

4H-SiC 射频功率 MESFET 大信号直流 $I-V$ 特性解析模型^{*}

杨林安 张义门 吕红亮 张玉明 于春利

(西安电子科技大学微电子研究所, 西安 710071)

摘要: 根据 4H-SiC 高饱和电子漂移速度和常温下杂质不完全离化的特点, 对适用于 Si 和 GaAs MESFET 的直流 $I-V$ 特性理论进行了分析与修正。采用高场下载流子速度饱和理论, 以双曲正切函数作为表征 $I-V$ 特性的函数关系, 建立了室温条件下 4H-SiC 射频功率 MESFET 直流 $I-V$ 特性的准解析模型, 适于描述短沟道微波段 4H-SiC MESFET 的大信号非线性特性, 计算结果与实验数据有很好的一致性。同时与 MEDICI 模拟器的模拟结果也进行了比较。

关键词: 4H-SiC; 射频功率 MESFET; 非线性大信号模型; 直流 $I-V$ 特性

EEACC: 2560B; 2560S; 1220

中图分类号: TN 386

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2001)09-1160-05

1 引言

碳化硅(SiC)是近十几年来迅速发展起来的宽禁带半导体材料之一。与典型的微波功率半导体材料 GaAs 相比, SiC 材料具有宽禁带、高击穿电场(大约 10 倍于 GaAs)、高载流子饱和漂移速率(在高场下大约 3 倍于 GaAs)、高热导率(大约 10 倍于 GaAs)等许多优点, 随着 SiC 材料制造工艺的不断改进和制造成本的下降, 在高温、大功率、高频、光电子、抗辐照等领域有广阔的应用前景。4H-SiC 和 6H-SiC 材料广泛应用于射频功率器件中, 而 3C-SiC 较适合于异质外延结构, 且它的禁带宽度低于 4H 和 6H 型 SiC, 所以在大功率的微波射频领域中的应用远不及 4H 和 6H 型 SiC 的优点突出。与 6H-SiC 相比, 4H-SiC 具有更宽的禁带、更高的电子迁移率、较低的各向异性、较低的施主离化能(杂质电离率高), 因此在微波功率器件制造领域, 4H-SiC 更具竞争力。

对 4H-SiC MESFET(金属-半导体场效应管)微波功率器件的研究近年来已有很多报道, 其中器

件的射频大信号非线性模型的建立是研究大功率器件性能的关键。但是由于对 SiC 材料及器件机理的认识还不充分, 因而从理论上深入分析其器件性质、建立实用的大信号物理模型这一领域的成果还很少见。从器件 CAD 的角度分析, 目前对大信号非线性模型的研究主要有两个方向, 一是建立基于测量数据的模型(measurement-based model), 二是建立基于器件物理特性的模型(physically-based model)。基于测量数据的模型以实验数据为基准, 它采用脉冲 $I-V$ 测试、脉冲 S 参数测试等手段, 保证数据对器件特性的准确反映, 通过数据拟合(包括内插、外推等算法), 提取所需的拟合参数值, 构成非线性模型。其优点是函数关系和算法简单, 非常适合于宽带大信号射频放大器, 甚至可以用直流和窄带小信号交流数据来产生大信号模型(误差可以通过对模型的修正来控制)。但是此方法必须以制造出用于测试的器件结构为前提, 这是其局限性所在。基于器件物理特性的模型必须根据不同的器件物理特性进行不同的模拟, 而不能采用同一个优化模型, 需考虑很多因素, 其算法很复杂, 且理论分析结果与实验数

* 国防预研基金资助项目(8.1.7.3)。

杨林安 男, 1965 年出生, 讲师, 博士研究生, 从事 SiC 射频功率器件的研究。

张义门 男, 1941 年出生, 教授, 博士生导师, 长期从事半导体器件、电路模型和模拟、超大规模集成电路 CAD 方面的教学和研究工作。

2000-11-09 收到, 2001-03-05 定稿

© 2001 中国电子学会

据之间存在较大误差。但是它可以用理论值替代测量值, 对器件及电路的设计有指导作用, 因此适用于超前器件技术的研究领域。

基于测量数据的模型以 Statz、Materka、Currite、Chalmers、Parker 等模型为代表^[1-5], 这些模型以双曲正切函数关系或指数函数关系描述器件 I-V 特性, 文献[6—9]对这些模型作了一定的修改, 提高了模型的精度。但所有这些模型都需要提取一定量的拟合参数, 且模型精度越高, 所需拟合参数就越多, 因而增加了算法的复杂度。重要的是, 在微波功率器件研究领域, 上述器件模型绝大部分适合于 GaAs 器件。而 SiC 材料与 GaAs 材料之间存在很大的差异, 例如 SiC 常温下存在不完全离化的“冻结效应”, 具有高饱和电子漂移速度, 具有与 GaAs 不同的速度-电场关系等, 因此对这些模型必须从理论上进行分析与修正, 以适应 SiC 器件的特点。

本文中, 以双曲正切函数 $\tanh(x)$ 来描述 4H-SiC MESFET 漏源电流 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 的非线性函数关系, 并且从器件内部载流子输运机理的物理特性出发, 对上述模型中的重要拟合参数用确定的数学关系式表示, 从理论角度分析其物理意义, 推导出 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 的准解析表达式。它有效结合了物理模型和实验模型的方法, 因而在保证其模型精度的同时又从很大程度上脱离了对测试数据的依赖, 其物理概念更为清晰, 且算法简单。

2 4H-SiC MESFET 直流 I-V 特性模型的建立

文中采用的 4H-SiC 射频功率 MESFET 器件结构如图 1 所示, 这种非对称栅的 MESFET 结构已被广泛应用于微波功率器件中。器件主要结构参数^[10]和依据 4H-SiC 性质计算出的参数值由表 1 给出。

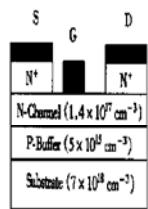


图 1 4H-SiC n 沟 MESFET 剖面图

FIG. 1 Cross Sectional View of n Type 4H-SiC MESFET

表 1 4H-SiC n 沟 MESFET 主要结构和计算参数

Table 1 Main Structure Parameter & Calculating Parameter for n Type 4H-SiC MESFET

参数	符号	数值	备注
沟道掺杂浓度	N_d	$1.4 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	
室温离化浓度	N_d^+	$1.05 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	由一级离化公式计算
低场电子迁移率	μ_{n0}	$506 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$	$\mu_{n0} = \mu_{\min} + (\mu_{\max} - \mu_{\min})/[1 + (N_d/N_{ref})^\alpha]$
沟道深度	a	$0.25 \mu\text{m}$	
栅的长、宽	L_g, W	$0.7 \mu\text{m}, 2\text{mm}$	
夹断电压	V_P	12.04V	考虑了短沟偏移量以后的计算值
自建势	V_{bi}	1.1V	Ti/Pt/Au 金属栅
相对介电常数	ϵ_r	9.7	

在射频 MESFET 的等效电路中, 非线性模型包括 I_{gd} 、 I_{gs} 、 I_{ds} 、 C_{gd} 、 C_{gs} 、 C_{ds} , 如图 2 所示。对它们的精确描述非常重要, 其中对 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 的描述最复杂, 而它是最关键的非线性量。本文着重对室温(300K)下的 I_{ds} 模型进行分析。

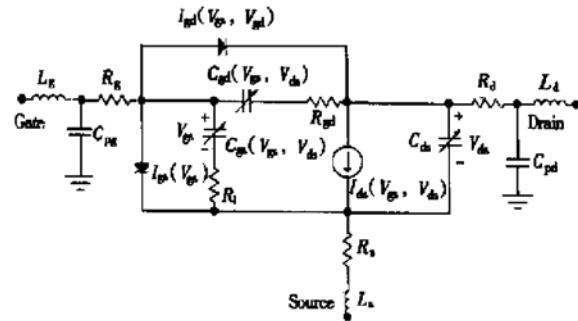


图 2 4H-SiC 射频 MESFET 等效电路

FIG. 2 Equivalent Circuit of 4H-SiC RF MESFET

在模型中我们采用由三部分构成的 I_{ds} 双曲正切函数关系式:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{dsat}(1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (1)$$

其中 I_{dsat} 是每条曲线的临界饱和电流, 它是 V_{gs} 的函数。

$$\lambda = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \Big| V_{ds} \geq V_{dsat} \right) / I_{dsat} = g_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) / I_{dsat}(V_{gs})$$

是每条曲线的沟道长度调制系数, 它是 V_{ds} 和 V_{gs} 的函数。

$$\alpha = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \Big| V_{ds} = 0 \right) / I_{dsat} = g_{d0}(V_{gs}) / I_{dsat}(V_{gs})$$

是每条曲线的饱和电压系数, 它是 V_{gs} 的函数。

上述表达式中, 涉及到 I_{dsat} 、 g_{ds} 、 g_{d0} 等关系量, 应

分别从器件物理特性的角度推演出其表达式.

2.1 临界饱和电流 $I_{dsat}(V_{gs})$

依据载流子速度饱和理论, 临界饱和电流基本表达式采用双曲速度-电场关系的漏源电流表达式^[11], 为:

$$I_{dsat}(V_{ds}) = I_0(1 - u_m) \quad (2)$$

其中 $I_0 = qN_d^+ v_{sat} a W$ 为最大速度饱和电流 (v_{sat} 即饱和漂移速度).

$u_m (V_{gs})$ 由 $u_m^3 + 3u_m (\frac{1}{Z} - \frac{V_{bi} - V_{gs}}{V_p}) + 2(\frac{V_{bi} - V_{gs}}{V_p})^{3/2} - \frac{3}{Z} = 0$ 确定, 其中 $Z = \mu_{n0} V_p / v_{sat} L_g$, 为速度饱和因子; $V_p = V_{p0}(1 + 4a/3L_g)$, 是考虑了短沟道小 L_g/a 值的夹断电压; V_{bi} 为自建势.

上述表达式中, N_d^+ 是离化后的杂质浓度, 文中采用一级离化近似算法(见表 1). 在夹断电压 V_{p0} 的求解过程中, 由于耗尽层中的电场作用, 使离化能减小, 所以在耗尽层中可以取杂质完全离化^[13], 因而杂质浓度取 N_d 值.

表达式(2)原适合于短沟道 Si MESFET, 由于 SiC 的速度-电场关系更接近于 Si 而与 GaAs 有较大差异, 因此(2)式在考虑了 SiC 的特点之后, 能够描述其 $I-V$ 特性.

2.2 线性区漏电导 $g_{d0}(V_{ds})$

对于 Si 器件, $g_{d0} = \partial I_{ds} / \partial V_{ds}|_{V_{ds}=0}$ 的表达式为:

$$g_{d0} = G_{max}(1 - \sqrt{(V_{bi} - V_{gs})/V_p}) \quad (3)$$

其中 G_{max} 为最大开沟道电导.

对 SiC MESFET, 上式已不能完全反映线性区漏导随 V_{gs} 的变化趋势, 从测试数据分析, 线性区漏导随 V_{gs} 反向增加而减小的幅度较大, 因而其 $I-V$ 曲线的形状与 Si、GaAs 曲线有明显的差异. 主要原因是: 一方面当 V_{gs} 反向增加时, SiC 肖特基栅反向漏电流增加, 其值比 Si、GaAs 肖特基栅大很多, 因而 I_{ds} 值下降程度更大; 另一方面由于栅下耗尽层随 V_{gs} 反向增大而加宽, 使沟道层载流子浓度在较高电场作用下实际呈非均匀性分布, 它造成了 I_{ds} 下降趋势比均匀掺杂的下降趋势更快^[12]. (3)式为均匀掺杂条件下的理论值, 必须加以修正. 对于 SiC MESFET, (3)式的漏导衰减因子修正为:

$[1 - \sqrt{(V_{bi} - V_{gs})/V_p}]^3$, 则漏电导表达式修正为:

$$g_{d0} = G_{max}[1 - \sqrt{(V_{bi} - V_{gs})/V_p}]^3 \quad (4)$$

2.3 饱和区漏电导 $g_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$

$g_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \partial I_{ds} / \partial V_{ds}|_{V_{ds} \geq V_{dsat}}$, 文献[12]中给出了短栅速度饱和模型的饱和区漏导近似公式:

$$g_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = 2\epsilon_r \epsilon_0 W v_{sat}^2 / [\pi \mu_{n0} V_{ds} (1 - \frac{I_{dsat}}{I_0})] \quad (5)$$

其中 $V_{ds} \geq V_{dsat}$.

对于 SiC 功率器件, $I-V$ 特性数据是采用脉冲 $I-V$ 测量方法得到的, 传统测量方法得到的 $I-V$ 特性曲线由于器件的自热和陷阱效应而产生较大的误差, 表现为 $I-V$ 特性曲线的下降^[10]. 脉冲 $I-V$ 测量能够减小它们的影响, 但脉冲 $I-V$ 特性测量强烈地依赖于静态偏置点(V_{gs0}, V_{ds0}), 这一现象在线性区和临界饱和区表现得很明显. 当 V_{ds0} 增加到一定程度, MESFET 的衬底大多数陷阱被填满, 这时脉冲 $I-V$ 特性趋于平稳(即不敏感于测试偏置), 而这时的饱和状态应作为分析饱和区漏导的基准. 文献[10]中给出的 $I-V$ 特性曲线数据的最佳偏置点为 $V_{ds0}=20V$, 这一数值应考虑在饱和漏电导 g_{ds} 的计算中. 式(5)中的 V_{ds} 修正为:

$$V_{ds} = V_{ds0} + V_{ds}/V_{ds0} \quad (6)$$

该表达式适合于 V_{ds} 的全域, 而不需要 $V_{ds} > V_{dsat}$ 的条件.

3 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 外部特性模型

以上分析的各种数学表示式仅仅反映了对本征 MESFET 的描述, 由于源、漏串联电阻 R_s, R_d 的影响, I_{ds} 有明显的衰减, $I-V$ 曲线形状与本征状态下相比有很大差异. 这两个串联电阻中, R_s 对特性的影响最显著. 本文为了较精确地描述串联电阻的影响, R_s 和 R_d 的取值以测量数据为准, 因为理论计算电阻值会产生一定的误差.

3.1 R_s 和 R_d 值的修正

R_s 和 R_d 的测量值是采用冷 S 参数测量($V_{ds0}=0, V_{gs0}=0$). 在短栅结构中, 由于 L_g/a 值减小, 必须考虑栅下耗尽层横向扩展, 尤其在 V_{ds} 较大的情况下, 耗尽层向漏极扩展更为明显, 这就使漏电阻 R_d 值有所减小. 另外, 在 SiC MESFET 器件中, 由于

SiC 衬底电阻 R_s 与 GaAs 比较而言相对较低的特性, 其分流作用对漏源电流的影响可使等效串联电阻($R_s + R_d$)的值有一定程度的下降, 并且 V_{ds} 越大影响越明显。文中采用的较精确的拟合串联电阻值为: $R_s = 5.5\Omega$, $R_s + R_d = 12\Omega$ (冷 S 参数测量值为 $R_s = 5\Omega$, $R_d = 9\Omega$)。

3.2 $g_{d0}(V_{gs})$ 、 $g_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 和 $I_{dsat}(V_{gs})$ 的外部特性修正

考虑了 R_s 、 R_d 的影响^[11], 式(4)、(5) 分别修正为:

$$g_{d0}' = g_{d0} / [1 + (R_s + R_d) g_{d0}] \quad (7)$$

$$g_{ds}' = g_{ds} / [1 + (R_s + R_d) g_{ds}] \quad (8)$$

对于 I_{dsat} , 由于器件外部特性中实际的栅压 V_{gs} 必须包括 R_s 造成的偏移, 因此外部 $I-V$ 特性中的 I_{dsat} 作以下简单变换:

$$I_{dsat}' = I_0 \{ 1 - [(V_{dsat} + V_{bi} - V_{gs} + I_{dsat} R_s) / V_p]^{1/2} \} \quad (9)$$

需要说明的是, 式(7)、(8) 中所用到的 I_{dsat} 值应以(2)式计算为准, 由于已经考虑了串联电阻, 因此涉及到的 V_{ds} 为外部坐标, 而(9)式仅仅是为了使 $I-V$ 曲线的 V_{gs} 坐标变换为外部坐标。这样处理以后, V_{gs} 和 V_{ds} 的值为器件的实际栅源电压和漏源电压。

将上述所有经过修正的公式代入相应的关系式, 最后代入(1)式中, 得到外部 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 的准解析表达式, 根据这一表达式, 用 MATLAB 绘制的 $I-V$ 特性曲线与测量数据的比较如图 3 所示。可以看出, 计算结果与测量数据吻合很好。

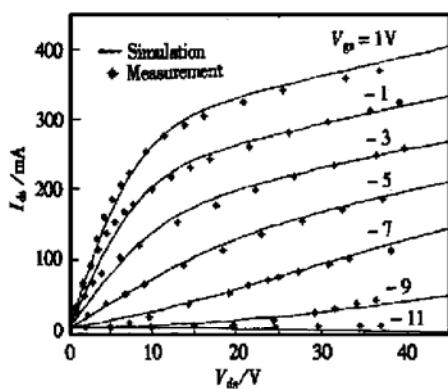


图 3 300K 下 4H-SiC MESFET 直流 $I-V$ 特性

FIG. 3 4H-SiC MESFET DC $I-V$ Characteristics at 300K

4 4H-SiC MESFET 直流 $I-V$ 特性的 MEDICI 模拟

将图 1 和表 1 的相关参数输入 MEDICI 2D 模拟器中, 其输出结果如图 4 所示。与本文建立的准解析式相比较, 其输出电流偏高, 主要原因是 MEDICI 采用较理想的器件结构, 尤其采用低欧姆接触, 使得器件外部特性的漏源电流下降比实际下降值小, 同时造成饱和区漏电导增加, $I-V$ 曲线在高 V_{ds} 区上升明显。通过外加虚拟串联电阻有一定的补偿。

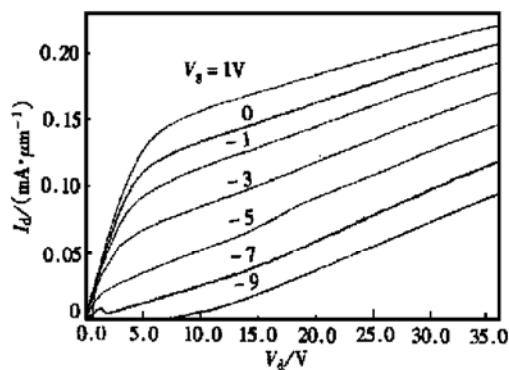


图 4 MEDICI 模拟的 4H-SiC MESFET $I-V$ 特性

FIG. 4 4H-SiC MESFET $I-V$ Characteristics by MEDICI Simulator

5 结论

本文根据 4H-SiC 材料的特点, 对 Si 和 GaAs MESFET 的理论计算进行了修正, 采用双曲正切函数作为表征 $I-V$ 特性的函数关系, 建立了室温条件下 4H-SiC 射频功率 MESFET 直流 $I-V$ 特性的准解析模型, 并与测量数据进行了比较, 模拟结果与数据有很好的一致性。这种准解析模型分析了载流子输运机理, 采用适合于高场下短沟道 MESFET 的速度饱和理论, 并结合经验模型的分析方法, 使器件描述的物理概念更清晰且算法简单, 有利于 SiC 微波器件及电路设计的理论研究。同时也利用 2D 模拟器 MEDICI 对其特性进行了模拟, 结果显示, 大漏电压时电流偏高, 证明其对器件测试及电路应用时的外部参数考虑不够充分。

参考文献

- and Circuit Simulation in SPICE, IEEE Trans. Electron Devices, 1987, **34**(2): 160—169.
- [2] Materka A. and Kacprzak T., Computer Calculation of Large-Signal GaAs FET Amplifier Characteristics, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1985, **33**(2): 129—135.
- [3] Curtice W. R. and Ettenberg M., A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1985, **33**(12): 1383—1394.
- [4] Parker A. E. and Skellern D. J., A Realistic Large-Signal MESFET Model for SPICE, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1997, **45**(9): 1563—1571.
- [5] Angelov I. and Rorseman N., An Empirical-Table Based FET Model, IEEE MTT-S Microwave Symp. Digest, 1999, 525—528.
- [6] Fujii K. and Hara Y., Design of S-Band 90-Watt Solid State Power Amplifier Module Using an Improved Nonlinear FET Model, IEICE Trans. Electron, 1999, **E82-C**(7): 1047—1053.
- [7] Hirose M., Kitaura Y. and Uchitomi N., A Large-Signal Model of Self-Aligned Gate GaAs FET's for High-Efficiency Power-Amplifier Design, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1999, **47**(12): 2375—2381.
- [8] Ahmed M. M. and Ahmed H., An Improved DC Model for Circuit Analysis Programs for Submicron GaAs MESFET's, IEEE Trans. Electron Devices, 1997, **44**(3): 360—363.
- [9] Xiao Q., Ooi B. L. and Ma J., An Improved Chalmers Model for a GaAs MESFET, Microwave and Optical Technology Letter, 2000, **24**(5): 311—316.
- [10] Siriex D., Noblanc O., Barataud D. et al., A CAD-Oriented Nonlinear Model of SiC MESFET Based On Pulsed $I(V)$, Pulsed S-Parameters Measurements, IEEE Trans. Electron Devices, 1999, **46**(3): 580—584.
- [11] Sze S. M., Physics of Semiconductor Devices, Second Edition, New York: John Wiley, 1981, 312—361.
- [12] KANG Baowei, Fundament of Field-Effect Transistor Theory, Beijing: Science Publishing Company, 1985: 64—74 (in Chinese) [亢宝位, 场效应晶体管理理论基础, 北京: 科学出版社, 1985, 64—74].
- [13] SHANG Yechun, ZHANG Yimen and ZHANG Yuming, Effects of Incomplete Ionization of Acceptors on 6H-SiC MOSFET, Chinese Journal of Semiconductors, 2001, **22**(7): 888—891 (in Chinese) [尚也淳, 张义门, 张玉明, 杂质不完全离化对SiC MOSFET 的影响, 半导体学报, 2001, **22**(7): 888—891].

Analytical Model of Large-Signal DC $I-V$ Characteristics for 4H-SiC RF Power MESFET's*

YANG Lin-an, ZHANG Yi-men, LU Hong-liang, ZHANG Yu-ming and YU Chun-li

(Microelectronics Institute, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Based on the characteristics of the incomplete impurity ionization and the higher saturated electron drift velocity of 4H-SiC, a quasi-analytical model of DC $I-V$ characteristics at room temperature for 4H-SiC RF power MESFET is proposed, with the empirical hyperbolic tangent description and the theory of carrier saturated-velocity under a high field. It can describe the large-signal nonlinear characteristics of short channel microwave SiC MESFET's. The simulation and measurement results are in excellent agreement with each other.

Key words: 4H-SiC; RF power MESFET; nonlinear large-signal model; DC $I-V$ characteristics

EEACC: 2560B; 2560S; 1220

Article ID: 0253-4177(2001)09-1160-05

* Project Supported by Advanced Research Foundation for National Defence of China(8.1.7.3).

YANG Lin-an male, was born in 1965, PhD candidate. His research interests are focused on modeling of large-signal non-linear microwave & RF power devices based on silicon carbide.

ZHANG Yi-men male, was born in 1941, His current research is in the properties and applications of SiC material and devices.