/模拟电路中有着广泛的应用前景<sup>[1,2]</sup>。建立适用于数字和模拟电路模拟的精确而有效的 SO IMOSFET 解析模型,对于 SO IVLSI 电路的分析与设计具有十分重要的意义。

到目前为止,有关薄膜 SO IMOSFET 器件模型的研究已有不少<sup>[3~9]</sup>。有些模型<sup>[3,4]</sup>在饱和区和线性区采用不同的表达式,不能保证漏电导从线性区到饱和区连续而平滑的过渡,在电路模拟过程中,会导致收敛困难。因此,为了获得电流和电导的连续性,一些作者<sup>[5,6]</sup>采取令线性区和饱和区电流、电流的一次导、二次导在过渡点相等的办法来确定器件参数,这样就会引入一些脱离其物理值的参数,而且公式很复杂。另外一些作者<sup>[7,9]</sup>则采用了所谓的光滑函数的方法来改善电流的连续性,但光滑函数的引入本身就是一个纯数学过程,没有任何物理意义可言。而且,线性区到饱和区的过渡强烈依赖于该光滑函数,因此,如何正确选取光滑函数亦是一个难题。

汪红梅 1969 年出生,博士生,目前主要从事 SOI 器件制备、模型、模拟等研究  
奚雪梅 1967 年出生,博士,主要从事 SOI 器件模型、模拟、工艺等研究  
张 兴 1965 年出生,博士,主要从事 SOI 工艺、设计、模拟等方面的研究  
1997 年 11 月 29 日收到

为了解决上述问题, 本文提出了一种新的强反型电流电压模型. 在整个沟道区采用准二维的处理方法, 在考虑 FD SO IMOSFET 器件特点的情况下, 推导出一个即适用于线性区又适用于饱和区的电流表达式, 模型在整个工作区域, 都能保证有无限的连续性. 同时本模型可以自动地计入传统模型中有效沟道长度调制效应, 并且不需要计算饱和电压  $V_{dsat}$ , 饱和区有效沟道长度等参量. 此外, 本模型考虑了大部分的短沟效应, 可以正确反映深亚微米器件的物理机制. 我们利用深亚微米 SO IMOSFET 器件特性的实测结果, 对模型公式进行了验证, 模拟结果与实测结果吻合得很好.

## 2 物理模型

薄膜全耗尽 SO I 器件结构的剖面示意简图由图 1 给出.  $x$  轴为垂直于  $Si/SiO_2$  界面方向,  $y$  轴为平行于界面方向. 在 FD SO IMOSFET 中, 由于硅膜在强反型前已全部耗尽, 当外加漏压  $V_{ds}$  时, 耗尽层宽度不能扩展, 会导致沟道反型层电荷密度增大, 即 DICE 效应<sup>[10]</sup>. 外加  $V_{ds}$  偏置后, 可动电荷增量与电势增量的关系可由高斯定理求得 (图 1 给出了所用的高斯面):

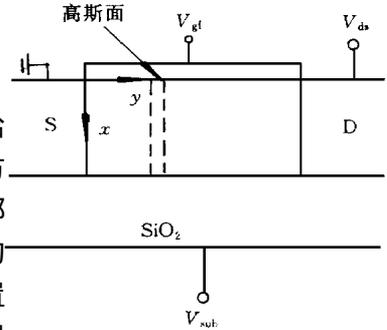


图 1 薄膜全耗尽 SO I 器件剖面示意图

$$\epsilon_{Si} \frac{d^2}{dy^2} \int_0^{t_{Si}} \Delta \mathcal{Q}(x, y) dx = C_{of} \Delta \mathcal{P}_{sf}(y) + C_{ob} \Delta \mathcal{P}_{sb}(y) - \Delta \mathcal{Q}_{of}(y) - \Delta \mathcal{Q}_{cb}(y) \quad (1)$$

式中  $\Delta \mathcal{Q}(x, y)$ ,  $\Delta \mathcal{P}_{sf}(y)$ ,  $\Delta \mathcal{P}_{sb}(y)$ ,  $\Delta \mathcal{Q}_{of}(y)$ ,  $\Delta \mathcal{Q}_{cb}(y)$  分别为外加  $V_{ds}$  后,  $\mathcal{Q}(x, y)$ ,  $\mathcal{P}_{sf}(y)$ ,  $\mathcal{P}_{sb}(y)$ ,  $\mathcal{Q}_{of}(y)$ ,  $\mathcal{Q}_{cb}(y)$  的增量,  $\mathcal{Q}(x, y)$ ,  $\mathcal{P}_{sf}(y)$ ,  $\mathcal{P}_{sb}(y)$ ,  $\mathcal{Q}_{of}(y)$ ,  $\mathcal{Q}_{cb}(y)$  则分别为  $V_{ds} = 0$  时硅膜中的电势、前表面势、背表面势、前表面可动电荷密度、背表面可动电荷密度,  $\epsilon_{Si}$  为硅的介电常数,  $C_{of}$  为前栅氧单位面积电容,  $C_{ob}$  为埋氧单位面积电容. 采用准二维近似, 引入一个场扩散系数  $\zeta$ <sup>[11]</sup>, 可将上式左边近似为:

$$\epsilon_{Si} \frac{d^2}{dy^2} \int_0^{t_{Si}} \Delta \mathcal{Q}(x, y) dx \approx \frac{\epsilon_{Si} t_{Si}}{\zeta} \frac{d^2}{dy^2} \Delta \mathcal{P}_{sf}(y) \quad (2)$$

当背表面处于不同的工作状态 (如堆积或耗尽等) 时,  $\mathcal{P}_{sb}(y)$ ,  $\mathcal{Q}_{cb}(y)$  的形式不同, 从而器件特性有所不同. 由于背表面耗尽时有着比背表面积累更为优越的器件特性<sup>[1]</sup>, 因此在这里我们仅讨论背表面耗尽的情况. 当背表面耗尽时, 可认为  $\Delta \mathcal{Q}_{cb}(y) = 0$ , 且  $\Delta \mathcal{P}_{sf}(y)$ ,  $\Delta \mathcal{P}_{sb}(y)$  有着如下的函数关系<sup>[3]</sup>:

$$\Delta \mathcal{P}_{sb}(y) = \frac{C_{Si}}{C_{ob} + C_{Si}} \Delta \mathcal{P}_{sf}(y) + \frac{\epsilon_{Si} t_{Si}}{C_{ob} + C_{Si}} \times \frac{\eta}{2} \quad (3)$$

这里  $\eta = (2/L_{eff}) V_{ds}$ , 是一经验常数, 随  $L_{eff}$  的增加,  $\eta$  必趋向于零.  $C_{Si}$  是硅膜单位面积电容. 将  $\Delta \mathcal{Q}_{cb}(y) = 0$  及 (2) 式代入 (1) 式, 可得

$$\frac{1}{\zeta} C_{Si} t_{Si}^2 \frac{d^2 \Delta \mathcal{P}_{sf}(y)}{dy^2} = C_{of} (1 + \alpha) \Delta \mathcal{P}_{sf}(y) + \alpha C_{of} t_{Si}^2 \frac{\eta}{2} - \Delta \mathcal{Q}_{of} \quad (4)$$

其中

$$\alpha = \frac{C_{Si} C_{ob}}{(C_{Si} + C_{ob}) C_{of}} \quad (5)$$

$\Delta Q_{cf}$ 亦可写成

$$\Delta Q_{cf} = Q_{cf} - Q_{cf0} \quad (6)$$

$Q_{cf0}$ 为  $V_{ds} = 0$  时的前表面沟道可动电荷密度  $Q_{cf}$ 为加  $V_{ds}$  偏置后的表面可动电荷密度  $Q_{cf0}$  可以表述成:

$$Q_{cf0} = - C_{cf}(V_{gf} - V_{Tr}) \quad (7)$$

这里  $V_{Tr}$ 为考虑了各种短沟效应后的阈值电压<sup>[12]</sup>.  $V_{ds} > 0$  时总的可动面电荷密度  $Q_{cf}$ 可以用沟道电流表述成:

$$Q_{cf} = - \frac{I_{ds}}{W_{eff}U} \quad (8)$$

我们将式(6)、(7)、(8)代入式(4), 经变换即可得到一个电流表达式:

$$I_{ds} = W_{eff}U \left\{ \frac{C_{Si}f_{Si}^2}{\zeta} \times \frac{d^2\Delta\varphi_{sf}(y)}{dy^2} + C_{of} \left[ V_{gf} - V_{Tr} - (1 + \alpha)\Delta\varphi_{sf}(y) - \alpha f_{Si}^2 \frac{\eta}{2} \right] \right\} \quad (9)$$

由于我们是在整个沟道区应用高斯定律, 而不仅仅局限在载流子速度饱和区, 因此上式即适用于线性区又适用于饱和区

到目前为止, 已提出了许多载流子速度-电场的模型, 其中下式可以很好描述载流子的速度行为<sup>[13]</sup>.

$$U = \frac{\mu_{eff}|E_y|}{\left[ 1 + \left( \frac{|E_y|}{E_c} \right)^m \right]^{1/m}} \quad (10)$$

对电子和空穴来说  $m$  分别取 2 和 1,  $|E_y| = \frac{d\varphi_{sf}}{dy} = \frac{d\Delta\varphi_{sf}(y)}{dy}$  为沟道区任一点  $y$  处的横向电场,  $E_c = v_{sat}/\mu_{eff}$  为临界电场,  $v_{sat}$  是饱和速度. 如采用  $m = 2$  的速度表达式, 会使电流的表达式很复杂, 不能得到解析解, 因此我们采用下面这个近似表达式来描述电子的速度电场行为:

$$v = \frac{\mu_{eff}|E_y|}{1 + 0.7|E_y|/E_c} \quad (11)$$

图 2 给出了几种速度-电场模型的计算结果. 从图中可以看出式(11)的计算结果与式(10)最接近. 虽然随着电场的加大, 式(11)与(10)的偏差会增大, 但由于受碰撞离化致器件击穿的限制, 正常器件工作状态下的横向电场不可能无限增大. 因此在器件的正常的电场范围内, 式(10)可以很好地用式(11)加以近似.

将载流子速度方程代入式(9), 并沿整个沟道区对  $y$  进行积分, 边界条件是  $\Delta\varphi_{sf}(0) = 0$ ,  $\Delta\varphi_{sf}(L_{eff}) = V_{ds}$ , 可得

$$I_{ds} = I_{d1} + I_{d0} \quad (13)$$

$$I_{d0} = \frac{W_{eff}\mu_{eff}C_{of}}{L_{eff} \left( 1 + \kappa \frac{V_{ds}}{L_{eff}E_c} \right)} \left[ V_{gf} - V_{Tr} - \alpha f_{Si}^2 \frac{\eta}{2} - (1 + \alpha) \frac{V_{ds}}{2} \right] V_{ds} \quad (14)$$

$$I_{d1} = \frac{1}{2\zeta} \times \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \times \frac{\mu_{eff}}{1 + \kappa \frac{V_{ds}}{L_{eff}E_c}} C_{Si}f_{Si}^2 \left\{ \left( \frac{d\Delta\varphi_{sf}(y)}{dy} \Big|_{y=L_{eff}} \right)^2 - \left( \frac{d\Delta\varphi_{sf}(y)}{dy} \Big|_{y=0} \right)^2 \right\} \quad (15)$$

对电子和空穴来说,  $\kappa$  分别取 0.7 和 1. 式中  $\frac{d\Delta\varphi_{sf}(y)}{dy}$  为沟道区任一点  $y$  处的横向电场, 在深

亚微米器件中, 横向电场沿沟道区的变化非常显著. 图 3 给出了 PISCES 模拟的 SO IMOSFET ( $t_{of} = 10\text{nm}$ ,  $t_{si} = 60\text{nm}$ ,  $L_{\text{eff}} = 0.2\mu\text{m}$ ) 的沟道电场分布曲线. 由图可以看出,  $\frac{d\Delta\varphi_{sf}(y)}{dy}$  可以由一多项式近似表述:

$$\frac{d\Delta\varphi_{sf}(y)}{dy} = \alpha_0 + \alpha_1 y^n \tag{16}$$

$n$  是一拟合参数, 该函数与沟道长度有关系, 沟道长度越长,  $n$  越大. 系数  $\alpha_0, \alpha_1$  则可由边界

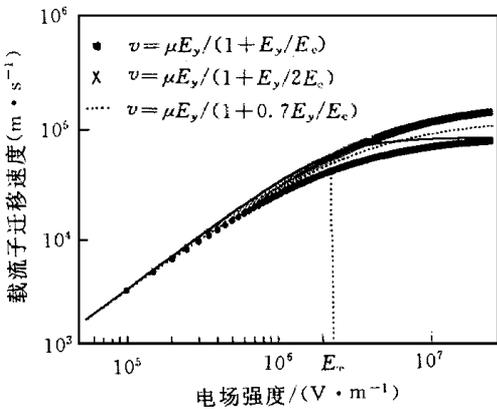


图 2 不同的速度电场模型的计算结果 (实线为方程(10)的计算结果)

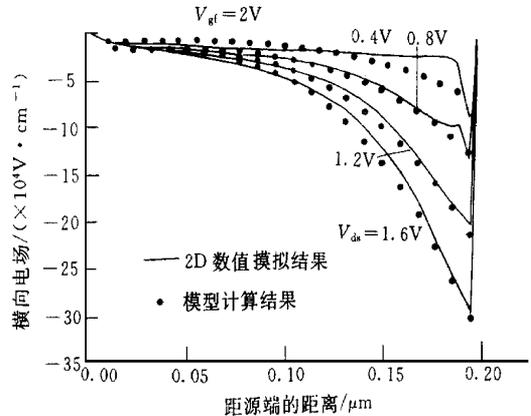


图 3 不同  $V_{ds}$  下沟道区横向电场分布曲线 (模型计算中  $n$  取 3)

条件  $\Delta\varphi_{sf}(0) = 0$  和  $\Delta\varphi_{sf}(L_{\text{eff}}) = V_{ds}$  求出

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \left. \frac{d\Delta\varphi_{sf}(y)}{dy} \right|_{y=0} = |E_0| \\ \alpha_1 &= \frac{(n+1)\{V_{ds} - \alpha_0 L_{\text{eff}}\}}{L_{\text{eff}}^{n+1}} \end{aligned} \tag{17}$$

式中  $\left. \frac{d\Delta\varphi_{sf}}{dy} \right|_{y=0}$  为源端横向电场. 由式(16)计算得到的沟道区横向电场亦示于图 3 中, 由图可见, 方程(16)可以正确描述不同漏偏压下的横向场分布. 由于源端附近的横向电场变化平缓, 因此  $\left. \frac{d\Delta\varphi_{sf}}{dy} \right|_{y=0}$  可通过缓变沟道近似模型求出<sup>[8]</sup>:

$$\left. \frac{d\varphi_{sf}}{dx} \right|_{y=0} = \frac{I_{ds}}{\mu_{\text{eff}} C_{\text{of}} W_{\text{eff}} (V_{\text{gf}} - V_{\text{Tf}}) - K \frac{\mu_{\text{eff}}}{U_{\text{sat}}} I_{ds}} \tag{18}$$

将  $L_{\text{eff}}$  代入方程(16)中, 可得漏端电场, 再将基代入方程(15)中, 即得  $I_{d1}$  的表达式为:

$$I_{d1} = \frac{(n+1)}{2\zeta} \left( \frac{W_{\text{eff}}}{L_{\text{eff}}} \right) \frac{\mu_{\text{eff}}}{1 + K \frac{V_{ds}}{L_{\text{eff}} E_c}} C_{\text{Si}} t_{\text{Si}}^2 \left[ \alpha_0 - \frac{V_{ds}}{L_{\text{eff}}} \right] \left[ (n-1)\alpha_0 - \frac{(n+1)V_{ds}}{L_{\text{eff}}} \right] \tag{19}$$

由  $I_{d0}$  和  $I_{d1}$ , 我们就可以从方程(13)计算得到  $I_{ds}$ . 以上各式中的  $\mu_{\text{eff}}$  是低横向场迁移率,  $\mu_{\text{eff}}$  受沟道纵向场调制, 对于深亚微米器件,  $\mu_{\text{eff}}$  可以近似写成<sup>[6]</sup>

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{\mu_0}{1 + (U_1 + \beta_0 R_{ds})(V_{\text{gf}} - V_{\text{Tf}}) + U_2(V_{\text{gf}} - V_{\text{Tf}})^2} \tag{12}$$

式中  $\mu_0$  为低场表面迁移率;  $\beta_0 = (W_{\text{eff}} C_{\text{of}} \mu_0) / L_{\text{eff}}$ ;  $U_1, U_2$  为拟合参数,  $R_{ds}$  是总的源漏串联电阻. 直接把串联电阻的影响放到有效迁移率中, 即可以简化  $I_{ds}$  的表达式, 亦能保证足够的精

准确度<sup>[14]</sup>.

现在, 我们已推导出了一个关于  $I_{ds}$  的三次方程(即方程(13), (14), (19)),  $I_{ds}$  的解析表达式可由该方程导出. 我们亦可用简单的迭代从方程(13)中求得  $I_{ds}$ . 将方程(13)对  $V_{ds}$  求导即可得到线型区和饱和区的漏电导表达式:

$$g_{ds} = \frac{g_0 + \frac{2d_0}{L_{eff}} \left( (n+1) \frac{V_{ds}}{L_{eff}} - n\alpha_0 \right)}{1 - 2d_0d_1 \left( (n-1)\alpha_0 - \frac{nV_{ds}}{L_{eff}} \right)} \quad (20)$$

$$g_0 = \left( \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \right) \frac{\mu_{eff}}{1 + K \frac{V_{ds}}{L_{eff}E_c}} C_{of} \left[ V_{gf} - V_{Tf} - (1 + \alpha)V_{ds} - \alpha \zeta_{Si}^2 \frac{\eta}{2} \right] \quad (21)$$

$$d_0 = \frac{n+1}{2\zeta} \left( \frac{W}{L_{eff}} \right) \frac{\mu_{eff}}{1 + K \frac{V_{ds}}{L_{eff}E_c}} C_{Si}^2 I_{Si}^2 \quad (22)$$

$$d_1 = \left[ \frac{\mu_{eff} C_{of} W_{eff} (V_{gf} - V_{Tf})}{\mu_{eff} C_{of} W_{eff} (V_{gf} - V_{Tf}) - K \frac{I_{ds}}{E_c}} \right]^2 \quad (23)$$

由于线性区和饱和区都使用同一漏电导表达式(20). 因此模型本身可以确保电导及其导数的连续性

### 3 实验结果比较与讨论

#### 3.1 样品制备

我们采用 p 型 100 晶向的 SMOX 衬底制备薄膜全耗尽 SO IMOSFET, 使用的工艺流程是双栅 CMOS 工艺, 即 n 沟器件为 n<sup>+</sup> 多晶硅栅, p 沟器件为 p<sup>+</sup> 多晶硅栅. 为了尽可能地降低源漏串联电阻, 采用凹陷沟道工艺来获得薄膜全耗尽器件, 小尺寸栅长的定义采用了离子束曝光技术. 器件的前栅氧, 硅膜, 埋氧厚度分别为 11, 70, 380nm. 具体的样品制备过程可参阅文献[15].

#### 3.2 模型模拟结果与实验结果的对比

图 4 和图 5 给出了 n 沟和 p 沟器件的实测结果与模型模拟结果的对比曲线, 计算中所

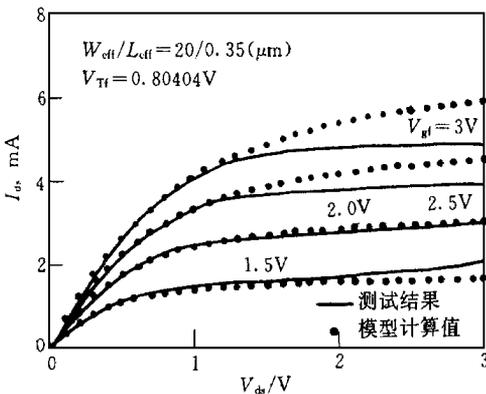


图 4 n 沟 SO IMOSFET 的输出特性实测值和模型模拟结果的对比曲线

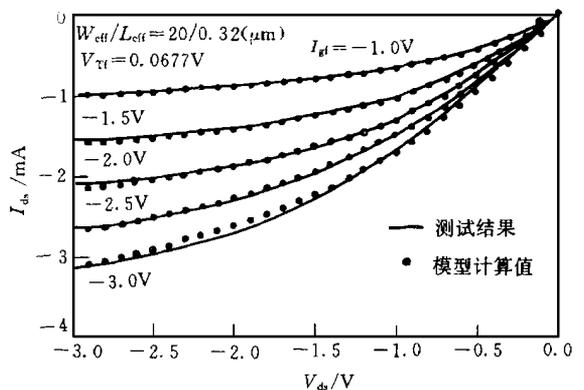


图 5 p 沟 SO IMOSFET 的输出特性实测值和模型模拟结果的对比曲线

采用的器件参数如表 1 所示。由图中可以看出,在线性区和饱和区,模型结果与实验结果均吻合得很好。说明本模型可以较好地描述深亚微米 FD SO IMOSFET 的器件输出特性。从图中亦可看出,在较高的栅偏压和漏偏压条件下,计算值与实际测量值存在一定的分离,这主要是由于在较高偏压下,自加热效应的影响较显著,使饱和电流降低,甚至出现负阻现象<sup>[16,17]</sup>,而本模型没有计入该效应,所以在高偏压下出现偏离。对于相同几何尺寸的器件而言,在相同的偏置条件下,n 沟器件的电流密度要远大于 p 沟器件,因此 n 沟器件的自加热效应要比 p 沟器件严重的多。因此,在高偏置条件下的饱和区,p 沟器件的模型计算值仍能与测量值吻合得很好,而在 n 沟器件中就出现了偏离。我们可以通过计入平带电压  $V_{fb}$ ,饱和速度  $v_{sat}$  及迁移率等参数与温度的关系,来模拟自加热效应。在本模型中加入自加热效应的工作正在进行中。

表 1 模型计算中所采用的参数值

参数	单位	n 沟器件的参数值	p 沟器件的参数值
$v_{sat}$	$cm \cdot s^{-1}$	$9.0 \times 10^6$	$8.0 \times 10^6$
$\mu_0$	$cm^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$	470	110
$R_{ds}$	$\Omega$	40	80
$U_1$	$V$	0.4	0.3
$U_2$	$V^2$	0.01	0.04
$\zeta$		0.32	0.3
$n$		3	3

漏电导  $g_{ds}$  是模拟电路设计中最重要参量之一,图 6 和图 7 给出了 n 沟和 p 沟器件的  $g_{ds}$  的测量值和计算结果的对比曲线。理论计算值与实测值吻合得很好。在大偏压条件下的饱和区 p 沟器件的计算结果吻合得要比 n 沟器件好。这亦可用自加热效应加以解释。由于饱和区和线性区使用的是同一电流公式,因此漏电导及斜率在整个工作区域都能光滑连续,因此本模型不仅适用于数字电路模拟,同样可以满足模拟电路模拟需要。图 4~ 图 7 充分证明了本模型可以正确描述深亚微米 FD SO IMOSFET 的器件特性。

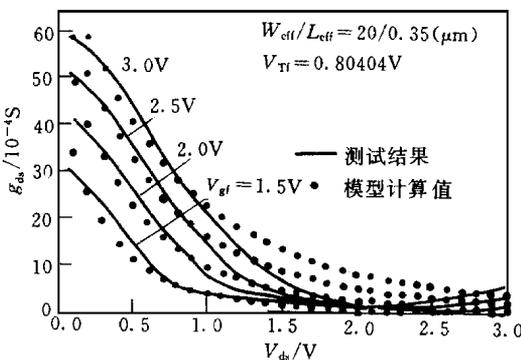


图 6 不同栅压下的漏电导实测值和模型计算值的对比曲线(nMOST)

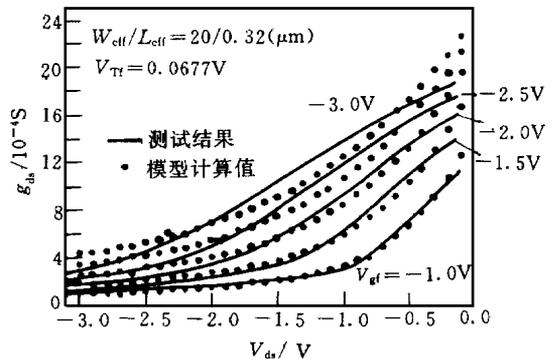


图 7 不同栅压下的漏电导实测值和模型计算值的对比曲线(pMOST)

## 4 结 论

本文在考虑了薄膜全耗尽 SOI 器件特有的膜厚效应,背栅效应对器件特性影响,以及各种短沟效应的情况下,利用准二维理论,得到了深亚微米 FD SOIMOSFET 的强反型电流电压模型。由于线性区和饱和区的电流只用一个简单的表达式描述,因此模型具有内在的无限的连续性。由于在模型推导中充分考虑了各种物理机制,因此模型中使用的拟合参数的数量较少,而且大部分都具有明显的物理意义,便于器件的参数提取。将模型计算结果与器件的实测值进行了对比,结果表明,对于深亚微米器件在整个工作区域(不考虑自加热情况下)二者吻合得很好,因此,本模型可以用于深亚微米 FD SOIMOSFET 器件的设计分析,并可植入电路模拟软件中进行数字/模拟电路的分析。

## 参 考 文 献

- [1] P. Cooling, Silicon-on Insulator Technology: Materials to VLSI, Kluwer Academic Publishers, MA, 1991.
- [2] D. Flounder, L. F. Ferreira, P. G. A. Jespers *et al*, Solid-State Electron., 1996, **39**: 455.
- [3] S. Veeraraghavan and J. G. Fossum, IEEE Trans. Electron Devices, 1989, **36**: 522.
- [4] T. C. Hsiao, N. A. Kistler and J. C. S. Woo, IEEE Electron Device Lett., 1994, **15**: 45.
- [5] Y. Cheng and T. A. Fjeldly, Solid-State Electron., 1996, **36**: 721.
- [6] S. R. Banna, P. C. H. Chan, M. Chan *et al*, IEEE Trans. Electron Devices, 1996, **43**: 1914.
- [7] B. Zniguez, L. F. Ferreira, B. Gentinned *et al*, IEEE Trans. Electron Devices, 1996, **43**: 568.
- [8] M. Fujishima and K. A. Sada, IEEE Trans. Electron Devices, 1993, **40**: 1883.
- [9] N. D. Arora, L. T. Su, B. S. Doyle *et al*, Proceeding 1994 IEEE SOI Conference: 19.
- [10] S. Veeraraghavan and J. G. Fossum, IEEE Trans. Electron Devices, 1988, **35**: 1866.
- [11] Z. H. Liu, C. Hu, J. H. Huang, *et al*, IEEE Trans. Electron Devices, 1993, **40**: 86.
- [12] H. Wang, X. Xi, X. Zhang *et al*, Electron. Lett., 1997, **35**: 1415.
- [13] R. Coen and R. S. Muller, Solid-State Electron., 1980, **23**: 35.
- [14] N. D. Arora, MOSFET Models for VLSI Circuit Simulation—Theory and Practice, New York/Vienna: Springer-Verlag, 1993.
- [15] 张兴, Mansun Chan, Ping K. Ko, 王阳元, 第十届全国半导体集成电路硅材料学术会论文集, 1997, 161.
- [16] E. Arnold, H. Pein and S. P. Herko, IEDM 94, 1994, 813.
- [17] L. T. Su, J. E. Chung, D. A. Antontadis *et al*, IEEE Trans. Electron Devices, 1994, **41**: 69.

## Analytical Current Model for Deep-Submicrometer FD SOI MOSFETS Applicable to Circuit Simulation

Wang Hongmei, Xi Xuemei, Zhang Xing, Wang Yangyuan

(*Institute of Microelectronics, Peking University, Beijing 100871*)

Received 29 November 1997

**Abstract** A new physical current model in strong inversion operation region for deep-submicrometer fully depleted SOI MOSFET is developed by using pseudo-two-dimensional approach. The model take account of most of small geometry effects and can correctly describe the behavior of deep-submicrometer FD SOI MOSFET. The most advantage of this model lies in that only one single expression is used from the linear to saturation region without using smoothing functions, and only a comparably fewer parameters are needed. The continuous and smooth transition of drain current and conductance from the linear to the saturation regime is guaranteed inherently. The experimental results show good agreement with model predictions with the channel length down to deep-submicrometer.

**PACC:** 7360F, 7220F, 7220H