

具有栅电流修正的肖特基势垒 技术测量迁移率分布

相 奇 汪 立 植

(西安交通大学微电子技术研究所, 西安)

1987年6月23日收到

砷化镓肖特基场效应管有源层中的电子迁移率分布对器件有重要的影响, 改变负栅偏压可以测出不同深度处的迁移率, 但是由于表面总是处在耗尽状态, 因此很难测出表面电子迁移率, 本文介绍一种微分直流等效模型, 使肖特基势垒可以正偏且较好地包括了栅电流修正。应用这一模型, 可以较精确地测出非常接近表面的漂移迁移率和几何磁阻迁移率, 模型推导较严密, 物理意义清晰。

主题词: 砷化镓, 肖特基场效应晶体管, 测量方法, 迁移率, 分布

一、引言

GaAs MESFET 材料有源层的电子迁移率分布对器件的微波特性有重要的影响, 测定 GaAs MESFET 有源层电子迁移率分布对评价材料质量、器件模拟以及改善 MESFET 的制造工艺也是很重要的。

GaAs MESFET 材料电子迁移率分布的测试方法, 归结起来主要为两大类: (1) 逐层腐蚀技术, 即在连续的电测量之间剥去一薄层^[1]; (2) 肖特基势垒技术, 即利用逐渐增加的反偏压使薄层载流子耗尽。所测定的迁移率分布主要有三大类: 一是 Hall 迁移率分布 $\mu_H(x)$, 常用电化学的阳极氧化逐层腐蚀测量法^[2]或苜蓿叶形肖特基势垒法^[3]测定; 再就是漂移迁移率分布 $\mu_D(x)$ 和几何磁阻迁移率分布 $\mu_{GMR}(x)$ 。须说明的是, 我们所谓迁移率分布都是指低场迁移率分布。由于 $\mu_H(x)$ 不能在 FET 结构上进行测试, 所以近年来迁移率分布的测量主要集中在利用 FET 结构测量 $\mu_D(x)$ 和 $\mu_{GMR}(x)$ 。逐层腐蚀的方法很难避免自由 GaAs 表面势垒耗尽层的影响^[4] (此耗尽层的宽度将随掺杂浓度分布和势垒高度而变化), 而且为破坏性测试, 不能得到实际的 FET 栅下的迁移率分布。无论逐层腐蚀技术还是肖特基势垒技术, 都有一个共同的问题, 就是难于得到表面附近的迁移率分布, 因为无论是零偏肖特基势垒, 还是表面势本身, 都将耗尽表面区域的载流子, 因而不能测量。肖特基势垒可以正偏, 但在高正偏下, 由于栅电流的流动, 测量的迁移率将严重失真。考虑正向栅电流的存在, 我们发展了一种微分直流等效模型。D. C. Look 等在几何磁阻迁移率分布测量中用一种分布电阻模型来考虑正向栅电流的影响^[5]。我们

的模型在小电流下比分布电阻模型推导更严密, 物理意义也更清晰。把微分直流等效模型应用于漂移迁移率和几何磁阻迁移率的测量, 使迁移率分布的测定更接近表面和更正确。在数据处理中我们还使用了优化方法和三次样条函数参数拟合, 以使迁移率的测试更准确和更具有通用性。

二、微分直流等效模型

我们考虑 GaAs MESFET 源漏电压 $V_{DS} = V_D - V_S \ll V_I - V_{GS}$ 的情况, 其中 V_I 为肖特基内建电势, $V_{GS} = V_G - V_S$ 。因此耗尽区边缘几乎平行于有源层和衬底的边界。由于有 V_{DS} 的存在, 栅电流密度沿 X 轴渐渐减小。如图 1 所示。

根据肖特基结的热发射理论得 X 处的栅电流密度:

$$\left\{ \begin{array}{l} J_{GS}(x) = J_s \exp \left(\frac{V_{GS} - V(x)}{nV_T} \right) \\ J_s = A^* T^2 \exp \left(-\frac{qV_I}{kT} \right) \end{array} \right. \quad (1)$$

$$(2)$$

这儿, n 为肖特基结理想因子; $V_T = kT/q$; $V(x)$ 为 x 点相对源 S 的电势。 J_s 为反向饱和电流密度, A^* 为修正后的 Richardson 常数, V_I 为内建电势。

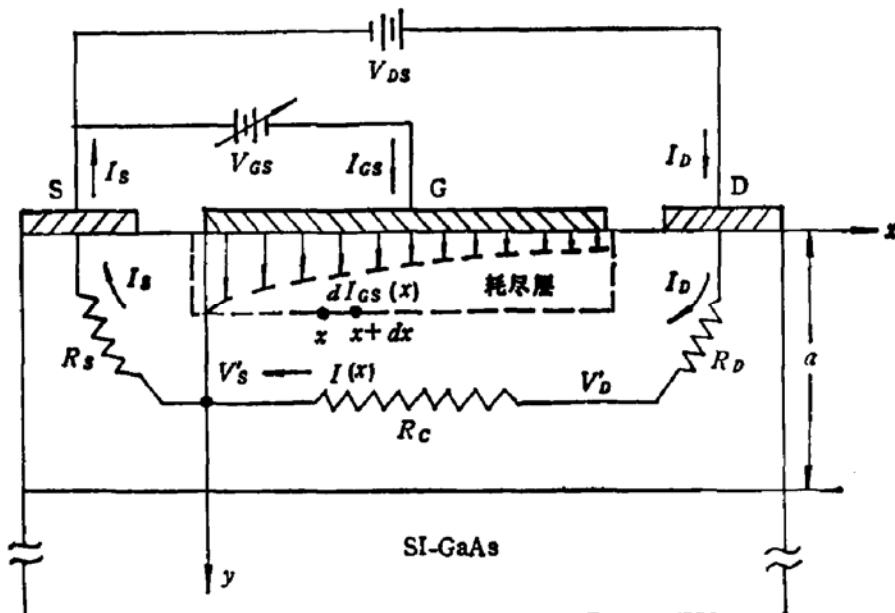


图 1 考虑有栅电流的 GaAs MESFET 直流模型

x 处, 面积为 $W dx$ (这儿 W 为栅宽) 的栅下的栅电流为:

$$dI_{GS}(x) = J_{GS}(x) W dx \quad (3)$$

故 x 处的沟道电流:

$$I(x) = I_s - \int_0^x dI_{GS} = I_s - \int_0^x J_{GS}(x') W dx' \quad (4)$$

(4)式即为沟道中任一点电流的普遍表达式。结合(1)式和(2)式，再适当考虑沟道中电势分布 $V(x)$ ，我们可以解出任一点的沟道电流 $I(x)$ 。再考虑电子在沟道中的微观输运过程，可望求出迁移率分布。显然这一过程须涉及大量的数值计算。从另一角度，我们考虑栅下沟道的电压降 $V'_D - V'_S$ 得：

$$V'_D - V'_S = \int_0^L I(x) \frac{R_c}{L} dx \quad (5)$$

其中 L 为栅长。令：

$$I_{CA} = \frac{1}{L} \int_0^L I(x) dx \quad (6)$$

即流经沟道的平均沟道电流。则(5)式变为：

$$V'_D - V'_S = I_{CA} \cdot R_c \quad (7)$$

将(1)、(4)式代入(6)式得：

$$\begin{aligned} I_{CA} &= \frac{1}{L} \int_0^L \left(I_s - \int_0^x J_{GS}(x') W dx' \right) dx \\ &= I_s - \frac{W}{L} \int_0^L \int_0^x J_s \exp\left(\frac{V_{GS} - V(x')}{nV_T}\right) dx' dx \end{aligned} \quad (8)$$

我们已假定 V_{DS} 很小 ($V_{DS} \ll V_t - V_{GS}$)，则沟道中电势分布近似为线性分布，也即沿沟道的电场是恒定的。

令：

$$V(x) = Ax + B \quad (9)$$

将 $V(0) = V'_S$, $V(L) = V'_D$ 代入(9)式得： $A = \frac{V'_D - V'_S}{L}$, $B = r'_S$ 。将(9)式代入(8)式并利用(3)式对沟道积分

$$I_{GS} = \int_0^L J_{GS}(x) W dx$$

和(1)式得

$$I_{CA} = I_s - I_{GS} \left(\frac{1}{1 - \exp\left(-\frac{AL}{nV_T}\right)} - \frac{nV_T}{AL} \right) \quad (10)$$

利用 $I_s = I_D + I_{GS}$ ，将(10)式变形得：

$$\begin{aligned} I_{CA} &= (I_s + I_D)/2 - \frac{I_{GS}}{2} \left(\frac{1 + \exp\left(-\frac{AL}{nV_T}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{AL}{nV_T}\right)} - \frac{2nV_T}{AL} \right) \\ &= (I_s + I_D)/2 - \frac{I_{GS}}{2} \left[\coth\left(-\frac{AL}{2nV_T}\right) - \frac{2nV_T}{AL} \right] \end{aligned} \quad (11)$$

令：

$$\alpha = \frac{AL}{2nV_T} = \frac{V'_D - V'_S}{2nV_T}, f(\alpha) = \coth(\alpha) - \alpha^{-1},$$

则：

$$I_{CA} = (I_S + I_D)/2 - \frac{I_{GS}}{2} f(\alpha) \quad (11-a)$$

$$= I_S - \frac{I_{GS}}{2} [1 + f(\alpha)] \quad (11-b)$$

$$= I_D + \frac{I_{GS}}{2} [1 - f(\alpha)] \quad (11-c)$$

(11)式即为平均沟道电流的表达式。可见沟道电流变化不是线性的,否则

$$I_{CA} = (I_S + I_D)/2.$$

增加的一项 $-\frac{I_{GS}}{2} f(\alpha)$ 为修正项, $f(\alpha) = \coth(\alpha) - \alpha^{-1}$ 称为修正函数。

现在我们来考察修正函数 $f(\alpha)$ 的性质, 近似地 $\alpha \approx \frac{V_{DS}}{2V_T}$, 这在寄生串联电阻

$$R_p (= R_s + R_D)$$

远小于沟道电阻 R_c 时显然满足, 即使 R_p 与 R_c 相当, 这一近似也能容忍, 因 $f(\alpha)$ 为修正因子。显然 α 的范围从 0 到 ∞ , 而 $f(\alpha)$ 的数值从 0 到 1, 如图 2 所示。

最近, D. C. Look 等考察到正向栅电流的影响, 提出了一种分布电阻模型^[3]。他们把 FET 的沟道分成 n 个区域, 在每个小区域内认为沟道电流不变, 并求出这一区域的沟道电流, 再求平均得平均沟道电流。D. C. Look 等将模型中和推导中人为地进行了大量假设, 数学变换繁复, 物理意义不够清晰, 我们的模型相当于把沟道进行了无穷小的划分。考虑每一点的栅电流与沟道电流都不一样, 应用微积分原理求出沟道电压降, 自然地引出沟道平均电流 I_{CA} , 这种微分直流模型我们认为比分布电阻模型推导更严密, 物理意义也更清楚。

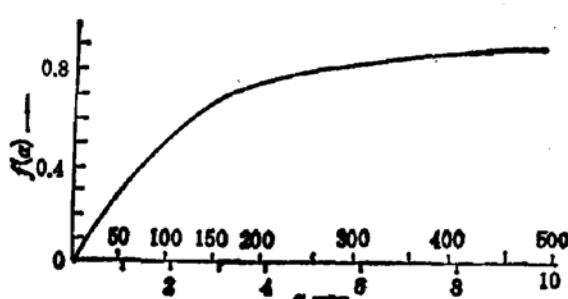


图 2 修正函数
 $f(\alpha) = \coth \alpha - \alpha^{-1}$ 曲线

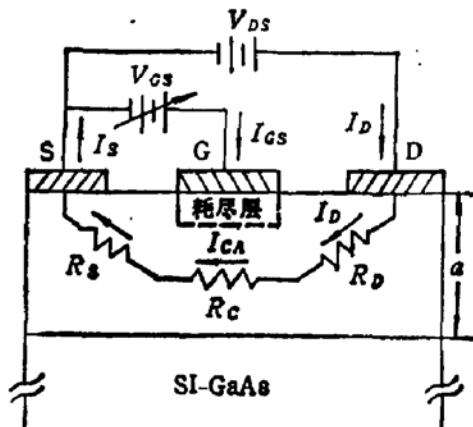


图 3 考虑栅电流的 FET 直流等效模型

综上所述, 在源漏电压 $V_{DS} \ll V_t - V_{GS}$ 时, 耗尽区边缘几乎平行于有源层和衬底的边界。此时, 考虑栅电流的影响, FET 的直流等效模型如图 3 所示。该模型的要点为: 栅下沟道电阻视为均匀的, 且沟道电流代以沟道平均电流 I_{CA} 。

三、低场漂移迁移率分布

如图 3, 在低源漏电压下, 对非均匀的迁移率和掺杂分布的沟道, 沟道电阻 R_c 的倒数可近似表示为:

$$R_c^{-1} = \frac{qW}{L} \int_0^a \mu(y') N(y') dy' \quad (12)$$

考察有栅电流情况下的源漏电压, 如图 3, 近似有:

$$V_{DS} = I_{CA} \cdot R_T \quad (13)$$

式中 $R_T = R_D + R_c + R_s$ 为源漏间的总电阻。由(13)式得, 器件的非本征跨导为:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{CA}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=\text{const}} = -\frac{V_{DS}}{R_T^2} \cdot \frac{\partial R_c}{\partial V_{GS}} \quad (14)$$

其中假设寄生串联电阻 $R_s = R_s + R_D$ 不随 V_{GS} 变化。对(12)式求导得:

$$\frac{\partial R_c}{\partial V_{GS}} = R_c^2 \left(\frac{qW\mu N}{L} \right) \frac{\partial y}{\partial V_{GS}} \quad (15)$$

V_{GS} 与耗尽层厚度 y 的关系由下式给出:

$$V_{GS} = I_s R_s = V_t - \frac{q}{\epsilon} \int_0^y y' N(y') dy' \quad (16)$$

在 $V_{DS} \ll V_t - V_{GS}$ 条件下, $-I_s R_s$ 为 V_{DS} 的一部分, 与 V_{GS} 比较可忽略, 故

$$V_{GS} = V_t - \frac{q}{\epsilon} \int_0^y y' N(y') dy' \quad (17)$$

对(17)式求导得:

$$\frac{\partial y}{\partial V_{GS}} = -\frac{\epsilon}{qN y}$$

代入(15)式得:

$$\frac{\partial R_c}{\partial V_{GS}} = R_c^2 \left(-\frac{\epsilon W \mu}{L y} \right),$$

再将此式代入(14)式得:

$$g_m = \frac{\epsilon W V_{DS}}{L} \cdot \frac{\mu}{y} \cdot \left(\frac{R_c}{R_T} \right)^2 \quad (18)$$

$$\therefore \mu = \frac{(L/W)}{\epsilon V_{DS}} \cdot \left(\frac{R_T}{R_c} \right)^2 \cdot y \cdot g_m \quad (19)$$

我们在 V_{DS} 小且恒定的条件下, 测出 FET 的转移特性 $I_S \sim V_{GS}$ (或 $I_D \sim V_{GS}$) 及 $J_{GS} \sim V_{GS}$ 关系。利用(11)式求出 I_{CA} , 再通过(13)式求出 R_T 。利用(14)式结合样条函数拟合求出 g_m , 寄生串联电阻 R_s 用 H. Fukui 的方法^[6]结合优化选取得出。对外延材料的长栅结构 FET, 用 $C-V$ 法测出耗尽层深度 y 与栅压 V_{GS} 的关系, 而对离子注入材料的实际 FET, $y \sim V_{GS}$ 关系由(17)式数值求解得出, 须注意的是, (17)式中 $N(y')$ 应代以掺杂浓度与激活率之积, 其中用到的肖特基结内建电势 V_t 与理想因子 n , 通过 S. D 短路情况下测试肖特基结正向特性曲线 $I_G \sim V_G$, 用 J/V 法测出, 最后应用(19)式求出漂移迁移率分布 $\mu_D(x)$ 。

在没有栅电流即 $I_{GS} = 0$ 情况下, $I_{CA} = I_D = I_s$, 则我们的方法与 K. Lee 等提出的方法^[7]相同, 也即我们的方法为 K. Lee 等的方法考虑正向栅电流后的扩展, 在反偏时二者相同。

四、几何磁阻迁移率分布

具有球形等能面能带的均匀半导体材料中的电流密度由下式给出:

$$J_x = \sigma_{xx} E_x + \sigma_{xy} E_y \quad (20)$$

其中 σ_{ij} 为电导率张量的分量。对 J_x 也有一个相似的方程。如图 4 所示情形, 由于 FET 结构有效地消除了 Hall 场 E_y , 因此 $J_x = \sigma_{xx} E_x$ 。根据半导体的磁阻理论, 且考虑 $\mu^2 B^2 \ll 1$, D. C. Look 等证明^[5]:

$$J_x = ne\mu_D [1 - r^2(\xi + 1)\mu_D^2 B^2] E_x \quad (21)$$

也即:

$$\sigma_{xx} = ne\mu_D [1 - r^2(\xi + 1)\mu_D^2 B^2] \quad (22)$$

其中 $\mu_D = e\langle\tau\rangle/m^*$ 为漂移迁移率, τ 为弛豫时间, $r = \langle\tau^2\rangle/\langle\tau\rangle^2$ 为 Hall 因数,

$$\xi = (\langle\tau^3\rangle\langle\tau\rangle/\langle\tau^2\rangle^2 - 1)$$

为物理磁阻系数, B 为磁感应强度。

我们假定把沟道分成厚度为 ds 的若干薄层, 每一薄层有均匀的 n 和 μ_D , 则总电流由下式给出:

$$\begin{aligned} I_x &= WE_x \int_s^a \sigma_{xx}(s) ds \\ &= \frac{W}{L} V_x \int_s^a \sigma_{xx} ds \end{aligned} \quad (23)$$

其中 a 、 z 、 L 和 W 分别是总的有源层厚度、耗尽层深度、栅长和栅宽。还用到低 V_{DS} 下沟道电场近似为均匀的, 也即有 $E_x = \frac{V_x}{L}$ 。我们再假定源栅电压变化 ΔV_{GS} 导致耗尽层深度变化 Δz , 沟道电导变化 $\Delta(I_x/V_x)$, 那么:

$$\begin{aligned} \Delta \left(\frac{I_x}{V_x} \right) &= \left(\frac{I_x}{V_x} \right)_{V_{GS}+\Delta V_{GS}} - \left(\frac{I_x}{V_x} \right)_{V_{GS}} \\ &= \frac{W}{L} \left(\int_{s+\Delta z}^a \sigma_{xx}(s) ds - \int_s^a \sigma_{xx}(s) ds \right) \\ &= -\Delta z \frac{W}{L} \sigma_{xx}(z) \\ &= \Delta z \frac{W}{L} ne\mu_D [1 - r^2(\xi + 1)\mu_D^2 B^2] \\ &= \Delta \left(\frac{I_x}{V_x} \right)_0 [1 - r^2(\xi + 1)\mu_D^2 B^2] \end{aligned} \quad (24)$$

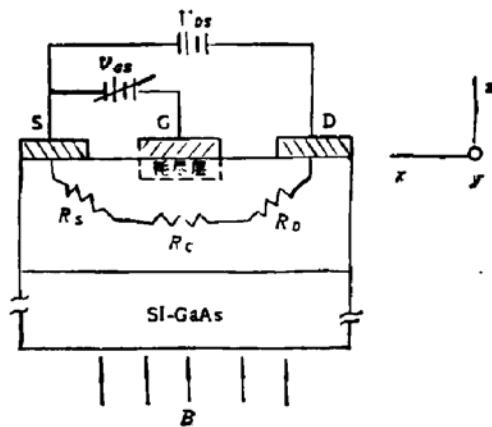


图 4 处在磁场中的 GaAs MESFET

其中下标 0 表示在 $B = 0$ 时的测量值。定义几何磁阻迁移率 μ_{GMR} 为：

$$\mu_{GMR} = r(\xi + 1)^{\frac{1}{2}} \mu_D \quad (25)$$

代入(24)式整理得：

$$\mu_{GMR}(z) = \frac{1}{B} \left(1 - \frac{\Delta(I_z/V_z)}{\Delta(I_z/V_z)_0} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (26)$$

现在我们来考察 I_z/V_z 与我们实际测量的 FET 的源、漏、栅电流 I_S 、 I_D 、 I_{GS} 和漏源、栅源电压 V_{DS} 、 V_{GS} 的关系。结合前述微分直流等效模型，显然有：

$$I_z/V_z = I_{CA}/(V'_D - V'_S) \quad (27)$$

对于对称结构 $R_S = R_D = \frac{R_T}{2}$ ，则：

$$V'_D - V'_S = V_{DS} - \frac{I_S + I_D}{2} R_p \quad (28)$$

令：

$$I_{SD} = (I_S + I_D)/2 \quad (29)$$

则

$$\begin{aligned} \Delta\left(\frac{I_z}{V_z}\right) &= \Delta\left(\frac{I_{CA}}{V_{DS} - I_{SD}R_p}\right) \\ &= \frac{\Delta I_{CA}}{V_{DS} - I_{SD}R_p} + \frac{I_{CA}R_p\Delta I_{SD}}{(V_{DS} - I_{SD}R_p)^2} \end{aligned} \quad (30)$$

在低 V_{DS} 下，且 I_{GS} 不太大时， $I_{GSf}(\alpha)/2 \ll I_{SD}$ 且 $\Delta(I_{GSf}(\alpha)/2) \ll \Delta I_{SD}$ ，故

$$I_{CA}\Delta I_{SD} = I_{SD}\Delta I_{CA},$$

$R_T = V_{DS}/I_{SD}$ 代入(30)式得：

$$\Delta\left(\frac{I_z}{V_z}\right) = \frac{\Delta I_{CA}}{V_{DS}} \cdot \frac{R_T^2}{R_C^2} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{\Delta(I_z/V_z)}{\Delta(I_z/V_z)_0} &= \frac{\Delta I_{CA}(B)}{\Delta I_{CA}(0)} \cdot \frac{R_T^2(B)}{R_T^2(0)} \cdot \frac{R_C^2(0)}{R_C^2(B)} \\ &= \frac{\Delta I_{CA}(B)}{\Delta I_{CA}(0)} \cdot \frac{R_T^2(B)}{R_T^2(0)} \cdot \frac{1}{(1 + \mu_{avg}^2 B^2)^2} \\ &= \frac{\Delta I_{CA}(B)}{\Delta I_{CA}(0)} \cdot F(B) \end{aligned} \quad (32)$$

其中 μ_{avg} 为栅下沟道在各种栅压下的平均迁移率。 μ_{avg} 由下式定义：

$$1 + \mu_{avg}^2(z)B^2 = \left(\int_z^0 R_{co}^{-1}(s)ds \right) \times \left(\int_z^0 R_{co}^{-1}(s)[1 + \mu^2(s)B^2]^{-1}ds \right) \quad (33)$$

式中 $R_{co}(s)$ 为 s 与 $s + ds$ 间的薄层电阻。原理上，可通过迭代法求 $F(B)$ 。实际上，D. C. Look 等和 P. R. Jay 等的大量测量都证明，一般地可令 $F(B) = 1^{[5,6]}$ ，故：

$$\frac{\Delta(I_z/V_z)}{\Delta(I_z/V_z)_0} = \frac{\Delta I_{CA}(B)}{\Delta I_{CA}(0)} \quad (34)$$

将(34)式代入(26)式得：

$$\mu_{GMR}(z) = \frac{1}{B} \left(1 - \frac{\Delta I_{CA}(B)}{\Delta I_{CA}(0)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (35)$$

须要注意的是， B 的单位应为 $10^4 T$ ，则 μ_{GMR} 的单位为 $cm^2/V \cdot s$ 。另外，由(35)式求出的是 $\mu_{GMR} \sim V_{GS}$ 关系。要求出分布 $\mu_{GMR} \sim z$ ，还须要栅源电压 V_{GS} 与耗尽层厚度

σ 的关系 $V_{GS} \sim z$. $V_{GS} \sim z$ 的求法与漂移迁移率分布测试中相应关系的求法相同。

由(35)式可得, μ_{GMR} 的数值并不依赖于 σ 的数值, 因此器件的几何尺寸、C-V 测量、内建电势 V_i 的测量以及掺杂分布的测量误差, 均不影响 μ_{GMR} 的数值大小, 寄生串联电阻 R_s 对 μ_{GMR} 也几乎没有影响。这是栅控几何磁阻法测迁移率分布的最大优点。但由于 μ_{GMR} 既不是漂移迁移率 μ_D , 也不是 Hall 迁移率 μ_H , 且 τ 与 ξ 的数值, 不仅与能带结构有关, 文献报道的值也因人而异, 故在许多应用场合, 如在 GaAs MESFET 的器件模拟中, $\mu_{GMR}(z)$ 并不能直接应用。

五、实验样品及测试装置

表 1 列出了各测试样品的材料特性和几何特性。其中外延材料的长栅 FET 样品由电子工业部 13 所制作。欧姆接触电极用 Au GeNi/Au 制成, 而肖特基栅是用 TiPtAu 合金制成。实际的离子注入 GaAs MESFET 样品来源于南京电子器件研究所。平面栅低噪管为单栅结构, 源漏欧姆接触电极为 AuGe Ni/Au, 肖特基栅为 Al。凹槽栅大功率管为梳状栅结构, 共 36 条栅, 总栅宽为 $3080\mu\text{m}$, 源漏欧姆接触电极为 AuGeNi/Au, 栅为 TiPtAu 合金。

表 1 测试样品及其参数

编号	样品来源	材料特性	几何特性
1#	电子工业部 13 所	多层结构外延材料	长栅样品管 $W = 1200\mu\text{m}$ $L = 120\mu\text{m}$
2#			
3#	南京电子器件研究所	3#: Si ⁺ 注入 LEC SI-GaAs, 100keV $3 \times 10^{12}\text{cm}^{-2}$; 800°C, 20' N ₂ , 退火 4#: Si ⁺ 注入掺 Cr SI-GaAs, 150keV $3 \times 10^{12}\text{cm}^{-2}$; 800°C, 20' N ₂ , 退火	平面栅低噪 MESFET $W \approx 300\mu\text{m}$ $L \approx 1\mu\text{m}$
4#			
5#	南京电子器件研究所	Si ⁺ 注入高纯 SI-GaAs $4 \times 10^{12}\text{cm}^{-2}/50\text{keV} + 1 \times 10^{13}\text{cm}^{-2}/150\text{keV}$; 970°C, 10.5%, N ₂ , 退火	凹槽栅大功率 MESFET $W \approx 3080\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$
6#			

图 5 为迁移率分布测试装置图。其中高稳定度低电压直流稳压电源提供 30mV 左右高稳定度的漏源电压 V_{DS} , XFD-8 型超低频信号发生器提供栅源电压扫描。数字电压表 I、II 分别监控源漏电压 V_{DS} 和栅源电压 V_{GS} 。转移电阻放大器 I、II 分别将源电流(或漏电流)及栅电流转化为电压输出, 用 X-Y 记录仪记录出它们与栅源电压的关系。当 K_1 掷位置①, 双刀双掷开关 K_2 掷位置③时, X-Y 记录仪将同时测出恒定源漏电压 V_{DS} 时的源电流和栅电压关系 $I_S \sim V_{GS}$ 及栅电流与栅电压的关系 $I_{GS} \sim V_{GS}$ 。当 K_1 掷位置② K_2 掷位置③时, X-Y 记录仪将测出恒定漏源电压 V_{DS} 下的漏电流与栅电压的关系 $I_D \sim V_{GS}$ 。当 K_1 掷位置①, K_2 掷位置④时, X-Y 记录仪测出 S-D 短路情况下的栅电流与栅电压的关系, 即肖特基结正向特性 $I_G \sim V_G$ 。将样品置于磁场中, 按同样的操作, 可得到有磁场时的上述诸关系。图中虚线框部分为自行设计安装。C-V 测试即为常规高频 C-V 测试, 这里不再赘述。

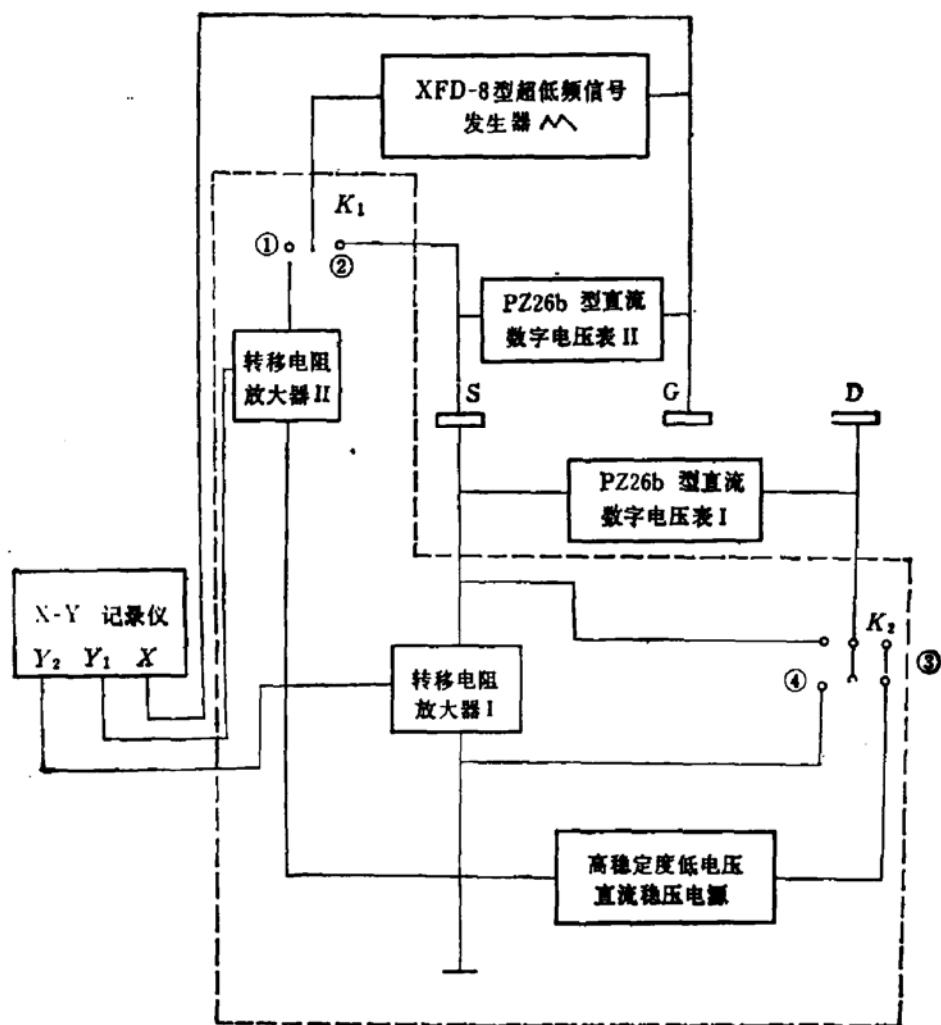


图 5 迁移率分布测量装置框图

六、测试结果与分析讨论

图 6 至图 8 给出了所测样品的 $\mu_D(y)$ 和 $\mu_{GMR}(y)$ 测试结果。样品 3#、4# 因测试损坏，没能测 $\mu_{GMR}(y)$ 。表 2 给出了相应材料的 Hall 平均迁移率测量结果。

测量结果表明，Hall 平均迁移率与沟道中载流子的平均几何磁阻迁移率相当。对外延材料，漂移迁移率分布 $\mu_D(y)$ 与几何磁阻迁移率分布 $\mu_{GMR}(y)$ 定性一致。但对离子注入材料， $\mu_{GMR}(y)$ 较均匀或在夹断附近上升，而 $\mu_D(y)$ 均在夹断附近下降，且 μ_D 小于 μ_{GMR} 。K. Lee 等在短栅离子注入器件中测出了完全类似的结果^[7]。 $\mu_D(y)$ 与 $\mu_{GMR}(y)$ 不一致，与样品的材料特性及制作工艺有关。 r 、 ξ 可能因材料特性分布不均匀而为某种分布。离子注入材料 FET 的 μ_D 在夹断附近下降的原因，还与深能级的影响有关。我们在外延样品上进行 DLTS 测量，没有发现明显的峰。而对离子注入样品，则试出了很明显的 DLTS 峰。文献[9]也指出，离子注入 GaAs 材料的电子分布尾存在严重的电子陷阱，这些电子陷阱使电子分布尾具有低得多的有效迁移率。图 6(a)还给出了没考虑栅电流修正所得的迁移率分布。可见，在正偏压下，修正值可能是相当显著的。考虑

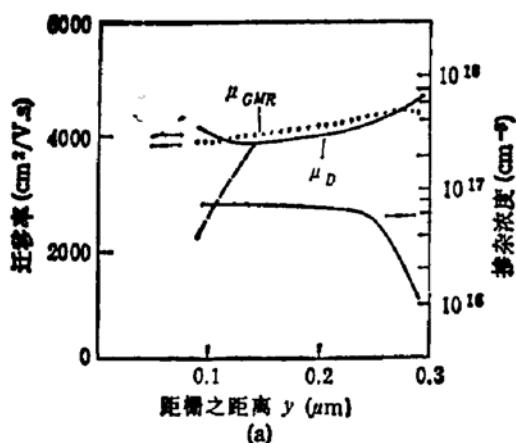


图 6(a)
1# 长栅样管 μ_D 虚线部分为没考虑栅电流

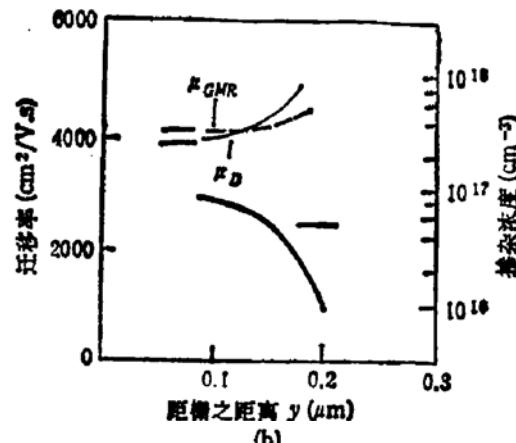


图 6(b)
2# 长栅样管

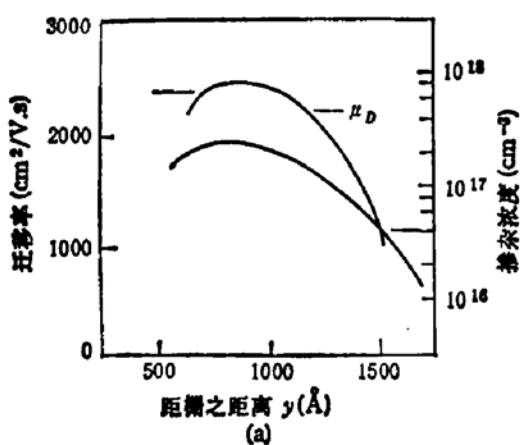


图 7(a)
3# 平面栅低噪 MESFET 样管

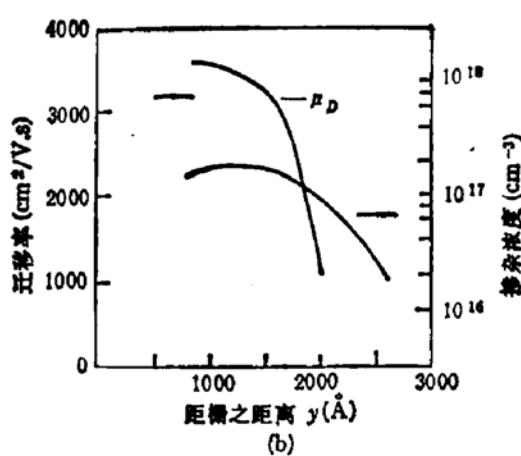


图 7(b)
4# 平面栅低噪 MESFET 样管

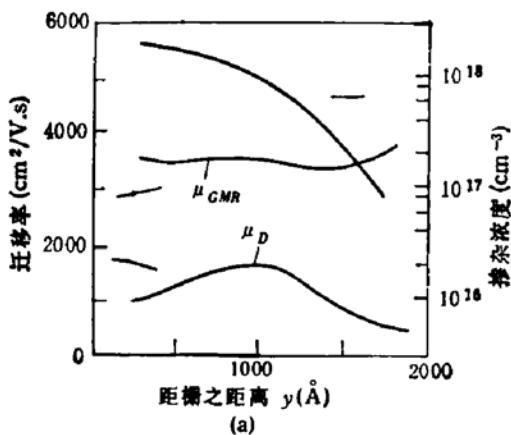


图 8(a)
5# 凹槽栅大功率 MESFET 样管

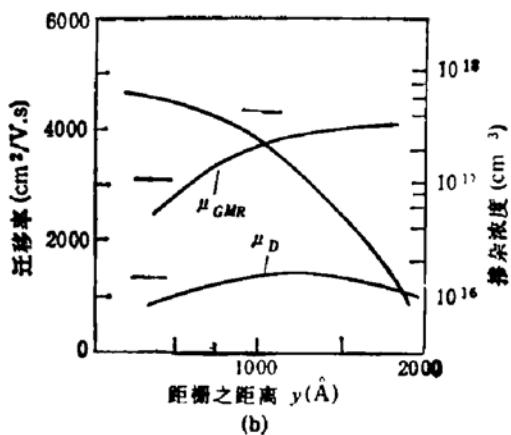


图 8(b)
6# 凹槽栅大功率 MESFET 样管

栅电流修正, 我们的样品可测试到正偏 0.5V 左右。

表 2 Hall 迁移率 μ_H 测量值

编号	1	2	3	4	5	6
$\mu_H(\text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s})$	4300	4100	2900	3200	3400	3400

七、结 论

考虑正偏栅电流的影响，我们提出了一种微分直流等效模型。应用这一模型我们导出了具有栅电流修正的漂移迁移率和几何磁阻迁移率的表达式。利用这些关系式测试迁移率分布，使迁移率分布的测量更接近表面和更准确。在数据处理中我们还使用了优化方法和三次样条函数参数拟合，以使迁移率的测试更准确和更具有通用性。实验证明，在正偏栅压下，栅电流的修正可能是很显著的。

本工作曾得到罗晋生教授的大力支持，电子工业部 13 所和 55 所提供了测试样品，在此一并表示感谢。

参 考 文 献

- [1] J. W. Mayer, O. J. Marsh, G. A. Shifrin and R. Barron, *Can. J. Phys.*, **45**, 4073(1967); T. Ambridge and C. J. Allen, *Electron Lett.*, **15**, 648(1979).
- [2] H. Müller, F. H. Eisen and J. W. Mayer, *J. Electrochem. Soc.*, **122**, 651(1975).
- [3] T. L. Tansley, *J. Phys. E. Sci. Electr.*, **8**, 52(1979).
- [4] P. Skeeth, W. A. Saperstein, P. Pianetta, I. Lindan, W. E. Spier and P. Mark, *J. Vac. Sci. Technol.*, **15**, 1219(1978).
- [5] D. C. Look and T. A. Copper, *Solid-St. Electron.*, **28**, 521(1985).
- [6] H. Fukui, *Bell Syst. Tech. J.*, **58**, 771(1979).
- [7] K. Lee, M. S. Shur, K. Lee, T. T. Vu, P. C. T. Roberts and M. J. Helix, *IEEE, Trans. Electron. Dev.*, **ED-31**, 390(1984).
- [8] P. R. Jay and R. H. Waillis, *IEEE Electron Dev. Lett.*, **EDL-2**, 265(1981).
- [9] K. Lebovec, *Solid-St. Electron.*, **27**, 1097(1984).

Measurements of Mobility Profile of Electrons by Schottky Barrier Method with Gate Current Correction

Xiang Qi and Wang Lichun

(Institute of Microelectronic Technology, Xi'an Jiaotong University)

Abstract

This paper introduces a differential dc equivalent model, in which the Schottky barrier can be forward biased and the gate current correction is properly include. Applying this model, we can more precisely calculate the drift and geometrical magnetic resistance mobilities very close to the surface layer. The deduction of the model is more strict. The physical meaning is clear and precise.

KEY WORDS: GaAs, Schottky barrier gate field effect transistor, Measurement method, Mobility, Distribution