

文章编号:1671-6833(2008)03-0031-04

一种新的高电子迁移率晶体管 $I-V$ 解析模型

向 兵, 侯卫周

(河南大学 物理与电子学院, 河南 开封 475001)

摘 要: 随着通信技术的发展, HEMT 器件的栅长变得越来越短, 而早期的速度-场经验公式随着栅长的不断减小已不能精确地描述这种变化. 通过对现有的速度-场经验公式的计算机模拟仿真, 发现其与实测的文献数据之间存在一定的误差, 因而提出一种改进的速度-场经验公式, 在线性电荷控制模型的基础上, 考虑沟道长度调制效应, 解析出一种新的高电子迁移率晶体管 (HEMT) $I-V$ 模型. 仿真结果表明, 该模型具有较高的精度.

关键词: 高电子迁移率晶体管; 模型; 二维电子气; 速度-场

中图分类号: TN 386.3

文献标识码: A

0 引言

自从 1980 年 Mimura 首次报道 HEMT 器件以来, 其独特的工作原理就开始引人注目, 这得益于它的异质结结构 (如图 1). HEMT 的能带会在非掺杂 GaAs 一侧形成一个势阱, 势阱中的载流子来自 n -AlGaAs, 但在空间上与母体电离杂质 (n -AlGaAs) 分开, 并局限于一个狭小的区域里 (势阱) 作准二维运动即生成二维电子气 (2DEG), 如图 2 所示. 这种结构大大减弱了电流杂质对载流子的散射作用, 从而提高了载流子的迁移率, 并且增加了导电沟道载流子的浓度.

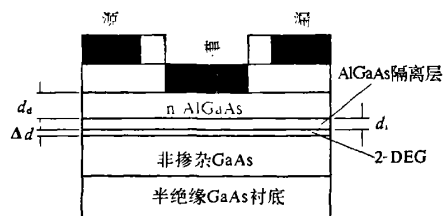


图 1 HEMT 的结构图

Fig. 1 The structure of the HEMT

随着通讯事业的发展, 在一些雷达、航空航天等通讯系统中, 要求器件工作频率越来越高, 因而 HEMT 器件常用在频率大于 30 GHz 的通讯系统中^[1]. HEMT 的栅长一般要求小于 1 μm (甚至小于 0.2 μm), 此时沟道内的电场将发生变化, 沟道

内电子的运动速度与电场的关系也将发生新的变化. 目前常用的速度-场经验公式主要有 Trofimennkoff 经验公式和 Giblinetal 经验公式, 而这些早期的速度-场经验公式随着栅长的不断减小已不能精确地描述这种变化. 为了优化器件和电路特性, 近年来国内外学者对 HEMT 器件模型作了许多研究, 以物理结构为基础的解析模型常用在 CAD 设计软件中, 它是根据器件的实际物理结构以及器件的理论分析公式, 在特定的近似条件下分析器件方程, 得到 CAD 设计所需的参数. 而其中的静态模型就是器件的工作基础, 从 $I-V$ 特性图上即可得到跨导、截止频率等参数, 选择合适的工作点后就应用于高频.

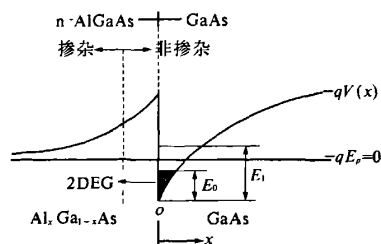


图 2 HEMT 的能带图

Fig. 2 The band of the HEMT

HEMT 器件作为一类较新的有源器件, 国内的生产应用也是刚刚开始, 国内进行 HEMT 器件模型研究的院校和科研所并不多, 虽然他们的研

收稿日期: 2008-04-14; 修订日期: 2008-06-20

作者简介: 向 兵 (1968-) 男, 湖南长沙人, 河南大学讲师, 硕士, 主要从事半导体器件和半导体集成电路方面的研究, E-mail: xiangziyu.1998@yahoo.com.cn.

究已经取得了一定的成就,但目前工艺线上应用的模型还是主要借鉴国外已有的模型.笔者将对速度-场经验公式进行研究,主要是通过计算机拟合的方法,找到相对比较精确的速度-场经验公式,然后在分析载流子漂移-扩散理论、沟道电荷控制模型、边界条件等情况下,导出 HEMT 器件的 $I-V$ 静态模型.

1 模型的建立

1.1 沟道电流解析表达式

HEMT 器件沟道电流包含两部分:漂移电流和扩散电流,如果取器件横向为 x 轴,令栅的源端作为原点($x=0$),HEMT 器件的沟道电流表达式为:

$$I_{ds} = Wq[n_s(x)v(x) + D_n \frac{dn_s(x)}{dx}]$$

式中:2DEG 第一项为漂移电流;第二项为扩散电流; $n_s(x)$ 为 2DEG 的面密度; $v(x)$ 为电子运动的速度; W 为栅宽; D_n 为电子扩散系数.但从 2DEG 面密度沿栅下沟道的分布来看,除了源漏两端很小的区域外,在大部分的沟道中,变化是相当平缓的,即扩散电流在沟道中的大部分区域是很小的.这样,器件沟道电流近似的表达为:

$$I_{ds} = qn_s(x)v(x)W \quad (1)$$

1.2 2DEG 面密度与栅压的关系

HEMT 属于栅场效应器件.栅压的变化可以改变 2DEG 的面密度,进而控制沟道电流.2DEG 面密度与栅压的关系比较复杂,许多人提出了各种各样的电荷控制模型,主要包括线性电荷控制模型、非线性电荷控制模型、线性非线性分段模型,但即使在后两种模型中,非线性部分主要描述的是器件的饱和区和亚阈值区,所以整个模型中,线性部分或近线性部分也很大.而非线性部分用于计算静态沟道电流时,计算相当困难,难以得到解析式.重要的是,实际器件工作区域的栅压尽量避免落在 2DEG 饱和区,以避免跨导、工作频率的很大变化.因而,笔者采用了线性控制模型,以简化拟合过程,同时也能得到很好的结果.采用前面的坐标,笔者采用的线性电荷控制模型如下:

$$n_s(x) = \frac{\varepsilon[V_g - V_{th} - V(x)]}{q(d_i + d_a + \Delta d)} \quad (2)$$

式中: V_{th} 为阈值电压; $V(x)$ 为沟道电压; d_i 为隔离层厚度; d_a 为 $n-AlGaAs$ 层厚度; Δd 为二维电子气厚度; ε 为真空介电常数与半导体材料 $AlGaAs$ 相对介电常数之积.

1.3 载流子速度电场关系

对于一般的长沟道器件,在低电压的工作条件下,沟道中的电场强度 E 一般要小于沟道的临界电场强度 E_c ,沟道内载流子的漂移速度近似地可认为与电场强度 E 成线性关系,即如果在低电场下电子的迁移率为 μ_n 的话,载流子的漂移速度 v 可表达为: $v = \mu_n E$.但对于短沟道器件,由于其沟道内电场强度可以达到甚至远高于临界电场强度,其载流子的漂移速度与电场的关系不再是线性关系.对于短沟道器件的速度-场强模型,曾经有不同的学者提出了不同的模型,主要有两种模型^[2].

(1) 由 Trofimenkoff^[3] 提出的最经常使用的经验公式,这也是最简单的公式:

$$v(x) = \frac{\mu_n E(x)}{1 + \frac{E(x)}{E_c}} \quad (3)$$

式中: E_c 是饱和电场; $v(x)$ 是电子的漂移速度; μ_n 是低电场下的电子迁移率.

(2) 由 Giblin et al^[4] 提出的经验公式:

$$v(x) = v_s [1 - \exp(-E(x)/E_s)] \quad (4)$$

式中: E_s 是饱和电场; v_s 是载流子饱和速度.这种模型比第一种模型更接近实验数据,但是,它的弊端在于对于有两个导带谷底的半导体材料例如:GaAs 和 InP,速度-电场曲线在谷底会有极值,这样会出现负阻区域,即在这个区域里,漂移速度会随着电场的增强而减小.

(3) 笔者提出的经验公式

通过对以上两种经验公式的计算机仿真,我们发现在栅长小于 $1 \mu m$ 时,其与实测数据之间误差较大,在此基础上我们通过与实测数据的拟合,提出的速度-场关系式如下:

$$v(x) = \frac{v_0 E(x)/E_0 + v_s [E(x)/E_0]^2}{1 + [E(x)/E_0]^2} \quad (5)$$

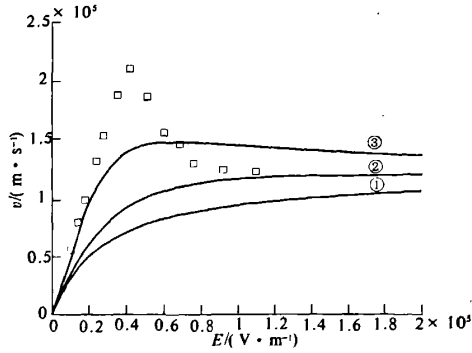
其中, $v_0 = \mu \times E_0$, E_0 为匹配参数(约 3.0 kV/cm).该关系式适用于微波和数字集成电路的直流模拟和交流小信号模拟.我们对以上 3 种经验公式进行了模拟仿真,如图 3 所示.

通过图 3 的曲线对比可知,我们提出的经验公式相比与前两种模型相比具有更高的精度.

1.4 源漏边界条件

以栅沟道方向为 x 轴,源端(s)为 x 轴零点, L_g 为栅长,考虑源、漏寄生电阻 R_s 和 R_d ,边界条件为^[5]:

$$V(0) = I_{ds} R_s, V(L_g) = V_{ds} - I_{ds} R_d.$$



□—实验数据^[6];①—式(3)的模拟曲线;②—式(4)的模拟曲线;③—式(5)的模拟曲线

图3 不同速度-场公式的模拟曲线

Fig.3 Different speed - field formula simulation curve

2 HEMT 的 I-V 解析模型

2.1 线性区

由式(1)、(2)式可得到:

$$\frac{V(x)}{V_0} = \frac{I_{ds}}{\beta E_0 L_g [V_{gs} - V_{th} - V(x)]} \quad (6)$$

$$\text{式中: } \beta = \frac{\varepsilon \mu_m W}{(d_i + d_d + \Delta d) L_g}$$

由式(5)可得

$$\frac{dV}{dx} = E(x) = E_0 \left[\frac{v(x)}{v_0} - \frac{v_s}{v_0} \left(\frac{v(x)}{v_0} \right)^2 \right] \quad (7)$$

式中: $v_0 = \mu_n E_0$.

将式(6)带入式(7),可得:

$$\frac{dt}{dx} = E_0 t^2 \left[\frac{I_{ds} t}{\beta E_0 L_g} - \frac{I_{ds}^2 v_s t^2}{v_0 \beta^2 E_0^2 L_g^2} \right] \quad (8)$$

$$\text{式中: } t = \frac{1}{V_{gs} - V_{th} - V(x)}.$$

$$\text{令 } K = \frac{v_s I_{ds}}{v_0 \beta E_0 L_g} = \frac{v_s}{v_0} \cdot \frac{v(x)}{v_0} \cdot [V_{gs} - V_{th} - V(x)],$$

式(8)积分可变为:

$$\frac{I_{ds}}{\beta} = -\frac{1}{2t^2} \Big|_{t_1}^{t_2} - \frac{K}{t} \Big|_{t_1}^{t_2} \quad (9)$$

上式的边界条件为:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{1}{V_{gs} - V_{th} - V_s}, V_s = I_{ds} R_s; \\ t_2 = \frac{1}{V_{gs} - V_{th} - V_d}, V_d = I_{ds} R_d. \end{cases}$$

将上述边界条件代入,得到一种新的 HEMT 器件在线性工作区的 I-V 特性解析表达式:

$$I_{ds} = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (10)$$

式中,

$$\begin{cases} a = \frac{1}{2} (R_s^2 - R_d^2) + \frac{v_s}{v_0 E_0 \beta L_g} (R_s + R_d) \\ b = (R_s + R_d) (V_{gs} - V_{th}) - V_{ds} R_d - \frac{1}{\beta} \frac{v_s V_{ds}}{v_0 V_0} + \frac{1}{\beta} \\ c = -V_{ds} (V_{gs} - V_{th}) + \frac{1}{2} V_{ds}^2 \end{cases} \quad (11)$$

2.2 饱和区

在饱和区时,因为电导 $g_d = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} = 0$, 可以得到

$$\frac{\partial b}{\partial V_{ds}} + \frac{\partial \sqrt{b^2 - 4ac}}{\partial V_{ds}} = 0 \quad (12)$$

由式(11)可得: $\frac{\partial b}{\partial V_{ds}} = -R_d - \frac{v_s}{\beta v_0 V_0} = A$,

$$\frac{\partial c}{\partial V_{ds}} = -(V_{gs} - V_{th}) + V_{ds} \quad (13)$$

式(13)代入式(12),则得到:

$$Ab(V_{gs} - V_{th} - V_{ds}) - a(V_{gs} - V_{th} - V_{ds})^2 = cA^2 \quad (14)$$

解上式可得:

$$V_{ds} = V_{dsat} = \frac{-b_1 - \sqrt{b_1^2 - 4a_1 c_1}}{2a_1} \quad (15)$$

$$\text{式中: } a_1 = AR_d + \frac{Av_s}{\beta v_0 V_0} - a - \frac{A^2}{2},$$

$$\begin{aligned} b_1 &= -A(R_s + R_d)(V_{gs} - V_{th}) - R_d A(V_{gs} - V_{th}) \\ &\quad - \frac{v_s (V_{gs} - V_{th}) A}{\beta v_0 V_0} - \frac{A}{\beta} + 2a(V_{gs} - V_{th}) + A^2(V_{gs} - V_{th}), \\ c_1 &= A(R_s + R_d)(V_{gs} - V_{th})^2 + \frac{A(V_{gs} - V_{th})}{\beta} - a \end{aligned}$$

$$(V_{gs} - V_{th})^2.$$

在沟道电流饱和后,泊松方程可表示如下:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = \frac{J}{\varepsilon v_s}$$

式中, $J = I_{dsat} / (W \Delta d)$. 此时边界条件为:

$$1) V(0) = V_{dsat},$$

$$2) \frac{\partial V(0)}{\partial x} = E_s \cong V_{dsat} / L_g.$$

这样,在饱和区就得到了沟道缩短长度 L_s 的解析式:

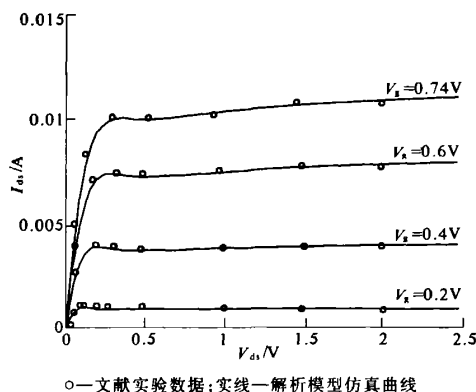
$$L_s = \gamma \left[\sqrt{1 + 2(V_{ds} - V_{dsat}) / (\gamma E_s)} - 1 \right] \quad (16)$$

$$\text{其中, } \gamma = \frac{\varepsilon v_s \Delta d W E_s}{I_{dsat}}.$$

当漏极电压大于饱和电压时,只要把线性区中推导的式 V_{ds} 替换为 V_{dsat} , L_g 替换为 $L_g - L_s$, 则饱和区的沟道电流 I_{sat} 即可得出。

3 实验与仿真的对比

为了验证本模型的准确性,我们用 MATLAB 对以上的解析模型在不同栅压下进行了仿真,并与实际的实验数据进行了比较。其中仿真用参数如下: $L_g = 1.0 \mu\text{m}$, $W = 145 \mu\text{m}$, $d_i = 0.01 \mu\text{m}$, $d_d = 0.03 \mu\text{m}$, $d = 0.008 \mu\text{m}$, $\mu = 0.43 \text{ m}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$, $N_d = 1.0 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, $R_s = 12 \Omega$, $R_d = 30 \Omega$, $R_p = 4 \text{ k}\Omega$, $E_0 = 3.0 \text{ kV/cm}$, $v_s = 1.20 \times 10^7 \text{ cm/s}$, $\Phi_{bn} = 1.106 \text{ eV}$, $E_{f_0} = -0.062 \text{ eV}$, $\Delta E_c = 0.32 \text{ eV}$, 实验数据均采用文献[7]数据,仿真结果如图 4 所示。仿真结果表明,该器件解析模型在不同栅压下的 $I-V$ 特性均能很好的与实验数据拟合,说明本解析模型具有较高的精度。



○—文献实验数据;实线—解析模型仿真曲线

图 4 HEMT 器件解析模型的仿真曲线

Fig. 4 HEMT analytical model simulation curve

4 结束语

本课题的目的是通过解析以及计算机仿真的

方法对 HEMT 器件的 $I-V$ 特性进行研究。通过对器件工作原理的分析,忽略一些对器件特性影响较小而又不利于解析的因素,同时利用计算机仿真和拟合的方法建立起器件的一维解析模型。仿真结果表明,该模型精度较高,可以用于一些有关器件模拟以及电路仿真的 CAD 软件中。

参考文献:

- [1] GEORGES S. Modeling of MOSFET's [J]. IEEE Trans MTT, 1988, 36(7): 1124 - 1140.
- [2] HUANG D H, HUANG L. DC and transmission line models for a high electron mobility transistor [J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique, 1989, 37(9): 378 - 388.
- [3] TROFIMENKOFF F N. Field-dependent mobility analysis of the field effect transistor [J]. IEEE Trans Electron Devices, 1965, 53: 1765 - 1766.
- [4] GIBLIN R A, SCHERER E F, WIERICH R L. Computer simulation of instability and noise in high-power avalanche devices [J]. IEEE Trans Electron Devices, 1983, ED - 20: 404 - 418.
- [5] KROEMER H. The Gunn effect under imperfect cathode boundary conditions [J]. IEEE Trans Electron Devices, 1998, ED - 15: 819 - 837.
- [6] LINH N T. 2DEG FET's: Microwave applications [J]. Semiconductors & Semimetals, 1985, 24: 218 - 226.
- [7] DRUMMOND T J, MORKOC H, LEE K, et al. Model for modulation doped field effect transistor [J]. IEEE Trans Electron Devices Lett, 1982, ED - 3: 338 - 342.

A New High Electronic Mobility Transistor $I-V$ Analytical Model

XIANG Bing, HOU Wei-zhou

(School of Physics and Electronics, Henan University, Kaifeng 475001, China)

Abstract: With the development of communication technology, the gate length of HEMT becomes shorter and shorter, and the previous speed-field analytical formula can not accurately describe this change. This paper simulates the current speed-field empirical formula, found that there exists some error between the literature and the measured data. We proposes a new speed-electric field empirical formula, on the basis of non-linear charge control model, considers the channel length modulation effect, taking into account the channel length modulation effect, obtain a new analysis of high electron mobility transistors (HEMT) $I-V$ model. The simulation results indicate that this model has relatively high accuracy.

Key words: HEMT; model; 2DEG; speed-field