

# 适用于电路模拟的微米级 MOSFET 开启电压解析模型的研究

刘 军 徐 茂 生

(清华大学微电子学研究所, 北京)

1987 年 12 月 5 日收到

本文在分析了 SPICE II-MOS<sub>2</sub>, MOS<sub>3</sub> 模型中所存在的问题之后, 重新建立了一个适用于电路模拟的微米级 MOSFET 解析模型——MOS<sub>5</sub> 模型(本文仅限于介绍其开启电压模型部分). 经实验证明, 此模型适用于对不同工艺制得的各种尺寸增强型 MOS 管的开启电压模拟 ( $L_{\text{eff}} \geq 1.0 \mu\text{m}$ ). 与原 SPICE II-MOS<sub>2</sub>, MOS<sub>3</sub> 模型相比, 此新模型具有参数简单易得、物理意义明确、以工艺参数为主等特点. 此模型现已装入 SPICE II 程序中, 达到了实用的目的, 并可对 VLSI 设计与制造起一定的指导作用.

**主题词:** 开启电压, 电路模拟, 短沟, 小尺寸效应, 非均匀分布

## 一、引言

在 VLSI 的设计中, CAD 技术现已成为必不可少的辅助工具. 大量的 MOS 单管或电路特性可首先通过 CAD 方法来进行模拟, 但这些模拟结果是否可信则完全取决于模拟过程中所采用的 MOS 器件模型.

事实上, 自等比例缩小原理<sup>[1]</sup>提出以来, 为数众多的 MOS 管模型公式及相应的电路模拟程序早已应运而生, 但遗憾的是这些模型的使用结果很难尽善人意<sup>[2,3]</sup>, 其根本原因就在于小尺寸效应对 MOS 管性能的影响, 已使其物理模型变得不再象从前那样简单. 这是因为

- (1) 短沟<sup>[4,5]</sup>、窄沟<sup>[6,7]</sup>效应的作用明显增强, 使得 MOS 管特性呈三维化;
- (2) 由于 DIBL 效应<sup>[8,9]</sup>及热电子效应<sup>[9]</sup>的存在, 使 MOS 管的开启特性发生变化;
- (3) 随 MOS 管尺寸的减小, 平带电压也将发生一些变化<sup>[10,11]</sup>.

尽管从工艺或电路设计上都可通过采取一定的措施对上述各物理效应的作用加以必要的抑制, 但就 MOS 管本身的结构而言, 若想从根本上铲除这些小尺寸效应的存在则是不可能的. 而随 MOS 管沟道尺寸的减小, 小尺寸效应的作用逐渐加强, 这使得 SPICE II 中 MOS 管模型的精度变得越来越低, 所以我们必须对原有的 MOS 管模型作以彻底地改进.

在本文中, 我们重新建立了一个较简单准确的新 MOS 管开启电压模型公式, 并已

将此新模型装入了原 SPICE II 程序中达到了实用的目的。在此模型中，通过引入一些具有较强物理意义的参数，对 MOS 管所具有的小尺寸物理效应作了较合理的修正。

实验结果表明：此模型适用于对沟长为  $1\mu\text{m}$  以上的各种尺寸增强型 MOS 管的开启特性的模拟。其对静态电路的模拟结果具有较高的精度。

## 二、SPICE II-MOS2, MOS3 模型中所存在的几个主要问题

首先从理论上对 SPICE II-MOS2, MOS3 模型中的几个主要问题加以必要的分析。

(1) 沟道区杂质非均匀分布对器件性能的影响未能予以恰当、正确的修正。

由于在 VLSI 制造中，现都采用离子注入技术来调整各 MOS 管的开启电压，从而引起了沟道区杂质呈非均匀分布。这使得通常在 MOS 器件物理中所推导出的沟道区杂质均匀分布时沟道下最大耗尽层宽度以及耗尽电荷密度公式(1), (2)不再成立，衬偏系数  $r_0 = \frac{dV_{th}}{d\sqrt{2\phi_{fp} - V_{bs}}}$  也不为一常数。而在 SPICE II-MOS2, MOS3 模型中，却依然认

$$X_{dmax} = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_{si}(2\phi_{fp} - V_{bs})}{qN_{sub}}} \quad (1)$$

$$|Q_{dmax}| = qN_{sub}X_{dmax} \quad (2)$$

为(1), (2)二式成立，并仍将衬偏系数设定为一不变的常数，仅仅利用沟道区杂质注入为纯表面注入这一实际并不存在的极端理想化假设条件，通过改变 Si-SiO<sub>2</sub> 之间的界面电荷密度  $N_{ss}$ ，继而改变平带电压  $V_{fp}$  值的方法来修正沟道区杂质非均匀分布对 MOS 管性能产生的影响，其结果使得  $V_{th}$  随衬偏电压  $V_{bs}$  的变化与实际相差很大（如图 1 所示），同时也使得对平带电压灵敏度较大且本身又非很准确的 MOS 电容模型变得更不准确<sup>[6]</sup>。

(2) 当  $L_{eff} < 2\mu\text{m}$  时，沟道下耗尽区电荷共享模型失效。

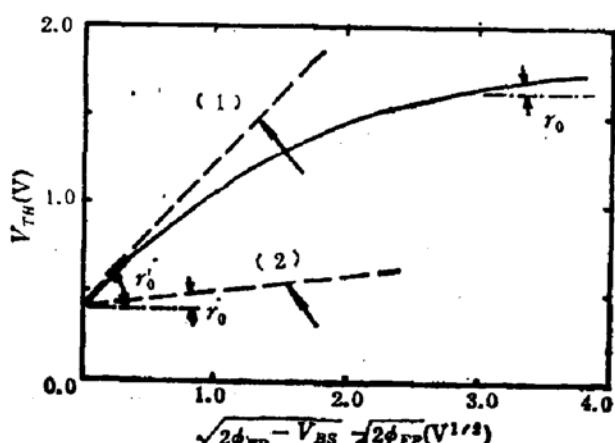


图 1 利用 MOS2, MOS3 模型计算的开启电压  $V_{th}$  值随衬偏电压的变化曲线及与实际值的对比

“——” MOS2 或 MOS3 模型的计算值 “—” 实验曲线

(1)  $Q_{dmax} = N_{ss}qX_{dmax}$  (2)  $Q_{dmax} = N_{sub}qX_{dmax}$

SPICE II-MOS2, MOS3 模型中对短沟效应的修正是建立在电荷共享模型<sup>[12]</sup>基础之上的,但实验证明:当  $L_{eff} < 2\mu m$  时,基于电荷共享概念所建立起的开启电压公式基本上都失效<sup>[4,5]</sup>,原因在于:

(i) MOS 管源、漏 PN 结形状的不确定性,注入管沟道区杂质的非均匀分布,以及当  $V_{DS}, V_{BS}$  较大时,都使得沟道下完全由栅压控制的耗尽区形状不能由类如[12]中所提出的数学公式来确定。

(ii) 在此模型中没有考虑到注入管的沟道下垂直沟道方向的耗尽电荷密度是不同的,这不能用一平均值来作等价描述。

正因为如此才造成了利用 MOS2 或 MOS3 模型中的  $V_{th}$  公式来对短沟 MOS 管的开启特性进行模拟时产生很大的误差。

(3) 窄沟效应的修正方法上发生严重错误<sup>[6,7]</sup>。

从理论和实验两方面都可证明 SPICE II-MOS2, MOS3 模型中关于对窄沟效应产生机理的分析及所采用的修正公式是不正确的。实际上窄沟效应产生的主要原因如下:

(i) 由于光刻、场氧化等原因造成的 MOS 管实际沟宽偏离设计值;以及在沟宽方向上的沟道两侧形成“鸟嘴区”引起了实际沟宽发生变化。

(ii) 高剂量的场注杂质向沟道区横向扩散,造成沿沟宽方向的沟道区边缘处实际有效杂质浓度增高(这实际上是引起窄沟效应的主要原因)。

(iii) 在 MOS 管的沟道边缘处纵向电场发散。

但在 SPICE II 中却将 (iii) 作为引起窄沟效应的唯一原因,并以此为基础对窄沟效应进行了与实际情形有很大差距的修正。

另外在 SPICE II-MOS2, MOS3 模型中,其对 DIBL 效应的修正以及在电流公式的建立过程中对载流子速度饱和效应等的修正中也都存在着一些问题,本文对此不再予以讨论。

以上是从理论上对 SPICE II 模型中的几个主要问题进行了分析,而从实验方面对 SPICE II-MOS2, MOS3 模型进行的验证中可得到如下几个主要结论<sup>[17]</sup>:

(i) 由于模型本身存在着许多问题,因此在利用 SPICE 程序对某一具体的 MOS 管或 MOS 电路进行模拟时,为了得到一定的模拟精度,则必造成某些模型参数失去本身应具有的较明确的物理意义。

(ii) 依某一尺寸的 MOS 管电学特性所提取得的一套 SPICE 模型参数,不适用于对由完全相同的工艺制造的其它尺寸的 MOS 管的特性模拟(包括开启特性的模拟)。

(iii) 对同一 MOS 管,在不同衬偏电压下所提取出的 SPICE 模型参数是互不相同的。这使得在同一衬偏电压下所提取出的一套 SPICE 模型参数并不能适用于对同一 MOS 管在其它衬偏电压下工作时的特性模拟(包括开启特性的模拟)。这一点可在以后的图 6 说明中看出。

综上所述:由于 SPICE II-MOS2, MOS3 模型中存在着许多问题,因此在利用此模型对短沟 MOS 管或 MOS 电路进行模拟时,其所得的模拟结果与实际值偏差很大,失去了对 MOS 管的工艺结构及电路设计的指导意义,已不适应当今 VLSI 设计工作的需要,因此必须对此模型作彻底的改进。

### 三、考虑沟道区杂质非均匀分布的微米级 MOS 管开启电压解析模型

目前在 VLSI 的研制过程中, 由于沟道区采用调开启杂质注入技术, 使得其所谓的衬偏系数  $\gamma_0$  随  $V_{BS}$  的变化而发生变化, 不再为一常数, MOS 管开启时沟道反型层的表面势  $\phi_s$  也将随沟道下耗尽层的展宽而有一些变化<sup>[14]</sup>。因此对一个注入管来讲必须考虑到衬偏电压  $V_{BS}$  的工作范围, 杂质注入剂量及沟道区杂质的实际分布情况<sup>[13,15]</sup>。

#### (1) 关于对沟道区杂质实际分布的三段近似

图 2(a) 所示为一注入管沟道区杂质沿垂直沟道表面方向的实际分布示意图。大量的计算机工艺模拟 (SUPREM III) 结果表明<sup>[19]</sup>: 对一注入管沟道区的实际杂质分布(如图 2(a) 所示)可采用一三段近似的方法来作逼近(如图 2(b) 所示), 而这种逼近的结果显然要较“BOX”近似分布<sup>[15]</sup>精确得多。

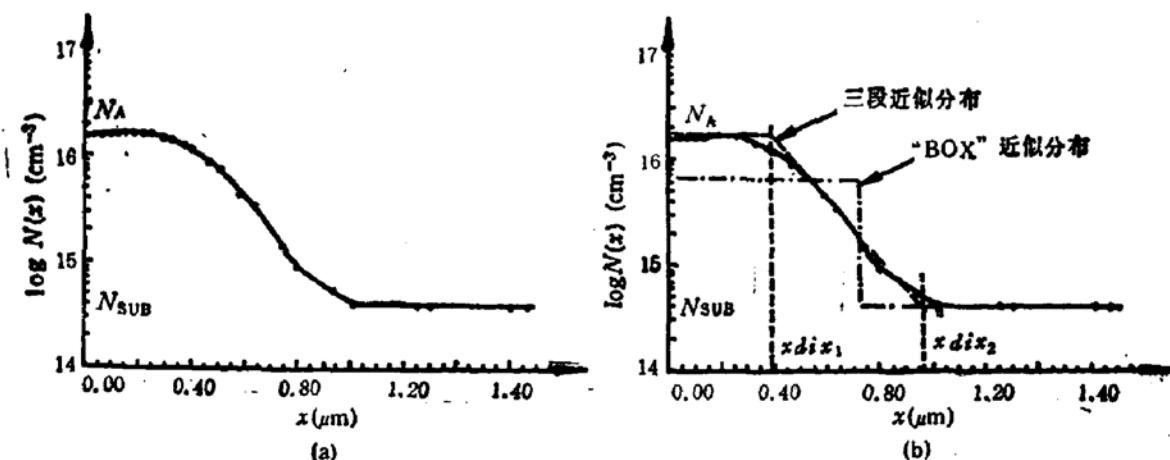


图 2 (a)注入管的沟道区杂质实际分布曲线  
(b)注入管的沟道区杂质三段近似分布或“BOX”分布示意图

$$N(X) = \begin{cases} N_A & 0 < X < X_{dis1} \\ N_A \cdot \left(\frac{N_A}{N_{sub}}\right)^{\frac{X-X_{dis1}}{X_{dis1}-X_{dis2}}} & X_{dis1} \leq X < X_{dis2} \\ N_{sub} & X_{dis2} \leq X < \infty \end{cases} \quad (3)$$

其中:  $X_{dis1}$ ,  $X_{dis2}$  为表征沟道区杂质三段近似分布的二个特殊坐标值(如图 2(b) 所示)。 $X_{dis1}$  值可依工艺模拟结果利用作图法得到。

由

$$D_{impl} \approx \int_0^{X_{dis1}} [N(X) - N_{sub}] dX \quad (4)$$

可得

$$X_{dis2} = \frac{D_{impl} - N_A X_{dis1} + \frac{(N_A - N_{sub})(X_{dis2} - X_{dis1})}{\ln(N_A/N_{sub})}}{\frac{N_A - N_{sub}}{\ln(N_A/N_{sub})} - N_{sub}} \quad (5)$$

## (2) 关于 MOS 管开启时 $\phi_s$ , $Q_{Bmax}$ 及 $X_{dmax}$ 的确定

为简化起见, 本文在建立此新的开启电压模型公式时合理地假设器件在开启时沟道区各处表面势近似相等。以沟道反型层中的电荷密度相对其表面势的变化率等于耗尽层中电荷密度相对其表面势的变化率作为判断一个 MOS 管是否开启的标准<sup>[14]</sup>, 即:

$$\frac{dQ_c(\phi_s)}{d\phi_s} = \frac{dQ_B(\phi_s)}{d\phi_s} \quad (6)$$

(6)式与过去我们使用的零衬偏下沟道区表面势  $\Phi_s = 2\Phi_{FP}$  作为确定 MOS 管是否已开启的标准基本上是一致的, 只不过它考虑到了沟道下垂直于沟道方向的耗尽层电荷密度不为常数这一因素对器件开启电压产生的影响, 这可由(7)式看出。利用(6)式并通过求解泊松方程, 可得:

$$\Phi_s = 2\Phi_{FP} + \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{\int_0^{X_{dmax}} N(X) dX}{N_{sub} X_{dmax}} \right] \quad (7)$$

其中:

$$\Phi_{FP} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{sub}}{n_i} \quad (8)$$

随着衬偏电压  $V_{BS}$  的变化,  $X_{dmax}$  也将发生变化。设  $V_{BS} = V_{BS1}$  时, 沟道下最大耗尽层边缘位于  $X_{dis1}$  处, 即  $X_{dmax1} = X_{dis1}$ , 此时  $\phi_s = \phi_{s1}$ ; 而当  $V_{BS} = V_{BS2}$  时,  $X_{dmax2} = X_{dis2}$ ,  $\phi_s = \phi_{s2}$ 。利用(7)式及泊松方程共同求解可得:

当  $X_{dmax} = X_{dis1}$  时:

$$\Phi_{s1} = 2\Phi_{FP} + \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N_A}{N_{sub}} \right) \quad (9)$$

$$V_{BS1} = \Phi_{s1} + \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N_A}{N_{sub}} \right) - \frac{qN_A X_{dis1}^2}{2\epsilon_{si}\epsilon_0} \quad (10)$$

当  $X_{dmax} = X_{dis2}$  时:

$$\Phi_{s2} = 2\Phi_{FP} + \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{D_{impl}}{N_{sub} X_{dis1}} + 1 \right) \quad (11)$$

$$V_{BS2} = \Phi_{s2} - \frac{q}{\epsilon_{si}\epsilon_0} \left[ \frac{N_A X_{dis1}^2}{2} + \frac{(X_{dis2} - X_{dis1}) D_{impl}}{\ln(N_A/N_{sub})} \right] \quad (12)$$

由理论分析可知: 对于注入管, 当衬偏电压  $V_{BS}$  加大时,  $\phi_s$ ,  $Q_{Bmax}$  及  $X_{dmax}$  将发生变化, 而这种变化却非正比于  $\sqrt{\phi_s - V_{BS}}$ 。事实上, 若要很准确地求解出这三个量随衬偏电压  $V_{BS}$  变化的解析式几乎是不可能的。因此在这里采用的是将理论上的分析结果与数学上的经验拟合相结合起来的方法, 依据  $\phi_s$ ,  $Q_{Bmax}$  和  $X_{dmax}$  随衬偏电压  $V_{BS}$  所实际具有的变化趋势而分别给出表征这三个量变化的恰当的数学近似表达式来。

### (i) 关于 $\phi_s$ 表达式的确定

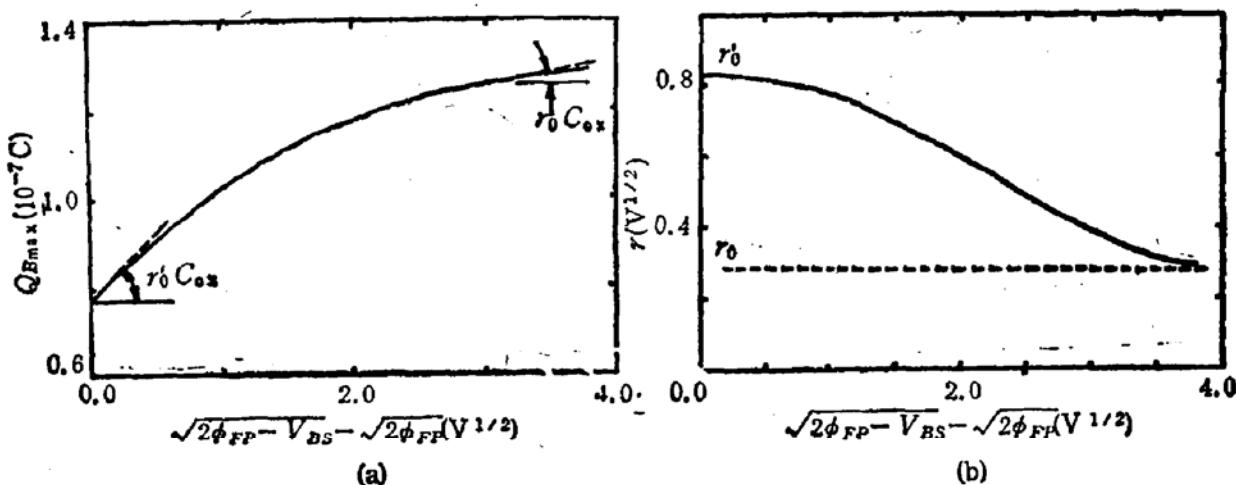


图 3 (a)注入管沟道下耗尽区电荷随衬偏电压变化的示意图  
(b)注入管衬偏系数  $\gamma$  随衬偏电压变化的示意图

由三段近似分布与(7)式可知,当  $|V_{BS}| \leq |V_{BS_1}|$  时,  $X_{dmax} \leq X_{dis_1}$ ,  $\phi_s = \phi_{s_1}$ ; 而当  $V_{BS} = V_{BS_1}$  时,  $X_{dmax} = X_{dis_1}$ ,  $\phi_s = \phi_{s_1}$ 。设定  $\phi_s$  的公式形式如下:

$$\phi_s = \left( \frac{K_{\phi_1} + K_{\phi_1} V_{BS}}{1 + K_{\phi_1} V_{BS}} \right) \cdot 2\Phi_{FP} \quad (13)$$

一般地讲,利用  $V_{BS} = 0$  时,  $\phi_s = \phi_{s_1}$  这一条件可得:

$$\begin{cases} K_{\phi_1} = \frac{\phi_{s_1}}{2\Phi_{FP}} \\ K_{\phi_1} = \frac{\phi_{s_1}/2\Phi_{FP}}{(\phi_{s_1}/2\Phi_{FP} - 1)V_{BS_1}} \end{cases} \quad (14)$$

### (ii) 关于 $Q_{Bmax}$ 表达式的确定

如图 3(a) 所示为对一沟道区杂质呈非均匀分布的 MOS 管,利用泊松方程求解出的其沟道下耗尽电荷随  $(\sqrt{\phi_s} - V_{BS} - \sqrt{\phi_s})$  的变化关系示意图, 图 3(b) 所示则为其相应的衬偏系数  $\gamma$  随  $(\sqrt{\phi_s} - V_{BS} - \sqrt{\phi_s})$  变化的示意图。由图 3(a), (b) 可看出,  $Q_{Bmax}$  随  $\sqrt{\phi_s} - V_{BS}$  的变化为非线性的, 其衬偏系数  $\gamma$  也随  $|V_{BS}|$  的增加而由大到小变化的。可依图 3 所示的曲线变化趋势合理地设定出  $Q_{Bmax}$  的数学表达式如下:

$$\begin{aligned} Q_B(V_{BS}) &\approx K_{\gamma_1} \left( 1 - \frac{V_{BS}}{K_{\gamma_1} V_{BS} + K_{\gamma_1}} \right) \cdot Q_{BO}(V_{BS}) \\ &= -\gamma \cdot C_{ox} \sqrt{2\Phi_{FP} - V_{BS}} \end{aligned} \quad (15)$$

其中:

$$Q_{BO}(V_{BS}) = -\sqrt{2\epsilon_{si}\epsilon_0 q N_{sub}(2\Phi_{FP} - V_{BS})} \quad (16)$$

$$\gamma \approx K_{\gamma_1} \left( 1 - \frac{V_{BS}}{K_{\gamma_1} V_{BS} + K_{\gamma_1}} \right) \cdot \gamma_0 \quad (17)$$

$$\gamma_0 = \frac{\sqrt{2\epsilon_{si}\epsilon_0 q N_{sub}}}{C_{ox}}$$

当  $V_{BS} = 0$  时,

$$Q_B(V_{BS0}) = -qN_A X_{dmax_0} = -\sqrt{4\epsilon_s \epsilon_0 q N_A \ln \frac{N_A}{n_i}}$$

当  $V_{BS} = V_{BS_1}$  时,

$$Q_B(V_{BS_1}) = -q(N_{sub} X_{dis_1} + D_{imp})$$

当  $V_{BS} \gg V_{BS_1}$  时,

$$Q_B(V_{BS}) \approx Q_{BO}(V_{BS})$$

利用上述条件,由(15)式可得:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{r_1} = \sqrt{\frac{N_A \ln(N_A/n_i)}{N_{sub} \ln(N_{sub}/n_i)}} \\ K_{r_2} = \frac{K_{r_1}}{K_{r_1} + 1} \\ K_{r_3} = \frac{V_{BS_1}}{1 - \frac{Q_B(V_{BS_1})}{K_{r_1} Q_{BO}(V_{BS_1})}} - K_{r_1} V_{BS_1} \end{array} \right. \quad (18)$$

### (iii) 关于 $X_{dmax}$ 表达式的确定

在此我们利用数值分析中的三点线性插值公式确定出  $X_{dmax}$  随  $V_{BS}$  变化的数学表达式为:

$$\begin{aligned} X_{dmax} &= X_{dmax_0} \frac{(V_{BS} - V_{BS_1})(V_{BS} - V_{BS_2})}{V_{BS_1} V_{BS_2}} + X_{dmax_1} \frac{(V_{BS} - V_{BS_1})V_{BS}}{(V_{BS_1} - V_{BS_2})V_{BS_1}} \\ &\quad + X_{dmax_2} \frac{(V_{BS} - V_{BS_1})V_{BS}}{(V_{BS_2} - V_{BS_1})V_{BS_1}} \end{aligned} \quad (19)$$

这里需作如下三点说明:

(I) 当  $X_{dis_1} = X_{dis_2}$  时, 沟道区杂质三段近似分布转化为“BOX”分布(如图2(b)所示), 利用  $X_{dis_1}$  处电场及电势均发生跃变的条件

$$\left. \frac{d\phi_s}{dx} \right|_{x_{dis_1}} \quad \text{为一“}\delta\text{”函数}$$

$$\Delta\phi(X_{dis_1}) = \frac{KT}{q} \ln \frac{N_A}{N_{sub}}$$

则上述(13)–(19)式均可完全转化为沟道区杂质为“BOX”近似分布的计算公式<sup>[13,16]</sup>.

(II) 当  $X_{dis_1} = X_{dis_2}$ ,  $D_{imp} = 0$  (即  $N_A = N_{sub}$ ) 时, 沟道区杂质为均匀分布, 则上述(13)–(19)式又可完全转化为均匀分布的计算公式<sup>[15]</sup>.

### (3) 关于对短沟、窄沟效应的修正

在本文中将短沟效应的修正系数设定为一由实验确定的参数  $L_k$ , 则

$$V_{th} \propto \gamma \left( 1 - \frac{l_k}{L_{eff}} \right) \sqrt{2\Phi_{fp} - V_{BS}} \quad (20)$$

关于窄沟效应产生的机理在前已述, 经理论推导和实验证明<sup>[13,16]</sup> 可对窄沟效应用同样利用一由实验确定的参数  $W_k$  来加以修正。

$$V_{th} \propto \gamma_s \sqrt{2\Phi_{pp} - V_{bs}} \quad (21)$$

其中:

$$\gamma_s = \gamma \left( 1 - \frac{l_k}{L_{eff}} + \frac{w_k}{W_{eff}} \right) \quad (22)$$

#### (4) 关于对平带电压 $V_{FB}$ 的修正

在小尺寸 MOS 器件中,由于受到源漏 PN 结在沟道区一侧耗尽层的影响,其平带电压将较大尺寸 MOS 管的平带电压  $V_{FB0}$  来讲要有一些变化<sup>[10,11]</sup>,这也是近年来才引起人们注意的一个实际问题。但限于对此现象还未有太成熟的理论解释,在本文中故采用一经验公式来对  $V_{FB0}$  加以修正

$$V_{FB} = V_{FB0} + \frac{l_{V_{FB}}}{L_{eff}} \quad (23)$$

其中:  $l_{V_{FB}}$  为一实验拟合常数,大致数量级为  $0.05\mu\text{m} \cdot \text{V} - 0.1\mu\text{m} \cdot \text{V}$ <sup>[11]</sup>。在本文的实验证过程中,我们取  $L_{V_{FB}} = 0.078\mu\text{m} \cdot \text{V}$ <sup>[17]</sup>。

#### (5) 关于对 DIBL 效应的修正<sup>[8,9]</sup>

一般地讲 DIBL 效应对短沟 MOS 管的开启特性影响很大,但目前对此效应的修正还仅仅停留在使用一些经验、半经验的修正公式上。本文采用一与理论分析<sup>[9,18]</sup>相一致的半经验型公式来对此效应加以修正。(24)式给出了由 DIBL 效应引起的 MOS 管开启电压的变化量。

$$\Delta V_{th} = \eta \cdot [2(\Phi_{bi} - V_{bs}) + V_{ds}] \quad (24)$$

其中:

$$\eta = \eta_0 \frac{T_{o1}}{X_{dmax}} \cdot \exp\left(\frac{-\pi L_{eff}}{1.98 X_{dmax}}\right) \quad (25)$$

$$\Phi_{bi} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{SD} N_{sub}}{n_i^2}\right)$$

$$\eta_0 = 4 \quad (\text{为一经验数据})$$

#### (6) 考虑沟道区杂质非均匀分布的微米级 MOS 管开启电压的解析模型

将(13),(15),(21),(23)和(24)五式合并,则可得:

$$V_{th} = V_{FB} + \Phi_s + \gamma_s \sqrt{2\Phi_{pp} - V_{bs}} - \eta[2(\Phi_{bi} - V_{bs}) + V_{ds}] \quad (26)$$

上述新开启电压公式与原 SPICE II-MOS2, MOS3 中的开启电压公式从形式上看基本相同,但它却已有了根本性的改进。

(i) 对沟道区非均匀掺杂给 MOS 管开启电压带来的影响作了较合理的半经验型修正。

(ii) 利用实验拟合参数  $L_k, W_k$  合理地对 MOS 管所具有的短沟、窄沟效应进行了修正,同时也简化了模型公式,并改正了在 MOS2, MOS3 模型中关于窄沟效应产生机理方面所存在的严重错误。

(iii) 对 DIBL 效应重新作了较合理的修正。

(iv) 对短沟 MOS 管所具有的平带电压随沟长尺寸的变化作了必要的修正。

由实验证明式(26)在用于 MOS 管或 MOS 电路模拟时,具有极好的一致性。在各

参数均不改变的情况下, 可用于  $L_{\text{eff}} \geq 1\mu\text{m}$  的单管或电路模拟并具有较高的精度。其中参数  $L_K, W_K$  对  $V_{\text{th}}$  值的影响较大, 也即此模型公式对  $L_K, W_K$  的灵敏度较高。

#### 四、开启电压模型公式的实验验证

##### (1) 实验的准备

为配合对(26)式的正确性及所具有的精度进行具体的实验验证, 特流水制备了一可供进行各种电特性及工艺参数测量的测试芯片。此测试芯片采用全离子注入, 红外瞬态退火等先进的 NMOS 工艺制作而成。其最细光刻多晶硅栅条为  $1\mu\text{m}$ , 最窄沟道宽度为  $2\mu\text{m}$ , 栅氧厚度为  $319\text{\AA}$ , 最小铝接触孔为  $4 \times 4\mu\text{m}^2$ 。具体的电参数测量是采用逐点测试法, 其最大工作电压为  $V_{DS} = 5\text{V}$ ,  $V_{GS} = 5\text{V}$ ,  $V_{BS} = -5\text{V}$ 。

##### (2) 模型参数的分类

- (i) 完全由工艺条件决定的模型参数  $T_{ox}, D_{\text{impl}}, N_{\text{sub}}$ ;
- (ii) 利用 SUPREM III 工艺模拟结果, SEM 测试结果等直接得到的模型参数  $N_A, X_{\text{dist}}, V_{FB0}$ ;
- (iii) 对所得的测试数据进行较严格的数学处理后所提取出的拟合参数  $L_K, W_K$  (由于受到工艺水平的限制,  $L_{V_{FB}}$  现还只能为经验拟合参数)。

图 4 所示为四种不同尺寸的 MOS 管开启电压  $V_{\text{th}}$  值随  $(\sqrt{2\phi_{FP}} - V_{BS}) - \sqrt{2\phi_{FP}}$  的变化曲线, 其中 MOS 管的宽长比  $(\frac{W}{L_{\text{eff}}})$  分别为  $\frac{20.8}{16.3}$  (大尺寸),  $\frac{20.8}{1.85}$  (短沟),  $\frac{20.8}{1.3}$  (短沟) 和  $\frac{3.8}{20.3}$  (窄沟), SUPREM III 工艺模拟结果也相应地绘成曲线画在图 4 中。由

图 4 可见,  $V_{\text{th}}$  值随  $(\sqrt{2\phi_{FP}} - V_{BS}) - \sqrt{2\phi_{FP}}$  的变化由急到缓实际上正是验证了注入型增强 MOS 管沟道下耗尽层随  $V_{BS}$  的变化不再满足(1)、(2)二式这一分析结果。

图 5 所示为 MOS 管开启电压  $V_{\text{th}}$  随沟长或沟宽变化的模拟值与实测结果对比曲线。由此图可看出, 对同一工艺制得的 MOS 管其窄沟效应相对于短沟效应来讲对器件的开启电压影响要大些, 这也正是被许多器件模拟结果所证明了的结论。

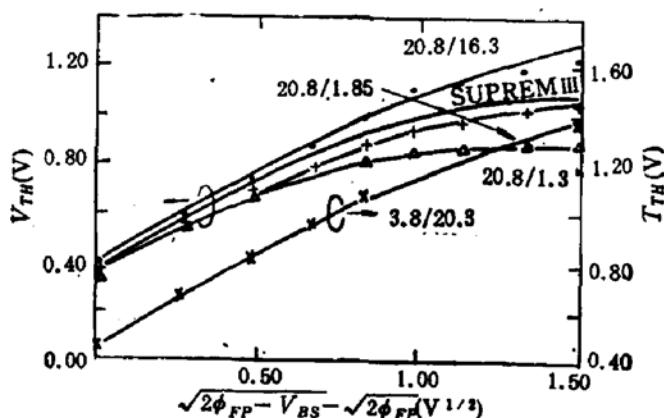


图 4 四种不同尺寸的 MOS 管开启电压  $V_{\text{th}}$  随衬偏电压的变化曲线, 其中“●, ▲, +, ×”均为实验点。

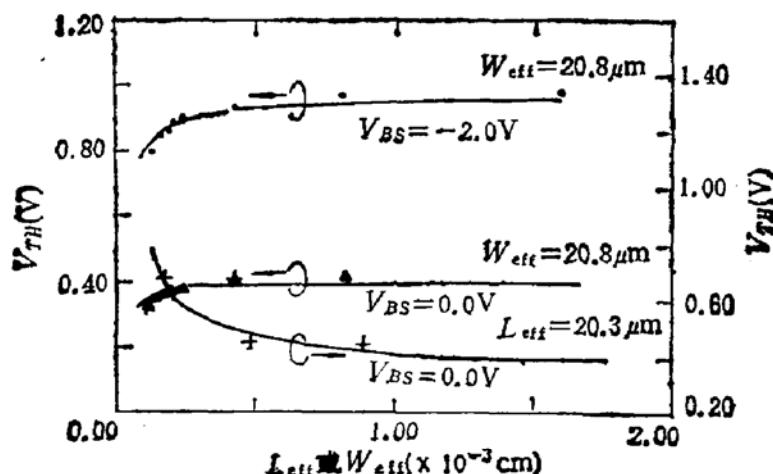


图5 不同沟长或沟宽的 MOS 管, 其开启电压  $V_{th}$  随尺寸的变化曲线(点为实验点)

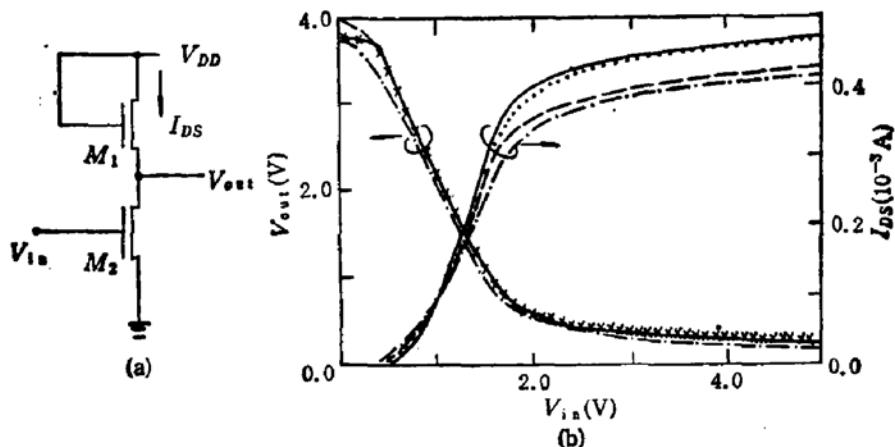


图6 (a)E/E NMOS 反相器. 其中  $M_1(20.8/16.3)$ ,  $M_2(20.8/1.85)$   
(b)E/E NMOS 反相器输出特性和负载电流.

其中“○, ×”为实测值 “—”为 MOS5, “---”为 MOS2, “- - -”为 MOS3

我们将此开启电压模型公式结合新建的 MOS 管电流模型公式(本文略)装入原 SPICE II 程序中, 达到了实用的目的。图 6 所示正为用此程序对一 E/E NMOS 反相器的输出特性及流经负载管的电流的模拟与实测结果对比曲线, 其中负载管  $M_1$  与驱动管  $M_2$  的宽长比分别为  $\frac{20.8}{16.3}$ 、 $\frac{20.8}{1.85}$ 。实验结果表明: 利用此模型公式对电路进行静态模拟时, 其精度高于 MOS2, MOS3 模型。主要原因之一就在于反相器负载管的衬偏电压是随输出电压的变化而发生变化, 这导致了它的开启电压  $V_{th}$  值也发生变化。但在 MOS2, MOS3 模型中, 由于开启电压  $V_{th}$  公式本身是不准确的, 它随  $|V_{BS}|$  的增加而与实际值相差越来越大(如图 1 所示), 因此必导致电流的模拟值与实测值之间有较大的偏差存在。

## 五、结 论

本文以具体的实验为基础, 在对 SPICE II-MOS2, MOS3 模型中所存在的问题进行了理论分析基础之上, 建立了一个适用于电路模拟的微米级 MOS 管开启电压模型。与

MOS2, MOS3 模型相比, 此新模型较好地解决了注入管中所存在的问题。此模型具有以工艺参数为主, 模型参数简单易得, 物理意义比较明确等特点。经实验证明: 此模型适用于各种工艺条件下制得的各种尺寸增强型 MOS 管的电路模拟。对静态电路模拟时所得的结果具有较高的精度。

### 参 考 文 献

- [1] R. H. Dennard, et al., *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-9, 251(1974).
- [2] P. K. Ko, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-31, 1386 (1984).
- [3] T. Grotjohn, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-19, 100 (1984).
- [4] C. Y. Wu, et al., *Solid State Electronics*, SSE-27, 651 (1984).
- [5] C. R. Viswanathan, et al., *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-32, 932 (1985).
- [6] L. A. Glasser, et al., *The Design and Analysis of VLSI Circuit*, Addison-Wesley Publishing Company 1984.
- [7] 徐震生等, *VLSI CM4016 16K(2K×8)-SRAM 研究技术总结*, 清华大学微电子所(1985).
- [8] R. R. Troutman, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-14, 383(1979).
- [9] Chenming Hu, IEDM, 176(1983).
- [10] J. W. Schrankler, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-32, 1001 (1985).
- [11] S. Liu, et al., *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-17, 983 (1982).
- [12] L. M. Dang, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-14, 385(1979).
- [13] 张钟宣等,  $3\mu\text{m}$  工艺 MOS 管模型参数的实验提取, *微电子学与微计算机*, No. 3, 31(1986).
- [14] H. Feltl, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-24, 288(1977).
- [15] S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Device*, John Wiley Inc. 1981.
- [16] C. Y. Wu, et al., *Solid State Electronics*, SSE-28, 1271 (1985).
- [17] 刘军, *实用于电路模拟的短沟( $1.0-1.5\mu\text{m}$ ) MOSFET 解析模型的研究*, 清华大学微电子所, 硕士论文(1987).
- [18] 陈大同, *亚微米 MOSFET 阈电压及穿通电压的分析和器件的优化设计*, 清华大学微电子所, 博士论文(1987).
- [19] 刘军,  *$2\mu\text{m}$  N阱 CMOS 工艺结构的研究*, 清华大学微电子所, 学士论文(1985).

## Micron Size MOSFET's Analytic Model of Threshold Voltage Used to Circuit Simulation

Liu Jun and Xu Jiasheng

(Institute of Microelectronics, Tsing Hua University, Beijing)

### Abstract

Based on the research of the problems existing in SPICE II-MOS2, MOS3 models, a new micron size MOSFET's analytic model has been set up, which is suitable for the circuit simulation (in this paper, only the threshold voltage model has been concerned). This new model has been put into the SPICE II programme successfully. Proved by the experimental results, this model can be used to simulate the  $V_{th}$  of various size E-MOSFETS which are fabricated using various process conditions. Compared with MOS2 or MOS3 model, the advantages of this model are that its parameters are simple, easily obtainable, and explicit in physical meaning. It takes technological process parameters as its main character. It is concluded that this model can meet the needs of designing art-of-state VLSI.

**KEY WORDS:** Threshold voltage, Circuit simulation, Short channel, Small-geometry effects, Nonuniform distribution