

一个用于深亚微米电路模拟的 MOSFET 解析模型

张文良 田立林 杨之廉

(清华大学微电子所 北京 100084)

摘要 本文提出了一个新的深亚微米 MOSFET 模型, 它计入了影响深亚微米器件工作的各种二级物理效应。模型采用一个统一的公式描述所有的器件工作区, 可以保证无穷阶连续。不仅适用于数字电路, 而且可用于模拟电路的设计。模型计算的结果与实测器件的结果十分一致。

EEACC: 2560B, 2560R, 2570D

1 引言

随着微电子技术的不断发展, MOS 集成电路的器件尺寸已经进入深亚微米沟长范围。器件内部的电场强度随着器件尺寸的减小而增强, 各种在较长沟道时不明显的二级物理效应在深亚微米沟长时变得越来越强烈, 可能引起器件性能的退化, 同时也使器件的物理模型变得愈加复杂。这些二级效应有: 开启电压的短沟、窄沟效应; 漏感应势垒下降 (D BL) 效应; 迁移率的纵向电场效应; 载流子速度饱和效应; 沟长调制效应; 源漏寄生电阻效应; 衬底杂质的非均匀分布; 体电荷效应; 热载流子及 SCBE 效应等。

已经有很多 MOSFET 模型^[1~5] 见诸报道, 分别用于不同沟长 MOS 电路的模拟。它们对这些二级效应的处理均存在着不同的问题, 在此不一一评述。另外, 用于集成电路 CAD 的 MOSFET 模型绝大多数是为了满足数字电路设计的需要而开发的, 这些模型用于模拟电路设计时, 即使对大尺寸器件, 也会造成明显的错误^[6]。由于 MOS 管在不同工作区的导电机理和电流特性不尽相同, 几乎所有的模型都采用不同的公式来描述不同工作区。这样的结果使得模型在各工作区之间的过渡点上的连续性受到限制^[7], 可能导致直流分析时产生收敛性问题以及在交流分析时产生较大误差。模拟电路设计对模型的连续性提出了新的要求。

本文提出了一个新的深亚微米 MOSFET 模型, 它计入了影响深亚微米器件工作的几乎所有物理效应。模型采用一个统一的公式描述所有的器件工作区, 可以保证无穷阶连续。

张文良 男, 1968 年生, 博士生, 从事深亚微米 MOSFET 模型及相关 CAD 技术的研究
田立林 女, 1946 年生, 副教授, 从事深亚微米器件研究
杨之廉 男, 1933 年生, 教授, 博士生导师, 从事集成电路 CAD 的教学和研究
1997-11-14 收到, 1998-01-06 定稿

不仅适用于数字电路,而且可用于模拟电路的设计.

2 物理模型

2.1 开启电压模型

影响深亚微米MOSFET 开启电压的二级效应主要有:短沟道效应、窄沟道效应、漏感应势垒下降(DBL)效应、衬底的非均匀掺杂效应等.本文采用的开启电压模型为^[8]:

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma_p (\sqrt{\Phi_s - V_{BS} + U_x} - \sqrt{\Phi_s + U_x}) + \gamma_f + K_1 \frac{T_{ox}}{W} (\Phi_s - V_{BS}) + K_2 \frac{T_{ox}}{W} \sqrt{N_f (\Phi_s - V_{BS})} - \Delta V_{th} \quad (1)$$

$$\Delta V_{th} = D_{vt0} [(2(V_{bi} - \Phi_s) + V_{DS}) \exp(-D_{vt1} \frac{L}{l}) + \sqrt{(V_{bi} - \Phi_s)(V_{bi} - \Phi_s + V_{DS})} \exp(-D_{vt1} \frac{L}{2l})] \quad (2)$$

公式中的各项分别计入了这些效应,各参数的含义详见文献[8]

2.2 载流子迁移率与漂移速度模型

一个好的迁移率模型对MOSFET 模型的精度有着决定性的影响.在深亚微米MOSFET 中,迁移率主要与器件内部的电场相关.文献[9]提出了一个基于有效电场概念的迁移率经验公式:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + (E_{eff}/E_0)^n} \quad (3)$$

$$E_{eff} = \frac{Q_B + \xi Q_m}{\epsilon_{Si}} \quad (4)$$

其中 μ_0 为低场迁移率; Q_B 和 Q_m 分别为单位面积耗尽电荷和沟道可动电荷; E_0 为常数,对NMOS 和PMOS, n 分别取 1.6 和 1, ξ 分别取 0.5 和 0.25~0.3

这个公式与实验符合得很好^[10],但引入了一个 1.6 次方的函数,太费 CPU 时间,不适合电路模拟的需要.由(4)可得:

$$E_{eff} = \frac{1}{T_{ox}} \left[\gamma \sqrt{\Phi_s - V_{BS} + \xi(V_{GS} - V_{th})} + \frac{1}{2} (\alpha - 1 - \xi \alpha) V_{DS} \right] \quad (5)$$

式中 α 为体效应因子^[11].将上式代入(3)式并作二阶展开,将其系数作为提取参数.为了简单以及利于参数提取,最终取迁移率公式为:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + u_1 \left(\frac{V_{GS} - V_{th}}{T_{ox}} \right) + u_2 \left(\frac{V_{GS} - V_{th}}{T_{ox}} \right)^2 + u_b \sqrt{\Phi_s - V_{BS} + u_d V_{DS}} \quad (6)$$

由于 V_{DS} 和 V_{BS} 对迁移率的影响相对于 V_{GS} 来说是弱效应,因而公式中只取了一阶近似.对PMOS,由于其 n 为 1,显然 $u_2 = 0$.与BSM3^[5]相比,上述模型计入横向电场的影响

在低电场下,MOSFET 的载流子漂移速度与横向电场成正比.随着电场的增加,载流子速度会达到饱和并开始与电场无关.一个广泛被采用的载流子漂移速度公式^[11]如下:

$$v = \frac{\mu_{eff} E_y}{[1 + (E_y/E_c)^{\lambda}]^{1/\lambda}} \quad (7)$$

其中 E_y 是沟道横向(y 方向)电场; E_c 为速度饱和开始的临界电场,有

$$E_c = \frac{V_{\text{sat}}}{\mu_{\text{eff}}} \quad (8)$$

其中 v_{sat} 为载流子的饱和速度 对电子和空穴, λ 分别等于 2 和 1. 公式(7)与实验数据符合得十分好, 但使用该式将给后面的电流公式推导造成极大的困难, 不可能导出一个显式的表达式 为此, 我们采用文献[3]提出的一种简化方法, 将(7)式近似为

$$v = \frac{\mu_{\text{eff}} E_y}{1 + \theta_0 (E_y/E_c)} \quad (9)$$

$$\theta_0 = \left[\frac{E_y}{E_c} \right] \left[1.5 + \left(\frac{E_y}{E_c} \right)^{-1} \right]^{-1} \left[\frac{V_{\text{DS}}}{L E_c} \right] \left[1.5 + \left(\frac{V_{\text{DS}}}{L E_c} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (10)$$

通过实验我们发现, θ_0 中的常数 1.5 应以 1.2 代替, 更为精确, 即

$$\theta_0 = \left[\frac{E_y}{E_c} \right] \left[1.2 + \left(\frac{E_y}{E_c} \right)^{-1} \right]^{-1} \left[\frac{V_{\text{DS}}}{L E_c} \right] \left[1.2 + \left(\frac{V_{\text{DS}}}{L E_c} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (11)$$

公式(11)是针对NMOS器件的, 对PMOS器件, λ 为1, 显然有

$$\theta_0 = 1 \quad (12)$$

在此, 我们对PMOS采用了不同于NMOS的载流子漂移速度公式 对PMOS, $\theta_0 = 1$, 载流子漂移速度将呈现一定的不饱和特性 这与实际PMOS器件电流的输出特性曲线是一致的

2.3 线性区电流 I_{DS} 模型

由电中性条件, 沟道可动电荷可表示为^[1]:

$$Q_m = c_{\text{ox}} (V_{\text{GS}} - V_{\text{th}} - \alpha V(y)) \quad (13)$$

$$\alpha = 1 + \frac{g \chi_p}{2 \sqrt{\varphi_s - V_{\text{BS}}}} \quad (14)$$

$$g = 1 - \frac{1}{1.744 + 0.8364(\varphi_s - V_{\text{BS}})} \quad (15)$$

由(13)式, 在沟道中 y 点的电流为

$$I_{\text{DS}}(y) = W c_{\text{ox}} (V_{\text{GS}} - V_{\text{th}} - \alpha V(y)) v(y) \quad (16)$$

其中 $v(y)$ 为 y 点反型载流子的漂移速度, 将上式沿整个沟道积分, 可得:

$$I_{\text{DS}} = \frac{\beta}{1 + \theta_0 \frac{V_{\text{DS}}}{L E_c}} (V_{\text{GS}} - V_{\text{th}} - \frac{1}{2} \alpha V_{\text{DS}}) V_{\text{DS}} \quad (17)$$

$$\beta = \frac{W}{L} \mu_{\text{eff}} c_{\text{ox}} \quad (18)$$

公式(14)是从长沟条件下推得的, 体效应因子 α 与沟长无关 在深亚微米MOS器件中, 体电荷效应随着沟道长度的减小而减小, 即 α 趋向于 1 很多模型未能考虑到这个效应, 直接沿用(14)式 为了计入这个效应, 我们将体电荷效应因子修正为:

$$\alpha = 1 + \frac{g \chi_p}{2 \sqrt{\varphi_s - V_{\text{BS}} + U_x}} (1 - \alpha e^{-\alpha_2 L}) \quad (19)$$

$$g = 1 - \frac{1}{1.744 + 0.8364(\varphi_s - V_{\text{BS}} + U_x)} \quad (20)$$

其中以 $\sqrt{\varphi_s - V_{\text{BS}} + U_x}$ 代替(14)式中的 $\sqrt{\varphi_s - V_{\text{BS}}}$ 是考虑了衬底掺杂的非均匀分布效应, 参

见文献[8], l 的表达式同见文献[8]. 上式中的指数项即考虑了深亚微米器件的体电荷效应随沟长减小而减小的效应. 当 $L \gg l$, 该项为 0, 上式退化到(14)式, 当 $L \ll l$, 该项近似为 1. α 为一个接近于 1 的常数, 它和 α_c 一起作为参数进行提取

源漏区寄生电阻 R_s 和 R_d 对 MOSFET 电流有着明显的影响, 一般 $R_s = R_d = \frac{1}{2}R_{sd}$. 不包含 R_s 和 R_d 的本征 MOS 器件的端电压 V_{GS0} 和 V_{DS0} 与实际 MOS 器件的外部端电压 V_{GS} 和 V_{DS} 有如下关系:

$$V_{GS0} = V_{GS} - \frac{1}{2}I_{DS}R_{sd} \quad (21)$$

$$V_{DS0} = V_{DS} - I_{DS}R_{sd} \quad (22)$$

以(21)和(22)式中的 V_{GS0} 和 V_{DS0} 代入公式(17), 经整理并略作简化可得线性区电流公式:

$$I_{DS} = \frac{\beta(V_{GS} - V_{th} - \frac{1}{2}\alpha V_{DS})V_{DS}}{1 + \theta_b \frac{V_{DS}}{L E_c} + \beta(V_{GS} - V_{th} - \frac{1}{2}\alpha V_{DS})R_{sd}} \quad (23)$$

2.4 饱和区电流公式

定义漏端电场达到临界饱和电场 E_c 时的漏源电压为饱和电压 V_{DSAT} , 当 $V_{DS} > V_{DSAT}$ 时, 器件进入饱和区. 当 $V_{DS} = V_{DSAT}$ 时, 电流刚开始饱和, 在漏端载流子漂移速度达到其饱和速度 v_{sat} . 由(16)式, 饱和区的电流为:

$$I_{DSAT} = W C_{ox} (V_{GS} - V_{th} - \alpha V_{DSAT}) v_{sat} \quad (24)$$

将(23)式和(24)式连立, 可得:

$$V_{DSAT} = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (25)$$

$$\text{其中 } a = \frac{1}{2}\alpha^2 \beta E_c R_{sd} + \alpha \left(\frac{1}{2} - \theta_b\right)$$

$$b = -(\alpha E_c + V_{GST} - \theta_b V_{GST} + \frac{3}{2}\alpha \beta E_c R_{sd} V_{GST})$$

$$c = L E_c V_{GST} + \beta E_c R_{sd} V_{GST}^2$$

$$V_{GST} = V_{GS} - V_{th}$$

以 V_{DSAT} 代替公式(23)中的 V_{DS} 可得饱和区的电流公式. 这样保证了从线性区到饱和区过渡点上的电流连续. 实际上, 饱和区的电流并非完全饱和, 而是随着 V_{DS} 的增加, 电流也有所增加. 影响饱和区电流主要有三种效应, 即沟长调制效应(CLM), D BL 效应, 衬底电流感应的体效应(SCBE). D BL 效应已包含在开启电压公式中, 下面分别讨论另两种效应对饱和区电流的影响.

当漏电压大于饱和电压 V_{DSAT} 时, 漏端附近的载流子速度开始饱和. 当漏电压进一步增加, 速度饱和点将向源端方向移动, 从而导致有效沟道长度 L_{eff} 缩短, 电流增加. 文献[3]提出了一个简单的表达式:

$$L_{eff} = L - \Delta L$$

$$\Delta L = I_{it} \ln \left[1 + \frac{V_{DS} - V_{DSAT}}{V_{pp}} \right] \quad (26)$$

其中 I_{it} 和 V_{pp} 作为参数提取. 考虑到沟道长度调制后, 电流公式中的沟长应以 L_{eff} 代替, 即

有

$$I_{DSAT} = \frac{\beta_{eff}(V_{GS} - V_{th} - \frac{1}{2}\alpha V_{DSAT})V_{DSAT}}{1 + \theta \frac{V_{DSAT}}{L_{eff}E_c} + \beta_{eff}(V_{GS} - V_{th} - \frac{1}{2}\alpha V_{DSAT})R_{sd}} \quad (27)$$

$$\beta_{eff} = \frac{W}{L_{eff}}\mu_{eff}C_{ox} \quad (28)$$

热载流子效应严重地影响着小尺寸大器件的工作特性,热载流子效应的一个最重要的标志就是衬底电流的增加^[12]。深亚微米器件工作在饱和区时,由于其漏端附近电场很高,高能载流子(即热载流子)可以和晶格碰撞而产生电子-空穴对。对NMOS管,碰撞产生的电子形成附加的漏电流,空穴则被衬底收集,形成衬底电流,对PMOS则相反。这两部分电流数值上相等,方向相反。总的漏电流实际上可描述为:

$$I_{DS} = I_{DSAT} + I_{sub} \quad (29)$$

其中 I_{DSAT} 为不记入碰撞电离的饱和区漏电流; I_{sub} 为衬底电流

衬底电流 I_{sub} 对漏电流还有另外一种影响。当 I_{sub} 流经衬底,由于衬底电阻的影响将产生一个附加的衬偏电压 V_{BS} 。它与通常的衬偏电压方向相反,将使开启电压下降,从而使漏电流增加。这称作衬底电流感应的体效应,即 SCBE 效应。并且,附加的衬偏效应使 MOS 管寄生的三极管 SBD 的基极电势抬高,也增加了漏电流。

一个广泛被采用的衬底电流公式^[12]为

$$I_{sub} = \frac{A_i}{B_i} I_{DSAT} (V_{DS} - V_{DSAT}) \exp\left(-\frac{B_i L_{it}}{V_{DS} - V_{DSAT}}\right) \quad (30)$$

其中 A_i 和 B_i 为实验系数

SCBE 引起的附加漏电流以一阶近似可描述为:

$$\begin{aligned} I_{SCBE} = \Delta I_{DS} &= \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{th}} \times \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{BS}} \times \frac{\partial V_{BS}}{\partial I_{sub}} I_{sub} \\ &= I_{sub} g_m \frac{\gamma_p}{2\sqrt{\varphi_s - V_{BS} + U_x}} R_{sub} \end{aligned} \quad (31)$$

其中 R_{sub} 为衬底电阻。计入寄生三极管的影响,有

$$I_{SCBE} = I_{sub} \left(g_m \frac{\gamma_p}{2\sqrt{\varphi_s - V_{BS} + U_x}} R_{sub} + \frac{A_{sub}}{L} \right) \quad (32)$$

其中 A_{sub} 为拟合参数, $\left(I_{sub} \frac{A_{sub}}{L} \right)$ 可以认为是寄生三极管微导通引起的漏电流增加,显然它与基极电流成正比,与基区宽度 L 成反比。

这样饱和区总的漏电流 I_{DS} 应为

$$I_{DS} = I_{DSAT} + I_{sub} + I_{SCBE}$$

I_{DSAT} 、 I_{sub} 和 I_{SCBE} 分别由 (27)、(30) 和 (32) 给出

2.5 次开启电流公式

在次开启区,反型电荷密度很低,电流主要以扩散流为主。通过求解沟道区的扩散方程,可以得到次开启电流的解析公式^[1-5]。这些公式形式都十分类似。通过对这些公式的分析和比较,我们采用了如下的次开启电流公式:

$$I_{Dsub} = I_{s0} \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{th}}{nV_t}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{V_{DS}}{V_t}\right)\right) \quad (34)$$

$$I_{s0} = \mu_0 C_{ox} V_t^2 \quad (35)$$

$$n = 1 + n_{factor} \frac{C_{dl}}{C_{ox}} + \frac{C_{it}}{C_{ox}} \quad (36)$$

其中 $V_t = \frac{kT}{q}$; $C_{dl} = \frac{C_{si}}{X_{dep}}$ 为耗尽区电容; C_{it} 为界面态电容

2.6 统一的MOSFET模型

前文所述,采用不同的公式来描述不同的工作区,模型在各工作区之间的过渡点上的连续性将受到限制,传统的MOSFET模型一般只能满足电流及其一阶导数连续.为了解决这个问题,我们采用一个简单的方法^[7]将各工作区的电流合并为一个统一的模型公式,简述如下.

2.6.1 线性区与饱和区的合并

定义函数

$$V_{DSX} = f_D - \sqrt{f_D^2 - V_{DS}V_{DSAT}} \quad (37)$$

$$f_D = \frac{1}{2}(V_{DS} + (1 + \delta)V_{DSAT}) \quad (38)$$

V_{DSX} 具有如下性质,即

$$V_{DSX} \begin{cases} V_{DS} & V_{DS} < V_{DSAT} \\ V_{DSAT} & V_{DS} > V_{DSAT} \end{cases} \quad (39)$$

以 V_{DSX} 代替公式(33)中的 V_{DSAT} ,即可使之成为适用于线性区和饱和区的统一的公式.当 $V_{DS} < V_{DSAT}$ 时, $V_{DSX} = V_{DS}$,公式退化到线性区公式;当 $V_{DS} > V_{DSAT}$ 时, $V_{DSX} = V_{DSAT}$,即退化到饱和区公式;而当 V_{DS} 在 V_{DSAT} 附近时, V_{DSX} 处于平滑的过渡区. δ 可以用于调整 V_{DSX} 由 V_{DS} 向 V_{DSAT} 过渡的速率,它一般取较小值,我们取作 0.01.

2.6.2 次开启区与强反型区的合并

定义总电流为强反型分量和次开启分量之和,即:

$$I_{DS} = I_{Dstrong} + I_{Dsub} \quad (40)$$

定义

$$V_{GSX1} = f_{G1} + \sqrt{f_{G1}^2 - V_{GS}V_{th}} \quad (41)$$

$$f_{G1} = \frac{1}{2}(V_{GS} + (1 + \delta_{G1})V_{th}) \quad (42)$$

$$V_{GSX2} = f_{G2} - \sqrt{f_{G2}^2 - V_{GS}V_{th}} \quad (43)$$

$$f_{G2} = \frac{1}{2}(V_{GS} + (1 + \delta_{G2})V_{th}) \quad (44)$$

其中 δ_{G1} 和 δ_{G2} 均取作 0.001. 与 V_{DSX} 类似, V_{GSX1} 和 V_{GSX2} 有如下性质:

$$V_{GSX1} \begin{cases} V_{GS} & V_{GS} > V_{th} \\ V_{th} & V_{GS} < V_{th} \end{cases} \quad (45)$$

$$V_{GSX2} \begin{cases} V_{GS} & V_{GS} < V_{th} \\ V_{th} & V_{GS} > V_{th} \end{cases} \quad (46)$$

分别以 V_{GSX1} 和 V_{GSX2} 代替强反型公式和次开启公式中的 V_{GS} , 即:

$$I_{DS} = I_{Dstrong}(V_{GSX1}, V_{DSX}) + I_{Dsub}(V_{GSX2}, V_{DS}) \quad (47)$$

公式(47)在 $V_{GS} > V_{th}$ 退化到强反型区公式; 在 $V_{GS} < V_{th}$ 时, 即退化到次开启区公式 这样, 我们将各工作区的公式合并为一个统一的公式 同样, δ_{G1} 和 δ_{G2} 可以用于调整过渡的速率 合并过程中并未引入新的模型参数 显然, 修改后的公式具有无穷阶连续的特性

3 参数提取与实验验证

本文采用分段提取和全局优化相结合的方法对模型参数进行提取 分段提取是根据器件的工作特性和模型参数的关系, 在最能反映该参数作用的工作区, 对特定的实验曲线进行局部优化, 分段顺序地提取出各模型参数 分段提取方法得到的参数和器件中实际的物理过程比较接近 全局优化是利用计算机自动选择所有模型参数, 使得模型的预测值与实测值拟合得最好, 一次提取出所有参数

这两种方法各有利弊 分段提取和全局优化相结合, 首先采用分段提取方法得到各参数, 作为全局优化的良好的初值 合理地设定这些参数的上下限, 再进行全局优化, 得到一组误差最小的参数 这样, 既保持了参数的物理意义又兼顾到整体的精度 为了实现模型参数的自动提取, 我们为本文所述的模型设计了专门的参数提取程序

为了验证前述模型的准确性, 将模型的计算结果与深亚微米MOS 器件的实测数据结果进行比较 所有的图中, 点为实测数据, 线为模型计算的结果 图 1(a) 和图 1(b) 分别是深亚微米表面沟器件不同衬偏电压下的线性区和饱和区的转移特性 $I_{DS} \sim V_{GS}$ 曲线 该器件在不同衬偏电压下的输出特性曲线示于图 2(a) 和 2(b), 其次开启特性见图 3 从图 1 至图 3 可以看出, 对深亚微米器件, 在各种偏置电压下, 模型计算的电流值与实测值符合得都十分好

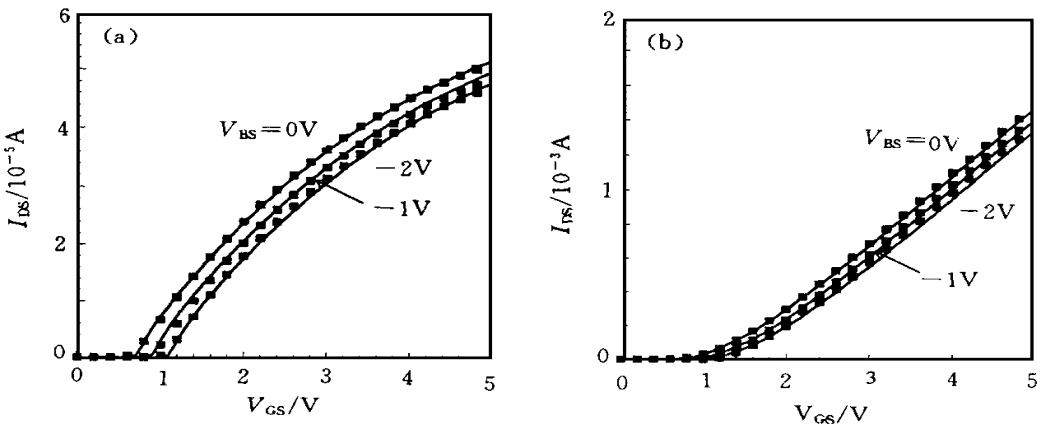


图 1 深亚微米器件的转移特性

$W = 5\mu\text{m}, L = 0.3\mu\text{m}$; (a) $V_{DS} = 0.05\text{V}$, (b) $V_{DS} = 2.5\text{V}$.

同一器件的输出电阻见图 4, 图中看到, 模型计算的输出电阻与器件的实测值也有较好的拟合精度 在此, 我们并未对 $R_{DS} \sim V_{DS}$ 曲线作优化提取, 而是直接从 $I_{DS} \sim V_{DS}$ 数据差分求得得到 R_{DS} 这说明, 本文提出的表面沟器件模型不仅有精确的电流值, 而且也能得到精确的电流导数值 图 5 为不同沟长器件, 采用与图 1~ 4 中相同的模型参数得到的结果 可以看到, 本文提出的模型采用同一套参数可以描述一定范围内的不同尺寸的器件特性

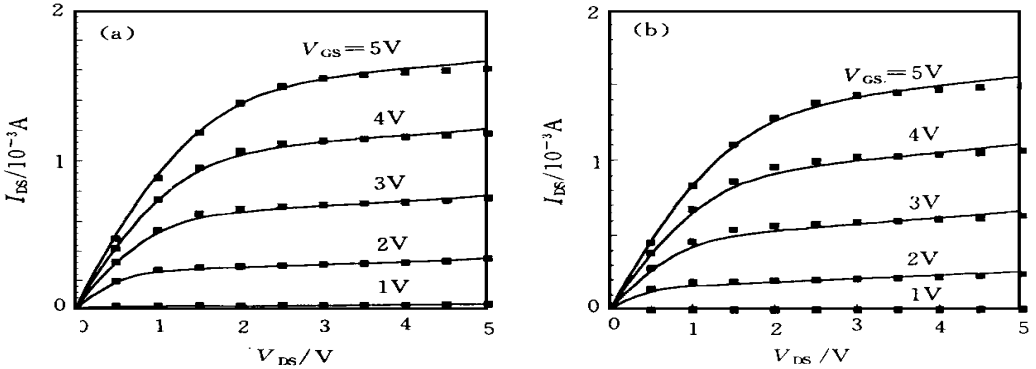


图 2 深亚微米器件的输出特性

$W = 5\mu m, L = 0.3\mu m$; (a) $V_{BS} = 0V$, (b) $V_{BS} = -2V$.

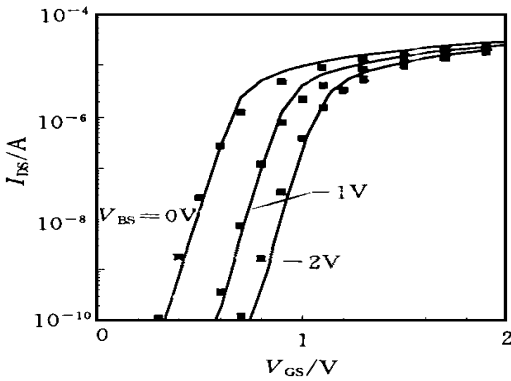


图 3 深亚微米器件的次开启特性

$W = 5\mu m, L = 0.3\mu m, V_{DS} = 0.05V$.

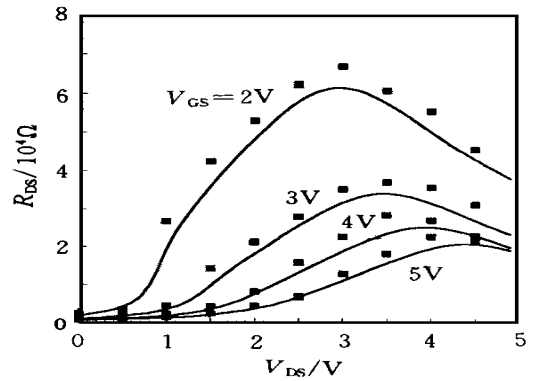


图 4 深亚微米器件的输出电阻

$W = 5\mu m, L = 0.3\mu m, V_{BS} = 0V$.

为了验证模型对极短尺寸器件的模拟精度,利用文献[13]中的沟长为 $0.09\mu m$ 器件的数据与模型计算的结果进行了比较.比较的结果见图 6,可以看出两者的结果十分一致

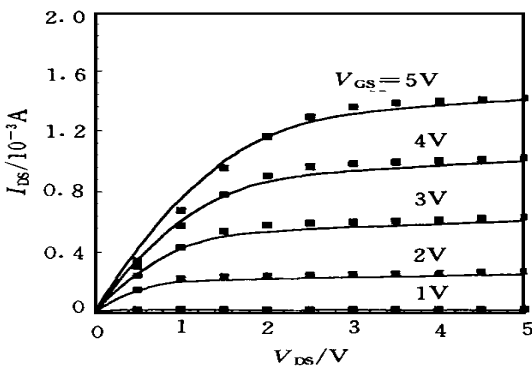


图 5 不同沟长器件的输出特性

$W = 5\mu m, L = 0.5\mu m, V_{BS} = 0V$.

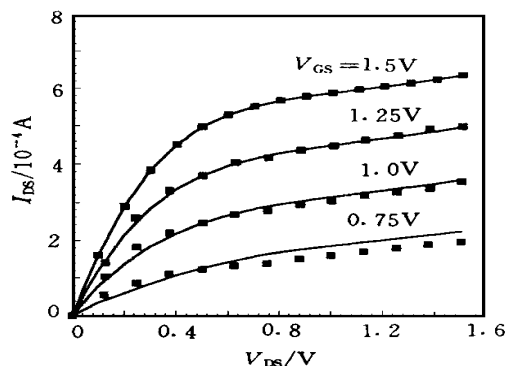


图 6 $0.09\mu m$ 极短沟道器件的输出特性

$W = 1\mu m, L = 0.09\mu m, V_{BS} = 0V$.

4 结论

本文提出了一个完整的深亚微米MOS器件的物理模型,它计入了深亚微米器件的各种二级物理效应。通过与不同沟长实测数据的比较,模型具有很高的精度和高阶连续的特性。

参 考 文 献

- [1] B. J. Sheu, D. L. Scharfetter, P. K. Ko *et al* , IEEE J. Solid-State Circuits, 1987, **22**(4): 558
- [2] J. A. Power and W. A. Lane, IEEE Trans Computer-Aided Design, 1992, **11**(11): 1418
- [3] N. D. A. A. Rora, R. Rafael, C. L. Huang *et al* , IEEE Trans Electron Devices, 1994, **41**(6): 988
- [4] A. Chatterjee, C. F. Machala and P. Yang, IEEE Trans Computer-Aided Design, 1995, **14**(10): 1193
- [5] J. H. Huang, Z. H. Liu, M. C. Jeng *et al* , BSM3 Manual (Version 2.0), U. C. Berkeley, 1994
- [6] Y. T. Sividis and K. Suyama, IEEE J. Solid-State Circuits, 1994, **29**(3): 210
- [7] Wen-liang Zhang and Zhi-lian Yang, A Unified C²-Continuous MOSFET Model Valid in All Operation Regions, The 5th International Conference on VLSI and CAD, Seoul, Korea, 1997.
- [8] 张文良, 杨之廉, 半导体学报, 1997, **18**(11): 877.
- [9] A. G. Sabnis and J. T. Clements, IEDM Tech. Dig. , 1979, 18
- [10] M. S. Liang, J. Y. Choi, P. K. Ko *et al* , IEEE Trans Electron Devices, 1986, **33**(3): 409.
- [11] R. Coen and R. S. Muller, Solid-State Electron. , 1980, **23**(1): 35
- [12] C. Hu, S. Tam, F. C. Hsu *et al* , IEEE Trans Electron Devices, 1985, **32**(2): 375.
- [13] Y. Taur, S. Wind, Y. J. Mii *et al* , IEDM Tech. Dig. , 1993, 127.

New Analytical Model for Deep-Submicron MOS Circuit Simulation

Zhang Wenliang, Tian Lili, Yang Zhilian

(Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084)

Received 14 November 1997, revised manuscript received 6 January 1998

Abstract A new model for deep-submicron MOSFET is developed, which includes various second-order physical effects in the operations of deep-submicron MOSFET's. In the model, a unified formula is used to describe all the operation regions, which keeps the model C²-Continuous. The model is suitable for both digital and analog MOS circuit simulations. A good fitting has been achieved between the model and experiment data.

EEACC: 2560B, 2560R, 2570D