AlGaN/GaN 高电子迁移率晶体管解析模型

杨 燕, 王 平, 郝 跃, 张进城, 李培咸
(西安电子科技大学微电子所, 陕西西安 710071)

摘 要: 基于电荷控制理论, 考虑到极化效应和寄生漏源电阻的影响, 建立了能精确模拟 AlGaN/GaN 高电子迁移率晶体管直流 I2V 特性和小信号参数的解析模型. 计算表明, 自发极化和压电极化的综合作用对器件特性影响尤为显著, 2V 栅压下, 栅长为 1Lm 的 $Al_{0.2}Ga_{0.8}N$/GaN HEMT 获得的最大漏电流为 1370mA/mm; 降低寄生源漏电阻可以获得更高的饱和电流、跨导和截至频率. 模拟结果同已有的测试结果较为吻合, 该模型具有物理概念明确且算法简单的优点, 适于微波器件结构和电路设计.

关键词: AlGaN/GaN; 高电子迁移率晶体管; 解析模型; 极化效应; 寄生源漏电阻
中图分类号: TN325 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2005) 02-0205-04

Analytical Model for AlGaN/GaN High Electron Mobility Transistor

YANG Yan, WANG Ping, HAO Yue, ZHANG Jin-cheng, LI Pei-xian
(Research Inst. of Microelectronics, Xidian University, Xi. an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: Based on the charge control theory, an accurate analytical model for the dc I-V characteristics and small signal parameters of an AlGaN/GaN high electron mobility transistor (HEMT) is developed considering the effects of polarization and parasitic source-drain resistances. Results show that the joint effects of spontaneous and piezoelectric polarization on the performance of the device are highly dominant. The proposed model predicts a maximum saturation current of 1370mA/mm at a gate bias of 2V for a 1.0Lm $Al_{0.2}Ga_{0.8}N$/GaN HEMT. The calculated results also indicate that higher saturation current, transconductance, and cutoff frequency can be achieved by lowering the parasitic resistances. The comparison between simulations and physical measurements shows a good agreement. The model is simple in calculations and distinct in physical mechanism, therefore suitable for design and research of microwave device and circuit.

Key words: AlGaN/GaN; high electron mobility transistor; analytical model; polarization; parasitic source-drain resistances

1 引言

宽禁带半导体氮化镓(GaN) 由于具有禁带宽度大、击穿电场强度高、导热系数大、电子饱和漂移速度高等特点而在高温以及微波大功率器件制造领域极具潜力[1,2]. 尤其重要的是: 以 GaN 材料为基础制作的 AlGaN/GaN 异质结结构由于具有很高的电子迁移率(约为 2000 $cm^2/V\#s$) 以及二维电子气面密度(约为 $10^{13}cm^{-2}$)而受到了越来越多的关注.

AlGaN/GaN HEMT 也称作调制掺杂场效应晶体管, 正是以 AlGaN/GaN 异质结结构为基础而制造的 GaN 基器件, 在微波高功率和高温应用方面具有明显优势, 已经成为当前研究的热点之一[2~4]. 目前, 国内外有许多这方面研究的报道, 但大多基于实验研究, 关于理论尤其是建立真正适于 AlGaN/GaN HEMT 器件模型方面的研究则相对较少.

本文从材料以及器件物理的角度出发, 考虑到在 AlGaN/GaN 材料系统中占重要地位的自发和压电极化效应、寄生源漏电阻以及场致速度的影响, 提出了一个适于模拟 AlGaN/GaN HEMT 各种不同物理特性的解析模型. 模拟结果与实验测量值符合较好, 表明了该模型的正确性, 可用于器件优化设计.

2 模型的建立

图 1 是本文所研究的 $Al_mGa_{1-m}N$/GaN HEMT 器件结构图. 当在与 n-$Al_mGa_{1-m}N$ 隔离层相接触的肖特基金属上加电压时, $Al_mGa_{1-m}N$/GaN 异质结界面上所形成的二维电子气的薄层载流子浓度为[5]:

图 1 $Al_mGa_{1-m}N$/GaN HEMT

$$n_s(m,x)=\frac{E(x)}{qd}(V_{gs}-V_c(x)-V_{th}(m)) \quad (1)$$

收稿日期: 2004-03-22; 修回日期: 2004-10-25
基金项目: 国家重大基础研究(973) 项目; 国防预先研究项目支持研究(No. 41308060106)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

其中, q 为电子电荷, m 是 $Al_mGa_{1-m}N$ 中的 Al 摩尔数, $d = d_d + d_i + \Delta d$, E(m) 为二维电子气厚度, V_{gs} 是外加的栅源电压, $V_c(x)$ 是 x 处的沟道势. $Al_mGa_{1-m}N/GaN$ HEMT 的阈值电压与极化电荷密度有关, 其关系式如下:

$$V_{th}(m) = \Phi(m) - \Delta E_c(m) - \frac{qN_d d_d^2}{2\varepsilon(m)} - \frac{R(m)}{\varepsilon(m)}d \qquad (2)$$

式中的 $\Phi(m)$ 为肖特基势垒高度, $\Delta E_c(m)$ 是两种半导体的导带底在交界面处的突变, N_d 为 $Al_mGa_{1-m}N$ 隔离层的掺杂浓度, R(m) 是 $Al_mGa_{1-m}N$ 界面处净极化所引发的薄层电荷密度[6], 其表达式如下:

$$|R(m)| = |P_{PE}(Al_mGa_{1-m}N) + P_{SP}(Al_mGa_{1-m}N) - P_{SP}(GaN)| \qquad (3)$$

其中压电极化和自发极化效应[5]所引发的薄层电荷密度分别为:

$$P_{PE}(Al_mGa_{1-m}N) = 2\left(\frac{a(0)-a(m)}{a(m)}\right)\left(e_{31}(m) - e_{33}(m)\frac{C_{13}(m)}{C_{33}(m)}\right)$$

$$P_{SP}(Al_mGa_{1-m}N) = (-0.052m - 0.029)$$

a(m) 是晶格常数, $e_{31}(m)$ 和 $e_{33}(m)$ 是压电常数, $C_{13}(m)$ 和 $C_{33}(m)$ 为弹性常量.

2.1.1 漏电流模型

由电流密度方程[7]得到沟道中的漏-源电流为:

$$I_{ds}(m, x) = Wqv_d(x)n_s(x, m) \qquad (4)$$

其中, W 是栅宽, $v_d(x)$ 为电子漂移速度. 当漏电压较低时, 电子漂移速度未达到饱和, 可表示为:

$$v_d(x) = \frac{L_0 E}{1 + \frac{E}{E_c}} \qquad (5)$$

$$E = dV_c(x)/dx$$

这里, L_0 是低场迁移率, E_c 为关键电场. 将式(1) 和式(5) 代入式(4) 可得:

$$I_{ds}(x, m)\left(1 + \frac{1}{E_c}\frac{dV_c(x)}{dx}\right) = \frac{WL_0E(m)}{d}(V_{gs} - V_{th}(m) - V_c(x))\frac{dV_c(x)}{dx} \qquad (6)$$

取边界条件为[8]:

$$V_c(x)|_{x=0} = I_{ds}(m)R_S \quad V_c(x)|_{x=L} = V_{ds} - I_{ds}(m)R_d \qquad (7)$$

式中 R_s 和 R_d 分别为器件帽层的寄生源电阻和漏电阻, 对式(6) 沿着沟道长度 L 积分, 可得:

$$A(I_{ds}(m))^2 + BI_{ds}(m) + C = 0 \qquad (8)$$

其中,

$$A = 2R_s + 2R_d - K\varepsilon_c(R_d^2 - R_s^2)$$

$$B = 2K\varepsilon_cR_dV_{ds} - 2K\varepsilon_cR_s(V_{gs} - V_{th}(m)) - 2\varepsilon_cL - 2V_{ds}$$

$$C = K\varepsilon_cV_{ds}^2 - K\varepsilon_cV_{ds}^2$$

$$K = \frac{WL_0E(m)}{d}$$

对上式求解, 即可以得到 I_{ds} 在线性区的表达式. 另一方面, 当沟道区电子达到速度饱和时, 饱和电流为:

$$I_{dsat}(m) = WqV_{sat}(V_{gs} - V_{th}(m) - V_{dsat}(m)) \qquad (9)$$

由于线性区和饱和区的电流是连续的, 因此用 V_{dsat} 代替式(8) 中的 V_{ds}, 并令式(8) 和式(9) 两式相等得到:

$$A1(V_{dsat}(m))^2 + B1V_{dsat}(m) + C1 = 0 \qquad (10)$$

其中

$$A1 = 1 + 2K\varepsilon_cR_s - K^2\varepsilon_c^2(R_d^2 - R_s^2)$$

$$B1 = 2\varepsilon_cL - 2K\varepsilon_cR_s(V_{gs} - V_{th}(m)) + 2K^2\varepsilon_c^2(R_d^2 - R_s^2)$$

$$C1 = K^2\varepsilon_c^2(V_{gs} - V_{th})^2(R_s^2 - R_d^2) - 2\varepsilon_cL(V_{gs} - V_{th}(m))$$

通过计算上式即可获得 V_{dsat} 并求出 I_{dsat}.

2.1.2 小信号交流参数模型

小信号交流参数对于评价 AlGaN/GaN HEMT 器件微波性能极为重要. 跨导 g_m 作为优化场效应晶体管高频性能最重要的小信号参数之一, 实际上它就是器件的增益. 按照其定义, 在保持漏电压 V_{ds} 为常数的条件下对 I_{ds} 关于 V_{gs} 求偏导, 即

$$g_m(m) = \left.\frac{\partial I_{ds}(m)}{\partial V_{gs}}\right|_{V_{ds} = 常数} \qquad (11)$$

所以, 由式(8) 和式(9) 得到线性区和饱和区的跨导分别为:

$$g_{mlin}(m) = \frac{2K\varepsilon_cR_sI_{ds}(m)}{2AI_{ds}(m) + B} \qquad (12)$$

$$g_{msat}(m) = \frac{2K\varepsilon_cR_sV_{dsat}(m) - 2\varepsilon_cL - 2K^2\varepsilon_c^2(V_{gs} - V_{th}(m))(R_s^2 - R_d^2)}{2A1V_{dsat}(m) + B1} \qquad (13)$$

同样的, 截至频率作为优化器件高频性能的主要指数之一, 其定义如下: $f_t(m) = \frac{g_m(m)}{2\pi C_g(m)}$ (14)

其中, C_g 是有效栅电容, 可以表示为:

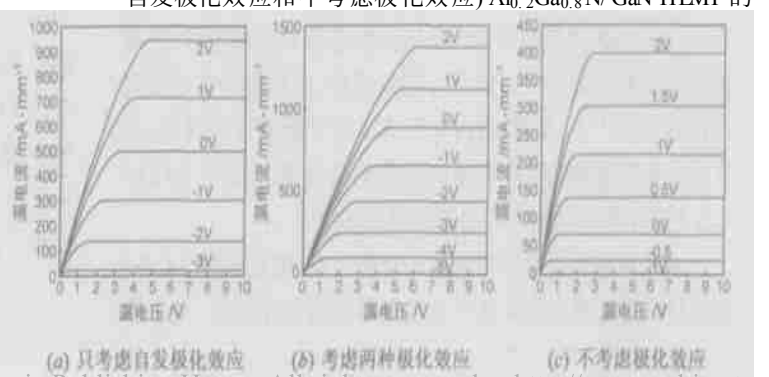
$$C_g(m) = \frac{WL\varepsilon(m)}{d} \qquad (15)$$

WL 是栅下的有效面积, d 是栅和二维电子气沟道间的距离. 本文假设 $C_g(m)$ 为常数, 这主要是因为在正常工作条件下, 栅对电荷具有完全控制作用, $Al_mGa_{1-m}N/GaN$ HEMT 栅下的耗尽区延伸到了整个 n- $Al_mGa_{1-m}N$ 层(即保持恒值 d), 则 C_g 为一常数值. 因此,

$$f_t(m) = \frac{g_m(m)d}{2\pi WL\varepsilon(m)} \qquad (16)$$

3 模拟结果与分析

为了更好的说明极化效应对于器件特性的影响, 笔者首先对三种不同情况下(考虑压电和自发两种极化效应、只考虑自发极化效应和不考虑极化效应) $Al_{0.2}Ga_{0.8}N/GaN$ HEMT 的



(a) 只考虑自发极化效应 (b) 考虑两种极化效应 (c) 不考虑极化效应

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

直流输出特性进行了对比(参见图 2). 其中, 器件栅长为 1Lm, 栅宽为 100Lm, 未掺杂 $Al_{0.2}Ga_{0.8}N$ 层厚度为 5nm, 掺杂 $Al_{0.2}Ga_{0.8}N$ 层厚度为 15nm(掺杂浓度为 $1@10^{19}cm^{-3}$) . 可以看出, 栅偏置为 2V 时, 只考虑自发极化效应所获得的最大漏电流为 940mA/ mm; 压电和自发两种极化效应都考虑时为 1370mA/ mm; 不考虑极化效应时为 400mA/ mm. 对应的开关态比(即最大漏电流与 1mA/ mm 的比值) 分别为 940, 1370, 和 400. 从而说明当对 $Al_{0.2}Ga_{0.8}N$/ GaN HEMTs 器件特性进行模拟时, 必须考虑两种极化效应的影响, 否则必然导致模拟结果不准确. 另外, 从图中还可以看出, 在压电和自发极化效应都考虑的情况下, 栅压为 2V 时所获得的膝电压为 6. 0V. 只考虑自发极化效应、考虑两种极化效应以及不考虑极化效应三种情况下对应的夹断电压分别为- 3. 38V、- 5. 0V 和- 1. 0V.

图 3 是考虑寄生源漏电阻和不考虑寄生漏源电阻条件下, $Al_{0.15}Ga_{0.85}N$/ GaN HEMT 输出特性的模拟结果同实验测量值[4] 的比较. 从图中可以看出, AlGaN/ GaN HEMT 具有较大的饱和电流密度(503. 4mA/ mm) . 从计算过程分析, 这主要与 AlGaN/ GaN HEMT 中存在较大的导带不连续性和能够产生非常高的薄层电荷密度的强极化效应有较大关系. 从图中还可以看出, 不考虑寄生源漏电阻时, 同实验结果相比, 漏电流理论值相应较大, 饱和漏电压较低; 考虑寄生源漏电阻作用时, 模拟结果同实验曲线符合较好. 在栅压较低时, 两种情况下的模拟结果相差较小, 这主要与此时沟道电阻较大, 寄生源漏电阻影响相对较小有关.

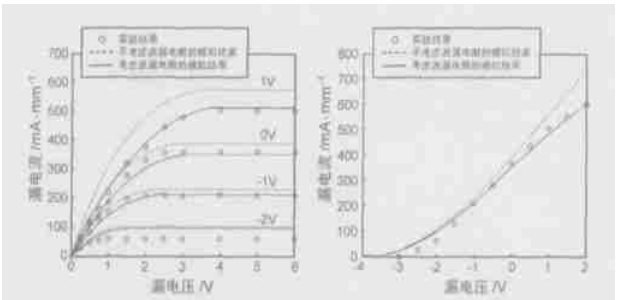


图 3 $Al_{0.15}Ga_{0.85}N$/GaN HEMT 输出特性

图 4 漏电压 V_{ds}=3V 时 $Al_{0.15}Ga_{0.85}N$/GaN HEMT 漏电流随栅压的变化关系

图 4 是漏电压为 3V 时, 漏电流随栅压的变化曲线. 从图中可看出, 考虑寄生源漏电阻时, 本文模型的计算结果与实验结果符合较好, 但当栅压较低时, 存在一定偏差, 这可能与当漏电压大于有效栅压时, 栅泄漏和衬底电流逐渐占主要地位而使得在栅的漏端出现强电场有较大关系.

图 5 是本文计算得到的跨导随栅压的变化曲线. 当漏电压为 1V 时, 两种情况下所获得的最大跨导分别为 73. 0ms/ mm 和 62. 5ms/ mm; 漏电压为 2V 时, 分别为 128. 0ms/ mm 和 110. 0ms/ mm. 可以看出, 不同漏压条件下, 不考虑寄生漏源电阻时所对应的跨导值均较大. 从计算过程来看, 这主要与 AlGaN/ GaN HEMT 中存在高的峰值电子饱和速度和强极化效应所引发的高载流子浓度有相当大的关系. 从图中还可以看出, 考虑源漏电阻时, 跨导在线性区随着栅压的增大而增大, 达到峰值后在饱和区随着栅压的增大而下降. 这是由于当二维电子气密度达到平衡值后, 电流密度不再随着栅压正比增加, 因此在较高的栅压下, 跨导开始下降.

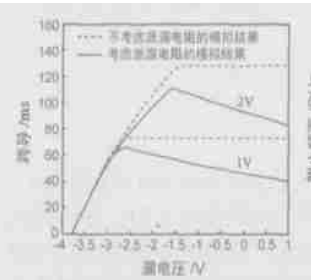


图 5 漏电压为 1V 和 2V 时的跨导特性

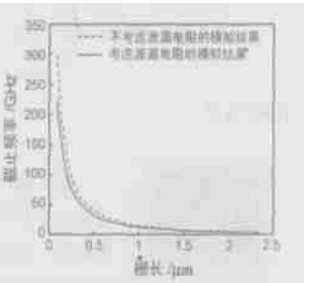


图 6 随栅长变化的截止频率特性

图 6 是截止频率随栅长的变化. 如图所示, 截止频率随着栅长的增加而迅速降低. 从模拟过程来看, 这主要是由于随着栅长的增加, 电子通过沟道的渡越时间变长, 以此导致了频率的降低, 因而尺寸较小的 AlGaN/ GaN HEMT 具有很高的截止频率 f_t.

4　结论

提出了一个适于模拟 AlGaN/ GaN HEMT 直流特性和小信号参数的解析模型, 该模型中考虑了寄生漏源电阻和能在异质结界面处引发非常高的二维电子气密度的极化效应的影响. 通过求解该模型, 分析了极化效应对 $Al_{0.20}Ga_{0.80}N$/ GaN HEMT 输出特性的影响, 获得了 $Al_{0.15}Ga_{0.85}N$/ GaN HEMT 的输出特性、跨导和截止频率, 其中器件的输出特性以及转移特性同实验结果符合较好, 对截止频率的计算则表明 AlGaN/ GaN HEMT 在微波功率应用方面具有巨大的应用潜力.

另外, 该模型物理意义明确, 计算也相对较为简单, 因而可在 AlGaN/ GaN HEMT 器件和电路研究中使用.

参考文献:

[1] U K Mishra, Y F Wu, B P Keller, et al. GaN microwave electronics [J]. IEEE Tran Microwave Theory Techn, 1998, 46(6): 756- 761.

[2] L Shen, S Heikman, B Moran, et al. AlGaN/ AlN/ GaN high2power microwave HEMT[J]. IEEE Electron Device Lett, 2001, 22(3): 457- 459.

[3] 范隆, 张进城, 李培咸, 郝跃. AlGaN/ GaN 异质结辐射感生界面态电荷对二维电子气输运的影响[J]. 半导体学报, 2003, 24(9): 937- 941.

[4] Y F Wu, S Keller, P Kozodoy, et al. Bias dependent microwave performance of AlGaN/ GaN MODFETs up to 100V[J]. IEEE Electron Device Lett., 1997, 18(6): 290- 292.

[5] D Delagebeaudeuf, N T Linh, Metal2(n) AlGaAs2GaAs two dimensional electron gas FET[J]. IEEE Trans Electron Device, 1982, ED29(6): 955- 960.

[6] O Ambacher, J Smart, J R Shealy, et al. Two2dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization chargin N2and Ga2face AlGaN/ GaN heterostructures[J]. J Appl Phys, 1999, 85(6): 3222- 3233.

[7] S M/ Sze, Physics of Semiconductor Devices[M]. Wiley, New York, 1981. 337.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

[8] Fabio Sacconi, Aldo Di Carlo, P Lugli, et al. Spontaneous and piezoelectric polarization effects on the oput characteristics of AlGaN/GaN heterojunction modulation doped FETs[J]. IEEE Trans Electron Device, 2001, 48(3): 450- 457.

作者简介:

杨 燕 女, 2001 年和 2004 年在西安电子科技大学获得工学学士和硕士学位, 现为西安电子科技大学微电子学与固体电子学博士, 主要研究方向为氮化镓基微波、高温大功率器件. E-mail: billy123456@163.com.

王 平 男, 1999 年和 2002 年在西北大学和西安电子科技大学分别获得工学学士和硕士学位, 现为西安电子科技大学微电子学与固体电子学博士, 主要研究方向为宽带隙半导体器件建模及工艺.

郝 跃 男, 1986 年和 1991 年分别获西安电子科技大学硕士和西安交通大学博士学位, 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师, 西安电子科技大学副校长, IEEE 高级会员, 主要研究方向为超深亚微米 VLSI 可靠性理论与设计方法、新型宽禁带半导体器件与关键技术、以及系统集成(SOC)设计与设计方法学等, 已发表的学术论文有 150 多篇, 专著三本.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net