

异质结绝缘栅场效应晶体管(HIGFETs)高场区静态特性模型和栅泄漏电流研究*

顾 聪 王德宁 王渭源

(中国科学院上海冶金研究所)

1990年2月14日收到

本文在改进型电荷控制模型基础上,结合 GSW 速度场特性,提出了适用于 HIGFETs 器件的新的高场区 ($I_D > I_{D_s}$) 的静态特性模型,从而导出了 $I - V, I_{D_s}, V_{D_s}, g_m, g_D$ 和 C_G 等参数的解析表示式。计算结果和文献实测值符合甚好。在此基础上,本文还提出了栅泄漏等效电路模型,对其起因和影响因素,及其对 g_m, g_D 及 C_G 的影响,以及降低其影响的途径等进行了讨论。计算结果与实测值也较符合。

主题词 HIGFETs, 静态特性模型, 栅泄漏模型, 解析表式, 高场区特性

一、引言

近年来发展高速电子器件中,互补型绝缘栅场效应晶体管(HIGFETs)^[1-4]有可能为低功耗、超高速集成电路(IC)所采用。为此,提出用于 IC 的模拟分析和准确的器件解析模型是十分必要的。

在 MESFETs 器件方面,基于沟道中有效电子迁移率和饱和速度的各种解析^[5,6]和数值模型^[7,8]都已发表。但对 HIGFETs,由于存在亚能级,其二维电子气密度 n_s 与费米能级 E_F 不呈简单的线性关系,以及高场下因有栅泄漏电流而使电导 $g_D \neq 0$ 。新的模型必需考虑这两因素而有所发展。

本文在改进型电荷控制模型基础上,提出了新的高场区的静态特性模型,并用等效电路模型来分析高场区栅泄漏电流的产生原因和影响因素,为 HIGFETs 提供最佳结构参数。

二、高场区静态特性模型

HIGFETs 器件结构和能带分布的示意图,请参阅文献[1],导带一般分裂成二个子能级 E_0 和 E_1 。根据文献[5]的推导,对 HIGFETs 必需考虑亚开启区的变化,其费米能级 E_F 和二维电子气密度 n_s 或空穴气密度 P_s 分别有如下关系:

* 本课题得到国家自然科学基金的资助。

$$E_{F_i} = A_n n_i^{1/2} - V_{o_n} \quad (1a)$$

$$E_{F_i} = A_p P_i^{1/2} - V_{o_p} \quad (1b)$$

式中与温度有关的常数 A_n 、 A_p 以及 V_{o_n} 、 V_{o_p} 的定义和表式可参阅文献[5]。

由式(1)结合文献[5]推导, 可得 n_i (或 P_i) 与器件电学参数间的关系:

$$qn_i = \frac{\epsilon_2}{d} [V_G - V_r - (A_n n_i^{1/2} - V_{o_n})] \quad (2)$$

这里 ϵ_2 和 d 分别为 GaAlAs 层的介电常数和厚度, V_G 为栅电压, $V_{bin} = \phi_b - \Delta E_c$, ϕ_b 为栅金属和 GaAlAs 层间的肖特基势垒高度, ΔE_c 为导带的不连续性而引起的分离能。对 P 沟道 HIGFETs 也有类似关系。式(2)也可改写为:

$$qn_i = \frac{\epsilon_2}{d} \left[(V_G - V_r)^2 - \frac{KF}{2} \right] \quad (3)$$

其中 $V_r = V_{bin} - V_{o_n} - \frac{\epsilon_2 A_n^2}{4dq} = V_{th} - \frac{\epsilon_2 A_n^2}{4dq}$, $KF = \left[\frac{\epsilon_2 A_n^2}{dq} \right]^{1/2}$, V_{th} 为开启电压。

如果考虑沟道电压 $V(x)$ 或 $n_i(x)$ 沿沟道长度 x 方向上变化, 则式(3)中的 V_G 应该用 $V_G - V(x)$ 来代替。

$$qn_i(x) = \frac{\epsilon_2}{d} \left[(V_G - V(x) - V_r)^2 - \frac{KF}{2} \right]^2 \quad (4)$$

为了研究高场区静态特性, 我们将沟道划分为两个区域(图 1), L_1 表示低场区, L_2 表示高场区。

首先考虑低压情况。即漏偏压 V_D 小于饱和电压 V_{DS} , 此时 $I_e < I_{DS}$ 。按文献[9], 沟道电流有如下关系:

$$I_D = qn_i(x)Wv(x) \quad (5)$$

这里 W 是沟宽, $v(x)$ 为 x 方向上电子飘移速度。电子速度场的 GSW 关系式为:

$$v(x) = v_s \left(1 - \exp \left(\frac{\epsilon(x)}{\epsilon_s} \right) \right) \quad (6)$$

这里 v_s 为电子饱和飘移速度, $\epsilon_s = \frac{v_s}{\mu_n}$, μ_n 为 GaAs 的低场迁移率。将式(4)、(6)代入式(5)可得:

$$\epsilon(x) = \frac{dV(x)}{dx} = -\epsilon_s \ln \left\{ 1 - \frac{I_D}{A[(V_G - V(x) - V_r)^2 + V_0]^2} \right\} \quad (7)$$

这里 $A = \frac{W\epsilon_2}{d}$, $V_0 = \frac{KF}{2}$ 。令 $u(x) = \frac{I_D}{A[(V_G - V(x) - V_r)^2 + V_0]^2}$, 则式(7)的积分式为:

$$B_1(\rho) = B_2(u(L_1)) + G^{1/2}[B_3(\rho) - B_4(u(L_1))] = -\frac{A\epsilon_s L_1}{I_D} \quad (8)$$

这里

$$B_1(\rho) = \int_1^\rho \frac{du}{u^2 \ln(1-u)}, \quad B_2(u(L_1)) = \int_1^{u(L_1)} \frac{du}{u^2 \ln(1-u)}, \\ B_3(\rho) = \int_1^\rho \frac{du}{u^{3/2} \ln(1-u)}, \quad B_4(u(L_1)) = \int_1^{u(L_1)} \frac{du}{u^{3/2} \ln(1-u)}, \quad (9)$$

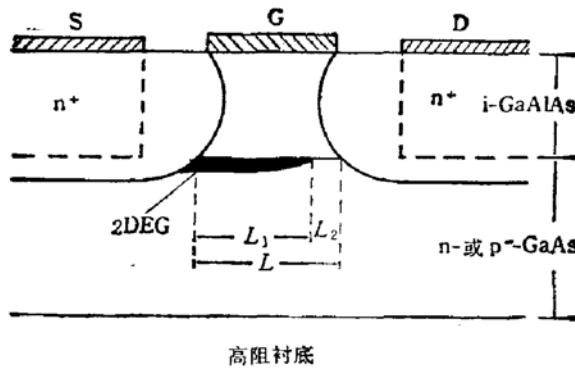


图 1 n 沟 HIGFETs 的结构示意图

$$\rho = \frac{I_D}{A[(V_G - V_r - I_D R_s)^{1/2} - V_0]^2},$$

$$u(L_1) = \frac{I_D}{A[(V_G - V_r + I_D R_D - V_D)^{1/2} - V_0]^2},$$

$$G = \frac{I_D}{AV},$$

其中 ρ 与 $B_1(\rho)$ 等关系可先积分成数值表以备查用, 这样给计算带来很大方便.

当 I_D 达到 I_{DS} 时, 相应的偏压为 V_{DS} , $u(L_1) = 1$, 则式(8)可简化为:

$$B(\rho) = B_1(\rho) + G^{1/2} B_3(\rho) = - \frac{A \varepsilon_c L_1}{I_D} \quad (9)$$

在理想状态时, 即使偏压超过 V_{DS} , $I_D = I_{DS}$, 为一常数. 实际情况由于存在栅泄漏电流, $I_D > I_{DS}$, 或电导 $g_D \neq 0$. 引入沟道长度调变效应(参考图 1), 当 $V_D = V_{DS}$ 时, 沟道近漏端夹断, 随着 V_D 继续增加, 半导体表面各点电位 $V(x)$ 将相应提高, 于是夹断区向源端扩展, 高场区 L_2 变长, 低场区 L_1 缩短. $V_D > V_{DS}$ 时的漏电流以 I'_D 表示:

$$I'_D = - \frac{I_{DS}}{1 - \frac{L_2}{L}} = \frac{I_{DS}}{\frac{L_1}{L}}$$

或

$$\gamma = \frac{I_{DS}}{I'_D} = \frac{L_1}{L} \quad (10)$$

由 $u(x)$ 定义, 当 $u(L_1) = 1$, 得:

$$V(L_1) = V_G - V_r - V_i \quad (11)$$

这里 $V_i = \left[\left(\frac{I'_{DS}}{A} \right)^{1/2} + V_0 \right]^2$.

根据文献[10]对 MISFETs 器件的推导, 可得出 HIGFETs 的类似关系式为:

$$V(L_2) = V(L) - V(L_1) = \frac{2d\varepsilon_0}{\pi} \sinh \left(\frac{\pi L_2}{2d} \right) \quad (12)$$

这里 ε_0 为 $v(x) = 0.99v_s$ 时的 ε_{ss} . 将式(11)代入式(12). 由于 $V(L) = V_D - I'_D \cdot R_D$, 则:

$$L_2 = \frac{2d}{\pi} \sinh^{-1} \eta \quad (13)$$

这里 $\eta = \pi(V_D - V_G + V_r - I'_D R_D + V_s)/2d\varepsilon_0$ 。由式(9)得:

$$L_1 = -\frac{I'_D B(\rho)}{A\varepsilon_e} \quad (14)$$

由式(13)和(14)得:

$$L = -\frac{I'_D B(\rho)}{A\varepsilon_e} + \frac{2d}{\pi} \sin h^{-1}\eta \quad (15)$$

因此由式(10)和(15)可得 $V_D > V_{DS}$ 时 $I'_D - V_D - V_G$ 关系(或统称为 $I_D - V_D - V_G$ 关系)。

附录 A 分别给出高偏压时最大跨导 g_m 、电导 g_D 和栅电容 C_G 的表式:

$$g_m = \frac{-SP + \frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_0} \frac{\ln(1-\rho)}{(\eta^2+1)^{1/2}}}{SPM + \frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_0} \frac{I_{DS}R_D \ln(1-\rho)}{(\eta^2+1)^{1/2}} + \frac{2d\varepsilon_e}{\pi} \ln(1-\rho) \sin h^{-1}\eta - \varepsilon_e L \ln(1-\rho)}$$

$$g_D = \frac{-\frac{I_{DS}\varepsilon_e}{\varepsilon_0} \frac{\ln(1-\rho)}{(\eta^2+1)^{1/2}}}{SPM + \frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_0} \frac{I_{DS}R_D \ln(1-\rho)}{(\eta^2+1)^{1/2}} + \frac{2d\varepsilon_e}{\pi} \ln(1-\rho) \sin h^{-1}\eta - \varepsilon_e L \ln(1-\rho)}$$

$$C_G = -\frac{I_{DS}}{\nu_t \varepsilon_e} \frac{1}{(\eta^2+1)^{1/2}} + \frac{1}{\nu_t \varepsilon_e} \frac{SPM}{\rho \ln(1-\rho)} + g_m \left(\frac{L_2}{\nu_t} + \frac{2I_{DS}C(\rho)}{AV_t \varepsilon_e} \right)$$

这里 $S = 1 - \frac{V_0}{Y^{1/2}}$, $P = 1 + \rho^{1/2} G^{1/2}$, $M = V_G - V_r - V_0 Y^{1/2}$, $Y^{1/2} = (V_G - V_r - I_{DS} R_S)^{1/2}$ 。

三、栅泄漏电流的等效电路模型

栅泄漏电流的存在, 对器件特性有很大影响: 使 γ 和 g_m 变小, g_D 和 C_G 变大。我们提出的栅泄漏电流的等效电路模型, 如图 2 所示。可见, 当有效栅电压 $V'_{gs} > V'_{ds}$ 时, 栅电流分两路, 一路流向源端为 I_{d1} , 另一路流向漏端成为泄漏电流 I_{d2} 。

按此等效电路可知, 当 $V'_{gs} > V'_{ds}$ 时:

$$I_G = I_{d1} + I_{d2} = I_s \left[\exp \frac{V'_{gs} - V'_s}{nV_T} + \exp \frac{V'_{gs} - V'_{ds}}{nV_T} \right] \quad (16)$$

这里 $V'_{gs} = V_G - I_G R_G$, $V'_s = V'_{ds} - I'_D R_C$, $V'_{ds} = V_D - I_{ds} R_D$, I_s 为两极管的截止电流, 约为 $1.32 \times 10^{-7} A$, n 为调节因子约为 9.34, $V_T = \frac{kT}{q} = 0.0259$ 伏。因此只要知

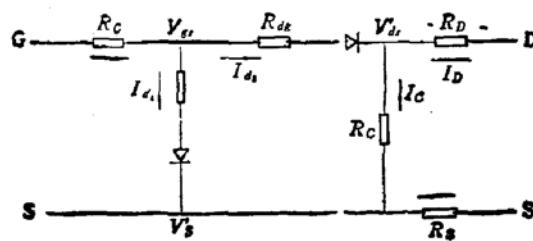


图 2 栅泄漏电流的等效电路

道式(16)中 V'_{ds} 、 V'_{ds} 及 V' 就可求得 I_G 。并可了解各因素对它的影响。

四、结果和讨论

为了验证上述模型和计算公式, 将不同结构参数, 不同沟道型号 HIGFETs 的实验值^[1,5]与理论计算结果作了比较, 分别叙述如下。

当漏偏压在低场区, $I_D < I_{DS}$, 此时沟道未夹断, $L_1 = L$ 。应用式(8)结合 ρ 以及 $B_1(\rho)$ 、 $B_2(u(L_1))$ 、 $B_3(\rho)$ 和 $B_4(u(L_1))$ 间的关系式, 可求出 $I_D-V_D-V_G$ 关系。具体步骤为: 先假定在一定 V_G 值下的某一 I_D 值, 求出 ρ , 再由 ρ 求得 $B_1(\rho)$ 和 $B_3(\rho)$ 值, 代入式(8)求得 $B_2(u(L_1))$ 和 $B_4(u(L_1))$, 反复迭代至式(8)两边相等, 从而得到 $u(L_1)$ 值, 以及对应此 I_D 值下的 V_D 值。由不同的 I_D 可得一系列 V_D 值, 最后得到不同 V_G 下的 $I_D-V_D-V_G$ 关系。当 $I_D = I_{DS}$ 时, 沟道区开始夹断, 此时 $u(L_1) = 1$, 由式(9)可方便地求得 $I_{DS}-V_{DS}-V_G$ 。当 $V_D > V_{DS}$ 时, 进入高场区, $I'_D > I_{DS}$, 可应用式(10)及(15)求得 $I_D-V_D-V_G$ 关系。具体步骤为: 在一定 V_G 下, 取某一 I'_D 值, 求得 ρ 和 $B(\rho)$, 代入式(15)求得 V_D , 再由式(14)得 L_1 , 代入式(14)得 I_{DS} , 不同 I'_D 可得不同的 I'_D-V_D 值, 并最终得到 $I'_D-V_D-V_G$ 关系。实验和计算结果示于图 3。图 3(a) 表示 n 沟, 3(b) 表示 P 沟。图上实验值取自文献[1], n 沟 HIGFETs 的参数为 $T = 77K$, $L = 1\mu m$, $W = 20\mu m$, $d = 450\text{\AA}$, $\mu_s = 8600\text{cm}^2/\text{v.s}$, $v_s = 2.1 \times 10^7\text{cm/s}$, $R_s = 60\Omega$, $R_D = 150\Omega$; P 沟 HIGFETs 的参数除 $\mu_p = 720\mu\text{m/v.s}$, $v_s = 1.4 \times 10^7\text{cm/s}$, $R_s = 400\Omega$, $R_D = 1100\Omega$ 外, 其余同 n 沟 HIGFETs。可见无论 n 沟或 P 沟, 计算值与实验值符合甚好。

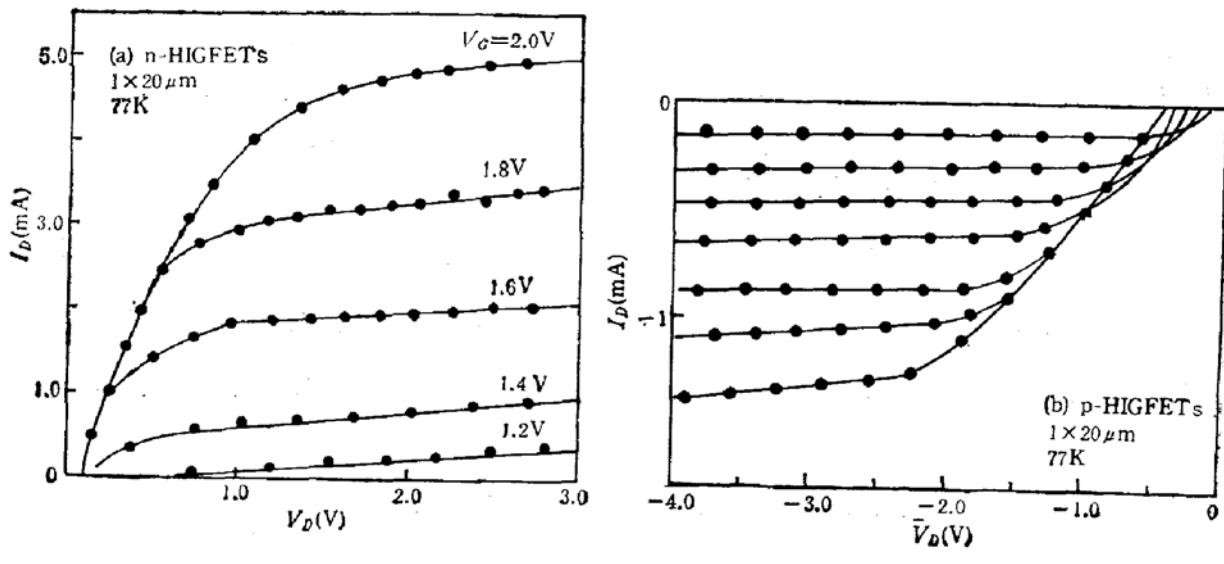


图 3 (a) n 沟 $I_D-V_D-V_G$ 关系 (b) P 沟 $I_D-V_D-V_G$ 关系

——计算值 ● 实测值^[5]

图 4 比较了用式(16)算得的 g_m 与文献[5]的实测结果。图中实验值参数: $T = 300K$, $L = 1\mu m$, $W = 10\mu m$, $d = 400\text{\AA}$, $v_s = 1.4 \times 10^7\text{cm/s}$, $\mu_s = 3500\text{cm}^2/\text{vs}$, $R_s =$

60Ω 。除 $V_G > 2.5V$ 后, g_{m1} 计算值高于实测值外, 其余均相当符合。顺便指出, 我们的计算结果比文献[5]的计算结果准确得多, 无论是 $I_{DS}-V_G$ 关系(在 V_G 较大时, 文献[5]偏离甚大)或 $g_{m1}-V_G$ 关系都较文献[5]符合得好。至于 $V_G > 2.5$ 时, 两文计算的 g_{m1} 均偏离的原因有待进一步研究。

应用式(16), 在不同的 V_D 下, I_G 对 V_G 的关系, 作图于图 5。可见采用等效电路方法所计算得到的结果和文献[5]的实验值(以黑点表示), 在 $V_D = 0$ 和 1.5 伏下, 符合甚好。我们还计算了更高 V_D 下的 I_G-V_G 关系。可得几点结论: (1) 随着 V_D 的增加 V'_t 也随之增加, 则 I_{ds1} 减小, 而使 I_{ds2} 增加, 则使 γ 偏离 1; (2) 相同 V_D 下, I_G 随 V_G 的升高而很快地升高; (3) I_G 随着栅电阻的增加而减小, 也随 R_s 的增加而减小。这些结果与图 3 和图 4 的实验结果是一致的。

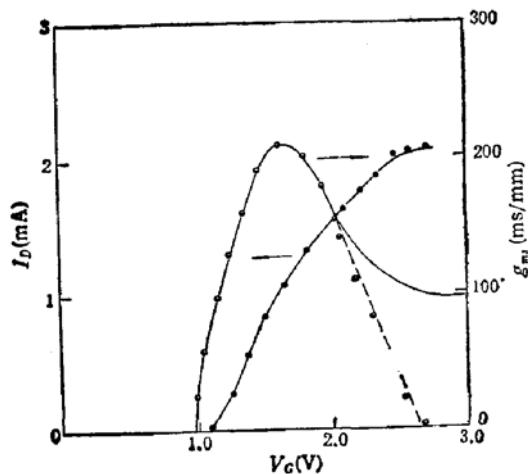


图 4 V_G 和 I_D 及 g_{m1} 关系
——计算值 ●● 实测值^[5]

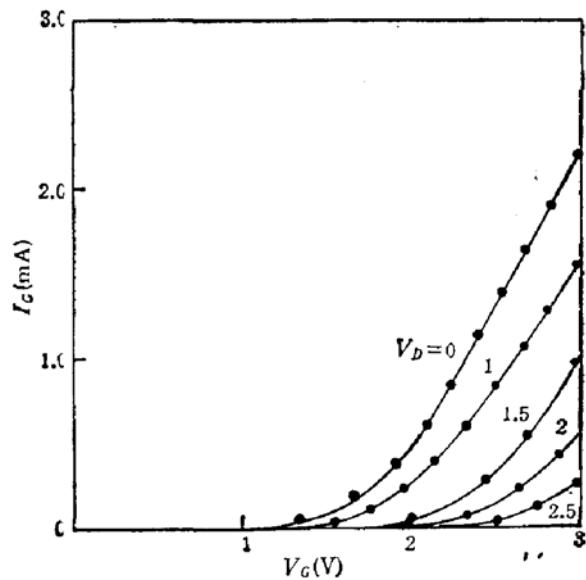


图 5 V_G 和 I_G 关系
——计算值 ●● 文献[5]实测值

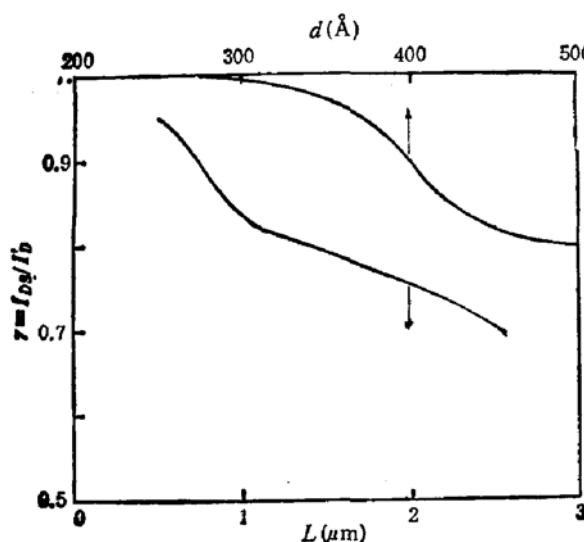


图 6 增长 L 、GaAlAs 层厚度 d 对 γ 影响

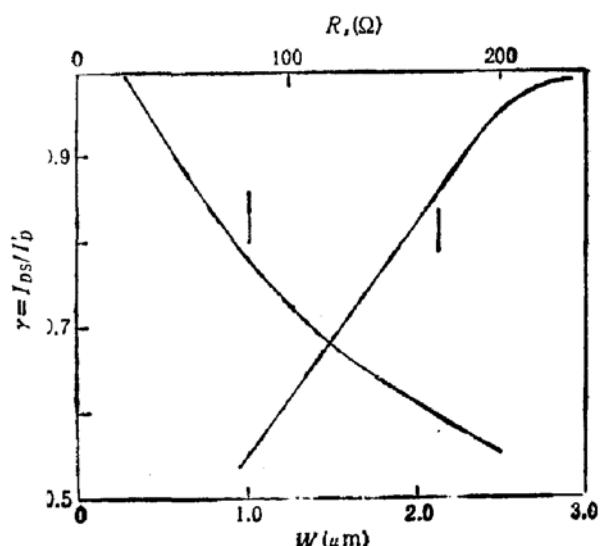


图 7 栅宽 W 和源电阻 R_s 对 γ 影响

结合式(10)和(15), 我们还可以讨论器件结构参数对 γ 的影响, 结果见图 6 和 7。由图 6 可见, γ 随栅长缩短和 d 减薄而增大, 并逐渐趋于 1, 此时 I_D-V_D 关系接近理想状态。由图 7 可见, γ 随 W 增加或 R_s 减小而趋于 1。因此从最佳结构参数考虑, 在条件允许下, 尽量缩短 L , 增加 W , 减薄 GaAlAs 层厚度 d , 降低 R_s 可减少栅泄漏电流的影响, 结合式(16)–(18)可知, 有利于增大 g_m , 降低 g_D 和减小 C_G 。

根据式(15)及(17), 我们还讨论了 V_G 对 L_1 和 g_D 的影响, 作图于图 8。可见无论 L_1 还是 g_D 和 g_m 一样均有一极值点。且此极点均在 $V_G = 1.8$ 伏左右。不同点是 L_1 有一极小点。显然由于存在栅泄漏电流使 $I'_D \approx I_D$, 从而造成 $g_D \approx 0$, 使极大值存在。在计算中发现, 主要是由 L_1 具有极小点造成的。至于 L_1 的极小值存在, 是由于 η 的双曲线函数的极点产生的。这对选取最大跨导值是十分重要的。

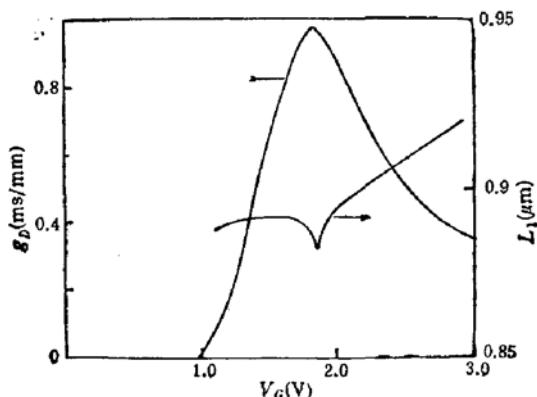


图 8 V_G 对 g_D 和 L_1 的影响

根据定义:

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_G} = -\frac{\frac{\partial F}{\partial V_G}}{\frac{\partial F}{\partial I_{DS}}} \quad (\text{A1})$$

由式(15)可知,

$$F(I_{DS}, V_D, V_G) = I_{DS}B(\rho) - \frac{2d\epsilon_C A}{\pi} \sin h^{-1}(\eta) + s_C AL = 0.$$

而

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial V_G} &= I_{DS} \frac{\partial B(\rho)}{\partial V_G} - \frac{2d\epsilon_C A}{\pi} \frac{\partial}{\partial V_G} (\sin h^{-1}\eta) \\ &= I_{DS} \frac{\partial B(\rho)}{\partial \rho} \frac{\partial \rho}{\partial V_G} - \frac{2d\epsilon_C A}{\pi} \frac{\partial}{\partial \eta} (\sin h^{-1}\eta) \frac{\partial \eta}{\partial V_G} \end{aligned} \quad (\text{A2})$$

其中:

$$\begin{aligned} \frac{\partial B(\rho)}{\partial \rho} &= \frac{1}{\rho^2 \ln(1-\rho)} + \frac{1}{G^{1/2} \rho^{3/2} \ln(1-\rho)} \\ \frac{\partial \rho}{\partial V_G} &= -\frac{A\rho^2}{I_{DS}} \left(1 - \frac{V_G}{Y^{1/2}}\right) \\ \frac{\partial}{\partial \eta} \sin h^{-1}\eta &= \frac{1}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} \\ \frac{\partial \eta}{\partial V_G} &= -\frac{1}{2d\epsilon_C} \end{aligned}$$

代入(A2)式, 得:

$$\frac{\partial F}{\partial V_G} = -\frac{ASP}{\ln(1-\rho)} + \frac{A\epsilon_C}{s_C} \frac{1}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} = \frac{A}{\ln(1-\rho)} \left[-SP + \frac{s_C}{\epsilon_C} \frac{\ln(1-\rho)}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} \right] \quad (\text{A3})$$

$$\frac{\partial F}{\partial I_{DS}} = B(\rho) + I_{DS} \frac{\partial B(\rho)}{\partial I_{DS}} - \frac{2dA\varepsilon_C}{\pi} \frac{\partial}{\partial I_{DS}} \sin h^{-1}\eta \quad (A4)$$

其中:

$$\begin{aligned} \frac{\partial B(\rho)}{\partial I_{DS}} &= \frac{\partial B(\rho)}{\partial \rho} \frac{\partial \rho}{\partial I_{DS}} \\ &= \left(\frac{1}{\rho^2 \ln(1-\rho)} + \frac{1}{G^{1/2} \rho^{3/2} \ln(1-\rho)} \right) \frac{A_{DS}^2}{I_{DS}^2} \left[(Y^{1/2} - V_0)^2 + (Y^{1/2} - V_0) \frac{I_{DS} R_S}{Y^{1/2}} \right] \\ &= \left(\frac{1}{\ln(1-\rho)} + \frac{\rho^{1/2}}{G^{1/2} \ln(1-\rho)} \right) \frac{A}{I_{DS}^2} (Y^{1/2} - V_0) \left(Y^{1/2} - V_0 + \frac{I_{DS} R_S}{Y^{1/2}} \right) \\ &= \frac{A}{I_{DS}^2 \ln(1-\rho)} \left(1 + \frac{\rho^{1/2}}{G^{1/2}} \right) \left(1 - \frac{V_0}{Y^{1/2}} \right) (Y - V_0 Y^{1/2} + I_{DS} R_S) \\ &= \frac{A}{I_{DS}^2 \ln(1-\rho)} \left(1 + \frac{\rho^{1/2}}{G^{1/2}} \right) \left(1 - \frac{V_0}{Y^{1/2}} \right) (V_G - V_r - V_0 Y^{1/2}) \\ \frac{\partial}{\partial I_{DS}} \sin h^{-1}\eta &= \frac{\partial}{\partial \eta} \sin h^{-1}\eta \frac{\partial \eta}{\partial I_{DS}} = \frac{1}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} \frac{-\pi R_D}{2d\varepsilon_C} \end{aligned}$$

代入(A4)得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial I_{DS}} &= B(\rho) + \frac{ASPM}{I_{DS} \ln(1-\rho)} + \frac{A\varepsilon_C}{\varepsilon_0} \frac{R_D}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} \\ &= \frac{ASPM}{I_{DS} \ln(1-\rho)} + \frac{A\varepsilon_C R_D}{\varepsilon_0 (\eta^2 + 1)^{1/2}} + \frac{2d\varepsilon_C A}{\pi I_{DS}} \sin h^{-1}\eta - \frac{\varepsilon_C A L}{I_{DS}} \quad (A5) \end{aligned}$$

(A3)和(A5)代入(A1)得:

$$g_m = \frac{-SP + \frac{\varepsilon_C}{\varepsilon_0} \frac{\ln(1-\rho)}{(\eta^2 + 1)^{1/2}}}{SPM + \frac{\varepsilon_C}{\varepsilon_0} \frac{I_{DS} R_D \ln(1-\rho)}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} + \frac{2d\varepsilon_C}{\pi} \ln(1-\rho) \sin h^{-1}\eta - \varepsilon_C L \ln(1-\rho)}$$

即为(16)式。

根据定义:

$$g_D = \frac{\frac{\partial P}{\partial V_D}}{\frac{\partial P}{\partial I_{DS}}} = \frac{\frac{\partial P}{\partial V_D}}{\frac{\partial F}{\partial I_{DS}}} \quad (A6)$$

$$\frac{\partial F}{\partial V_D} = -\frac{2dA\varepsilon_C}{\pi} \frac{1}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} \frac{\partial I}{\partial V_D} = -\frac{A\varepsilon_C}{\varepsilon_0} \frac{1}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} \quad (A7)$$

式(A5)和(A7)代入(A6)得:

$$g_D = \frac{-\frac{I_{DS}\varepsilon_C}{\varepsilon_0} \frac{\ln(1-\rho)}{(\eta^2 + 1)^{1/2}}}{SPM + \frac{\varepsilon_C}{\varepsilon_0} \frac{I_{DS} R_D \ln(1-\rho)}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} + \frac{2d\varepsilon_C}{\pi} \ln(1-\rho) \sin h^{-1}\eta - \varepsilon_C L \ln(1-\rho)}$$

即为式(17)。

沟道电荷可分为低场区和高场区两部分组成, 即

$$\begin{aligned} Q_s &= qw \int_0^{L_1} n_s(x) dx + qw \int_{L_1}^1 n_s(x) dx \\ &= \frac{s_s}{d} \int_0^{L_1} [(V_G - V_r - V(x))^{1/2} - V_0]^2 dx + \frac{I_{DS} L_1}{v_s} \\ &= \frac{I_{DS}}{v_s} \int_0^{L_1} \frac{dx}{u} + \frac{I_{DS} L_1}{v_s} \quad (A8) \end{aligned}$$

$$dx = -\frac{dV(x)}{s_C \ln(1-\rho)} = -\frac{I_{DS}}{Ae_C} \left[\frac{du}{u^2 \ln(1-\rho)} + \frac{du}{G^{1/2} u^{1/2} \ln(1-\rho)} \right] \quad (A9)$$

式(A9)代入(A8)中, 可得:

$$\begin{aligned} Q_i &= -\frac{I_{DS}^2}{Ae_C v_i} \left[\int_0^1 \frac{du}{u^2 \ln(1-u)} + \int_0^1 \frac{du}{G^{1/2} u^{1/2} \ln(1-u)} \right] + \frac{I_{DS} L_i}{v_i} \\ &= \frac{I_{DS}^2}{Ae_C v_i} C(\rho) + \frac{I_{DS} L_i}{v_i} \end{aligned}$$

即得栅电容:

$$\begin{aligned} C_G &= \frac{\partial Q_i}{\partial V_G} = \frac{I_{DS}}{v_i} \frac{\partial L_i}{\partial V_G} + \frac{L_i}{v_i} \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_G} + \frac{2I_{DS}C(\rho)}{Av_i s_C} \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_G} + \frac{I_{DS}^2}{Ae_C v_i} \frac{\partial C(\rho)}{\partial V_G} \\ &= -\frac{I_{DS}}{v_i s_C} \frac{1}{(\eta^2 + 1)^{1/2}} + \frac{1}{v_i s_C} \frac{SPM}{\rho \ln(1-\rho)} + g_m \left(\frac{L_i}{v_i} + \frac{2I_{DS}C(\rho)}{Av_i s_C} \right) \end{aligned}$$

参 考 文 献

- [1] N. C. Cinillo, et al., *IEDM Tech. Dig.*, 1, 317 (1985).
- [2] N. C. Cinillo, et al., *IEEE Electron Devices Lett.*, **EDL-6**, 645(1985).
- [3] Y. Katayama, et al., *Jpn J. Appl. Phys.*, **23**, L152(1984).
- [4] K. Oe, et al., *Jpn J. Appl. Phys.*, **24**, L335 (1985).
- [5] J. Back, et al., *IEEE Electron Device*, **ED-34**, 1650 (1987).
- [6] T. Drummond, et al., *IEEE Electron Device Lett.*, **EDL-3**, 338(1982).
- [7] T. Mizutani, et al., *Electron. Lett.*, **21**, 1116 (1985).
- [8] B. Vinter, et al., *Appl. Phys. Lett.*, **44**, 307 (1984).
- [9] C. S. Chang, et al., *Solid State Electron.*, **30**, 115 (1987).
- [10] A. B. Grebene, et al., *Solid State Electron.*, **12**, 573(1969).

Study of Static Characteristics and Leakage Current in High Field Region of Heterostructure Isolated Gate Field Effect Transistor

Gu Cong, Wang Dening and Wang Weiyuan

(Shanghai Institute of Metallurgy, Academia Sinica)

Abstract

Based on the improved charge control model, combinating GSW velocity vs field relation, the analytic formulas of the static characteristics, such as $I-V$, $I_{DS}-V_{DS}$, transconductance g_m , conductance g_D and the gate capacitance C_G in the new high field region ($I_D > I_{DS}$) are obtained. The theoretical results are in good agreement with the experimental data. On this basis, an equivalent circuit model of the gate leakage current is developed. The cause of the gate leakage current, its influence on g_m , g_D and C_G , and the way of lowering the gate leakage current are also discussed.

Key words HIGFETs, State characteristics, Gate leakage model, Analytic formulas, Characteristics of high field region