

短沟道 MOS FET 亚阈值电流 的解析模型*

陈登元 汤庭鳌

(复旦大学电子工程系, 上海)

C. A. Paz de Araujo

(University of Colorado at Colorado Springs, U. S. A.)

1988年3月18日收到

利用二维泊松方程的解析解, 得到了短沟道 MOS FET 亚阈值电流的解析模型。在弱反型区, 解析模型的结果与数值模拟的结果符合较好。

主题词: 阈值电压, 亚阈值电流, 表面势

一、引言

MOS FET 亚阈值电流特性的研究一向为人们所重视。这是因为亚阈值区的特性对低压、低功耗电路的应用非常重要。例如, MOS FET 在数字电路及记忆电路中作为一个开关, 其开启和关闭是由它的亚阈值特性来决定的。随着 MOS FET 尺寸的减小, 长沟道亚阈值电流模型已不再适用。尤其是当沟道长度小至微米或亚微米时, 必须用短沟道 MOS FET 的亚阈值电流模型来代替长沟道 MOS FET 的模型才能得到符合实际的结果。

对于长沟道 MOS FET 的亚阈值电流特性已作了较多的研究工作^[1-4, 6-8]。一般采用的有数值方法^[1-3]或设定参数法^[1-2]。数值方法的优点是能得到较精确的结果, 但所费机时甚多。设定参数法因参数值随不同器件而改变, 因而不适于器件的模拟和电路的分析。J. R. Brew^[6-7]的解析模型在长沟道 MOS FET 的亚阈值电流模型中是较好的, 但不适用于短沟道 MOS FET。当沟道缩短时, 长沟道模型不再适用的主要原因是沿沟道的表面势不再是常数, 而是随沟道中不同位置而变, 通常, 表面势在源漏之间某个位置有一个极小值^{[11][12][14]}。这是短沟道 MOS 管与长沟道 MOS 管的一个显著不同点。Taylor 首先提出了一个短沟道 MOS FET 亚阈值电流的解析模型^[9], 但此模型中仍假定沿沟道的表面势是常数。Poole 等人^[11]的解析模型虽然考虑了表面势不为常数, 但他们在模型中作了一些不太合理的假设, 例如以级数表示的表面势只取一项近似, 引进较大误差。而

* 本工作由电子部基金项目资助。

且表面势模型的物理意义也不太明确。

本文在先前工作的基础上^[12], 提出一个较明确的表面势模型, 从而得到短沟道 MOS 管的亚阈值电流模型。本文第二部份是原理部份, 导出亚阈值电流与表面势的关系并得到表面势的解析表达式。第三部份是将本模型的计算结果与数值模拟的结果进行比较, 并进行一些讨论。第四部份是结论。

二、原 理

众所周知, 当加在 MOS 场效应管上的栅极电压 V_G 小于阈值电压 V_T 时, 管子工作在亚阈值区即弱反型区。当 V_G 大于 V_T 时, 管子工作在强反型区。在弱反型时, 对于长沟道 MOS 管, 沿沟道的表面势可看成常数, 因此沿沟道方向的电场可视为零。这时漏源电流主要是扩散电流。可采用类似于均匀基区晶体管中求集电极电流的方法来求亚阈值电流, 即有:

$$I_D = -qD_s A \frac{dn}{dx} = qD_s A \left[\frac{n(0) - n(L)}{L} \right] \quad (1)$$

式中 A 是沟道的截面积。 $n(0)$ 和 $n(L)$ 分别为源端和漏端处的电子浓度, 它们分别由下式给出:

$$n(0) = n_{p_0} e^{\beta\phi_s} \quad (2)$$

$$n(L) = n_{p_0} e^{\beta\phi_s - \beta V_D} \quad (3)$$

其中 ϕ_s 是靠近源区的表面势, $\beta = \frac{q}{kT}$, 截面积 A 是沟道宽度 W 与沟道厚度的乘积。沟道的有效厚度为 $kT/q\epsilon_s$, ϵ_s 是弱反型表面电场。根据高斯定理, ϵ_s 与 ϕ_s 的关系为:

$$\epsilon_s = -\frac{Q_s}{\epsilon_{s1}} = \sqrt{\frac{2qN_A\phi_s}{\epsilon_{s1}}} \quad (4)$$

将(2)、(3)及(4)式代入(1)式, 并利用爱因斯坦关系 $D_s = \mu_s \frac{kT}{q}$, 便可得到

$$I_D = \mu_s \left(\frac{W}{L} \right) \frac{a C_{ox}}{2\beta^2} \left(\frac{n_i}{N_A} \right)^2 (1 - e^{-\beta V_D}) e^{\beta\phi_s} (\beta\phi_s)^{-\frac{1}{2}} \quad (5)$$

式中 a 与德拜长度 L_D 的关系为

$$a = \sqrt{2} C_{ox} \cdot \left(\frac{\epsilon_{s1}}{L_D} \right) \quad (6)$$

$$L_D = \sqrt{\frac{kT\epsilon_{s1}}{N_A q^2}} \quad (7)$$

对于短沟道 MOS 场效应管, 表面势 ϕ_s 不再是常数^[11, 12]。利用笔者先前得到的二维泊松方程的解析解^[12]:

$$\phi(x, y) = V_{ss} + \frac{V_D}{L} x + \sqrt{\frac{2}{L}} \sum A_n(y) \sin \frac{n\pi}{L} x \quad (8)$$

其中

$$A_n(y) = C_n e^{r_n y} + D_n e^{-r_n y} - \frac{f_n}{r_n^2} \quad (9)$$

$$C_n = \frac{\sqrt{\frac{2}{L}} \left(\frac{L}{n\pi} \right) \{ [1 - (-1)^n] (V_G - V_{FB}) + (-1)^n (V_{ss} + V_D) - V_{ss} \} + \frac{f_n}{r_n^2}}{\left(1 - r_n t_{ox} \frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{ox}} \right) + \left(1 + r_n t_{ox} \frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{ox}} \right) e^{2r_n d}} \quad (10)$$

$$D_n = C_n e^{2r_n d} \quad (11)$$

$$r_n = \frac{n\pi}{L} \quad (12)$$

$$f_n = \sqrt{\frac{2}{L}} \frac{qN_A}{\epsilon_{Si}} \left(\frac{L}{n\pi} \right) [1 - (-1)^n] \quad (13)$$

式中 V_{ss} 为源处内建势, V_D 为漏极电压, t_{ox} 为氧化层厚度, d 为沟道耗尽层厚度。由(8)式可得表面势公式:

$$\begin{aligned} \phi_s(x) &= \phi(x, 0) \\ &= V_{ss} + \frac{V_D}{L} x + \sqrt{\frac{2}{L}} \sum A_n(0) \sin \frac{n\pi}{L} x \end{aligned} \quad (14)$$

其中

$$A_n(0) = C_n (1 + e^{2r_n d}) - \frac{f_n}{r_n^2} \quad (15)$$

利用(5)式和(14)式就能得到短沟道 MOS 场效应管的亚阈值电流。

三、解析结果与数值模拟结果的比较和讨论

在计算亚阈值电流之前, 先将表面势解析解(14)式与 Poole 等人的文章^[11]所提供的二维数值模拟结果进行比较。图 1 给出二者的比较。所用 MOS 管的沟道长度为 0.55 μm, P 型衬底的掺杂浓度为 $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, 氧化层厚度 $t_{ox} = 340 \text{ Å}$, 漏极电压 $V_D = 5 \text{ V}$, V_G 分别为 2.0V 和 2.2V。图中数值模拟的管子其栅压为 2.2V。由图 1 可知解析模型的 ϕ_s 略大于数值模拟值, 但二者极小值的位置基本相符。

图 2 给出由本解析模型计算得到的亚阈值电流与衬底电压的关系及其与数值模拟结果的比较。所用 MOS 管的参数与前述相同。其中 $R = X/L$ 的比值取为 0.35。如图所示解析结果与用数值法计算的结果基本相符, 对于 $V_G = 2.0 \text{ V}$ 情况符合更好。

图 3 给出在亚阈值电流解析模型中取不同 $R = X/L$ 比值时, 亚阈值电流 I_D 与衬底偏置电压 V_{BG} 的关系。在计算图 2 的亚阈值电流时取 $R = 0.35$, 即取 $X = 0.1925 \mu\text{m}$ 。在该处表面势为极小值。由图 3 可看出亚阈值电流随 R 值的变化很有规律, 而且它有一个极小值。此极小值所对应的 X/L 比值就是在计算亚阈值电流时应取的值。由此可见, 在表面势为极小值时, 在同样条件下亚阈值电流也取极小值。

图 4 给出亚阈值电流与栅极电压的关系。MOS 管的沟道宽度为 $W = 20 \mu\text{m}$ 。图中的七条曲线对应于七种不同的 R 比值, 其分布规律同样符合上述理论分析。即表面势取极小值时的 R 值也使亚阈值电流为极小值。由图可知, 当 $R = 0.3 \sim 0.4$ 时, 亚阈值电流为

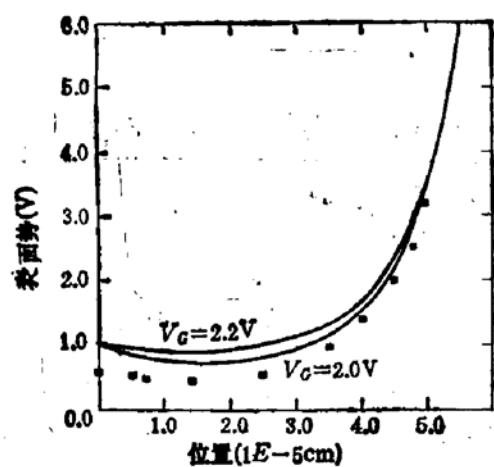


图 1 沟道中表面势分布比较图
——解析结果 ■ ■ ■ 数值结果

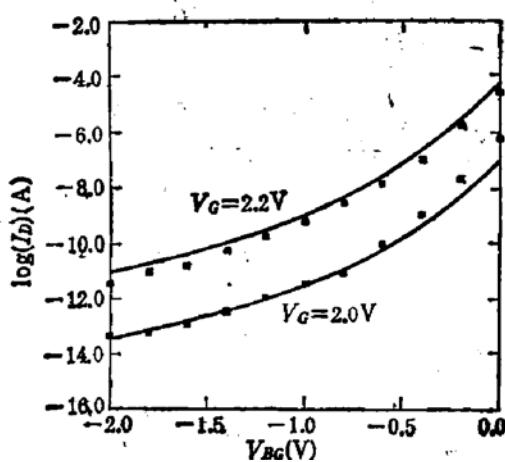


图 2 亚阈值电流与衬底电压的关系
——解析结果 ■ ■ ■ 数值结果
 $V_G = 2.2 \text{ V}$ $V_G = 2.0 \text{ V}$ $L = 0.55 \mu\text{m}$ $N_A = 1.0 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ $t_{ox} = 340 \text{ \AA}$ $V_D = 5.0 \text{ V}$

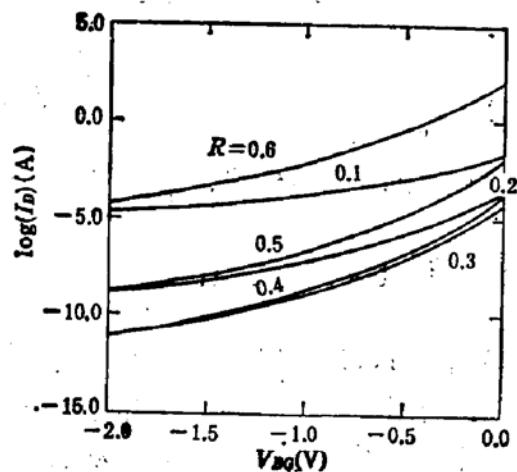


图 3 不同 R 值时亚阈值电流与 V_{BG} 的关系图
 $V_D = 5.0 \text{ V}$ $L = 0.55 \mu\text{m}$ $N_A = 1.0 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$
 $t_{ox} = 340 \text{ \AA}$ $V_G = 2.2 \text{ V}$

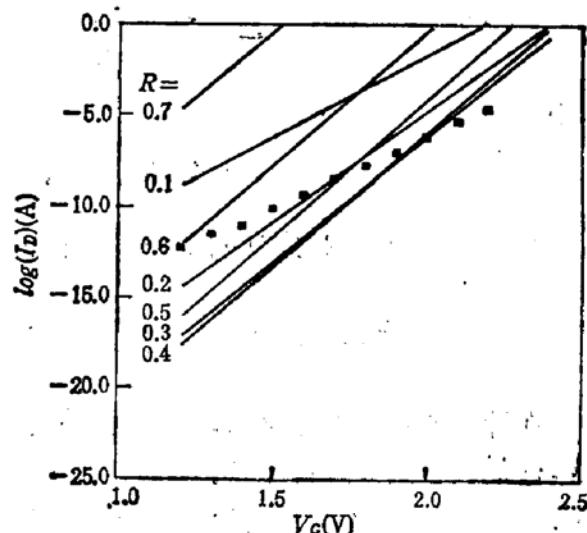


图 4 亚阈值电流与栅极电压关系图
——解析结果 ■ ■ ■ 数值结果
 $L = 0.55 \mu\text{m}$ $N_A = 1.0 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$
 $V_{BG} = 0.0 \text{ V}$ $W = 20.0 \mu\text{m}$

极小值。在 $V_G = 2.0 \text{ V}$ 附近, 由解析模型得到的亚阈值电流与数值计算的结果完全相符。在此范围以外, 二者有一定的差距。这个结果是合理的。因为在本例的工艺条件及偏置条件下, 根据阈值电压模型^[12]可以算出 $V_T = 2.24 \text{ V}$, 而 $\phi_F = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} = 0.40 \text{ V}$ 。通常认为亚阈值区是在 $V_G = 1.84 \sim 2.24 \text{ V}$ 的范围内。由图可见在此亚阈值区范围内解析模型与数值计算结果是基本相符合的。因此, 用本解析模型来讨论短沟道 MOS 管处于亚阈值工作区的电流是可行的。从图 4 还可看出曲线的斜率随 R 周期性变化, $R \rightarrow 0.5$ 时, s 为最小。从数字推导也可予以说明。

$$\frac{\partial \ln I_D}{\partial V_G} = \frac{\partial \ln I_D}{\partial \phi_s} \cdot \frac{\partial \phi_s}{\partial V_G}$$

$$-\left(\beta - \frac{1}{2\phi_s}\right) \cdot \left(\frac{2}{L}\right) \sum_n \frac{[1 - (-1)^n](1 + e^{2r_n d}) \sin r_n x}{\left(1 - r_n t_{ox} \frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{ox}}\right) + \left(1 + r_n t_{ox} \frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{ox}}\right) e^{2r_n d}} \quad (16)$$

$$s = \frac{\ln 10}{\left(\beta - \frac{1}{2\phi_s}\right) \left(\frac{2}{L}\right) \sum_n \frac{[1 - (-1)^n](1 + e^{2r_n d}) \sin n\pi R}{\left(1 - r_n t_{ox} \frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{ox}}\right) + \left(1 + r_n t_{ox} \frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{ox}}\right) e^{2r_n d}}} \quad (17)$$

由于 $\beta \approx 40, \phi_s \approx 0.5 \sim 6V$, 故 R 的变化对 $\left(\beta - \frac{1}{2\phi_s}\right)$ 的影响可以忽略。在 \sum 项中, 当 $R = 1/2$ 时 $\sin n\pi R$ 最大, 因此 s 最小。

根据亚阈值电流的表达式(5), I_D 与 V_D 的关系可描述如下: 当 $V_D < 0.1V$ 时, I_D 随 V_D 的增加而减小。当 $V_D \geq 0.1$ 伏时, 指数项数值很小, 其影响可以忽略, 亚阈值电流与漏极电压的关系通过 ϕ_s 表现出来。对于长沟道 MOS 管, ϕ_s 可看成常数, 因而 I_D 与 V_D 基本无关。对于短沟道 MOS 管, ϕ_s 由公式(14)给出。显然 ϕ_s 随 V_D 的增大而增大, 因此 I_D 也随 V_D 的增加而增大。

四、结 论

将二维泊松方程解析解所得到的表面势模型用于计算短沟道亚阈值电流, 在弱反型区域内, 解析模型的结果与数值模拟的结果相符。因此本解析模型能较好地反型出短沟 MOS FET 的亚阈值特性。在本文采用的二维泊松方程解析解时曾引进了源漏结为无限深结的假设以及衬底杂质浓度是常数的假设。对于衬底杂质非均匀分布及考虑有限结深影响的情况将于另文中讨论。

参 考 文 献

- [1] M. B. Boron, *Solid-State Electronics*, 15, 293(1972).
- [2] R. R. Trutman et al., *IEEE Trans. on Circuit Theory* CT-20, 659(1972).
- [3] R. J. Van Overstraeten et al., *IEEE ED-20*, 1150(1973).
- [4] R. R. Trutman, *IEEE Trans. Electron Device* ED-22, 1049(1975).
- [5] G. W. Taylor, *IEEE Trans. Electron Device* DE-25, 337(1978).
- [6] J. R. Brews, *IEEE Trans. Electron Device* ED-26, 1282(1979).
- [7] J. R. Brews, *Solid-State Electronics*, 21, 345(1978).
- [8] S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, John Wiley Sons, Inc. (1978).
- [9] K. N. Ratnakumar et al., *IEEE Solid-State Circuits*, SC-17, 937(1982).
- [10] Tim Grotjohn et al., *IEEE Trans. Electron Device* ED-31, 251(1984).
- [11] D. R. Poole et al., *IEEE Trans. Electron Device Lett.*, EDL-5, 443(1984).
- [12] 汤庭鳌等, 第五届集成电路和硅材料会议论文集, 207(1987).
- [13] David B. Scott et al., *IEEE Solid-State Circuit*, SC-14, 633(1979).
- [14] T. Toyabe et al., *IEEE Trans. Electron Device*, ED-26, 453(1979).

Analytical Model of Subthreshold Current for Short Channel MOSFET

Chen Dengyuan Tang Tingao

(*Fudan University, Shanghai*)

Carlos Araujo

(*University of Colorado at Colorado Springs, U. S. A.*)

Abstract

The analytical solution of two-dimensional Poisson's Equation has been used to obtain the analytical model of subthreshold current for short channel MOSFET. In the scope of weak inversion area, the analytical solution is in good accordance with the numerical result.

KEY WORDS: Threshold Voltage, Subthreshold Current, Surface Potential