

SiC MESFET 的大信号电容解析模型

杨林安, 于春利, 张义门, 张玉明

(西安电子科技大学微电子研究所, 陕西西安 710071)

摘要: 考虑 4H2SiC 常温下不完全离化和高饱和电子漂移速度的特点, 采用载流子速度饱和理论和电荷控制理论, 结合双曲正切函数的描述方法, 导出了适用于 4H2SiC MESFET 在射频功率应用时的大信号电容解析模型, 其模拟结果与实验值有很好的-致性. 该模型具有物理概念清晰且算法简单的优点, 非常适合于微波器件结构及电路的设计.

关键词: 碳化硅; 射频; 金属半导体场效应晶体管; 电容模型

中图分类号: TN30410 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2002) 02-0222-03

An Analytical Large-Signal Capacitance Model for SiC MESFET

YANG Lin-an, YU Chun-li, ZHANG Yi-men, ZHANG Yu-ming

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

Abstract: According to the properties of impurities with incomplete ionization and high saturated electron drift velocity in silicon carbide, a quasi-analytical large-signal capacitance model of 4H2SiC MESFET for RF power applications is proposed utilizing the charge controlling theory and carrier velocity saturation theory, combined with description of hyperbolic tangent function. The comparison between simulations and measurements shows a good agreement. The model is simple in calculations and distinct in physical mechanism, therefore suitable for design of microwave devices and circuits.

Key words: SiC; RF; MESFET; capacitance model

1 引言

碳化硅(SiC)具有高功率密度、高饱和电子漂移速度、高击穿电场、高热导率等性能, 在高温、高功率工作条件下有明显的优势. 在这种同质多型性的宽禁带材料碳化硅中, 4H型碳化硅金属半导体场效应晶体管(4H2SiC MESFET)主要应用于新一代移动通信基站、相控阵雷达系统. 在4H2SiC射频功率MESFET等效电路中, 非线性结电容 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 、 $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ 的大信号模型是分析SiC MESFET器件及电路微波频率特性的关键. 基于实验数据的经验模型如Statz指数函数模型、Angelov双曲正切函数模型对GaAs FET微波大信号电容的分析是有效的^[1~3], 但Statz模型在饱和区、Angelov模型在线性区对非线性栅源电容 C_{gs} 的描述明显存在误差(见2节分析), 因而不适合于分析SiC MESFET的电容模型. 另外, 经验模型在很大程度上依赖于器件的测试数据, 属于基于测试数据的模型, 不是从器件内部载流子输运过程的角度来分析器件特性, 通用性较差, 很难反映器件工作机理, 并且对于不同的器件样品其模拟结果完全不同, 因此尤其对新材料、新结构的器件物理特性很难有准确的描述. 又由于对SiC MESFET工作机理的认识还不充分, 因而采用器件物理方法建立实用的大信号电容模型还未见报道, 一般采用数据拟合待定系数求解的方法建立模型^[4], 极少涉及器件和材料的机理. 在本文中, 针对这种宽禁带半导体材料4H2SiC构成的射频功率MESFET, 我们采用基于器件物理分析的方法, 充分考虑4H2SiC常

温下杂质不完全离化和高饱和电子漂移速度的物理特性, 结合Statz和Angelov模型的指数函数和双曲正切函数的描述方法, 采用载流子速度饱和理论和电荷控制理论, 建立适合4H2SiC MESFET的 C_{gs} 、 C_{gd} 大信号电容解析模型. 这一模型在很大程度上采用理论计算参量替代测试数据, 其物理概念清晰, 同时避免求解繁多的偏微分方程, 有利于大信号工作下微波频率特性的简化分析, 非常适合于微波电路的工程设计.

2 SiC MESFET 大信号电容模型的建立

4H2SiC射频功率MESFET等效电路如图1所示. 为了比较文献[4]中的测试数据, 本文采用与之相同的器件结构参数为理论分析依据. 4H2SiC MESFET为n型沟道非对称栅结构, 掺杂浓度为 $11.4 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$, 厚度为 $0.125 \mu\text{m}$, n^+ 型衬底($7 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$), p^- 型隔离层($5 \times 10^{15} \text{cm}^{-3}$), 栅的长、宽分别为 $0.17 \mu\text{m}$ 和 2mm (多栅指结构), 栅源、栅漏间距分别为 $0.15 \mu\text{m}$ 和 $3 \mu\text{m}$, 根据这些值和4H2SiC材料的参数, 计算出适合4H2SiC建模所需的基本参数, 如 V_p 、 V_{bi} 、 Z 、 N_D 等等^[5].

2.1 栅源电容 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$

栅源电容形成于肖特基栅下的耗尽层, 而电荷控制法理论认为电容反映了沟道中的自由载流子电荷随端电压的变化关系, 对于饱和区的栅电容, 采用栅突变结近似理论^[6], 得到:

$$|Q_d| = \frac{1}{6} q_L N_D W a Z \frac{u_{DS}^4 - 4u_{DS}u_S^3 + 3u_S^4}{1 - u_{DS}} \quad (1)$$

其中, $u_{DS} = \sqrt{(V_{bi} - V_{gs} + V_{DSat})/V_p}$, $u_S = \sqrt{V_{DSat}/V_p}$, V_p 为夹

断电压, V_{bi} 为自建势, a 为沟道深度, L_g 为栅长, W 为栅宽, Z 为速度饱和因子, N_D 为沟道离子杂质浓度, 由二级杂质离子化公式计算(对于 SiC 材料, 室温下由于存在/ 冻析效应⁰, 杂质不完全离子化). 根据电荷随栅源电压的变化量, 推导出栅源电容的表达式为:

$$C_{gs} = \frac{qN_D W a L_g Z}{3 V_p (1 - u_{DS})^2} [(1 - u_{DS})(2u_{DS}^2 - 6u_{DS}u_s - 2u_s^3 u_{DS}^{-1} + 6u_s^2) + \frac{1}{2} u_{DS}^3 - 2u_s^3 + \frac{3}{2} u_s^4 u_{DS}^{-1}] \quad (2)$$

根据式(2)可求出 $V_{gs} = 0$ 时的栅源电容 C_{gs0} .

对于 4H2SiC 大信号 MESFET, 在沟道趋近阈值电压区时(即 n 型沟道栅反偏压较大时), 由于室温下杂质不完全离子化的冻析效应⁰使沟道内的离子化载流子数目更少, 随端电压的变化更趋微弱, 因此等效栅源电容 C_{gs} 值下降很明显, 而 Statz 电容模型在这一范围内的描述存在较大的误差. 因此从理论上应存在一个电压补偿系数, 能够描述阈值电压区的栅源电容变化趋势:

$$C_{gs} = C_{gs0} (1 - C(V_{gs}/V_{bi}))^{-m} \quad (3)$$

(m 是结电容指数, 对突变结 $m = 1/2$)

其中, $C = 1 - V_{gs}(V_p/V_{bi})$ 为电压补偿系数, 它反映了栅源偏压趋近阈值电压的程度.

由式(3)可以看出栅源电容 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 随栅源电压 V_{gs} 的变化关系, 而实际上栅源电容随漏源电压 V_{ds} 的变化趋势更为复杂.

从器件物理特性上分析, 漏源电压 V_{ds} 对栅源电容的作用肯定是非线性的, 即在 V_{ds} 小于临界饱和漏电压 V_{Dsat} 的区域内, 栅源电容随 V_{ds} 的增大而呈现减小的趋势, 其原因是耗尽层厚度增大; 在 V_{ds} 大于 V_{Dsat} 的饱和区内, 耗尽层厚度变化很小而横向展宽明显, 从而使栅源电容增大然后逐渐趋于饱和. 这一变化趋势随栅源偏压 V_{gs} 的不同而略有不同, V_{gs} 反偏压小时沟道较宽, 这一变化趋势明显, V_{gs} 反偏压大时由于接近沟道夹断, 而耗尽层厚度变化不明显却横向展宽明显, 因此栅源电容大致仅呈现增加趋势. 由上述分析可知, 由于浅沟道使耗尽层横向展宽明显和载流子速度饱和等因素的作用, 栅源电容变化的极小值位置应在小于 V_{Dsat} 处. 根据这一机理, 栅源电容 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 应做如下理论修正:

$$C_{gs} = C_{gs0} (1 - C(V_{gs}/V_{bi}))^{-m} A^{\#} B \quad (4)$$

($V_{gs} [F_c V_{bi}]$, 理论上一般设 $F_c = 0.5$)

其中, A 和 B 是构造的双曲正切函数关系, 分别表示如下:

$$A = 1 + \frac{|V_{gs} + F_c V_{bi}|}{V_p - V_{bi}} \# \tanh \left[\frac{3}{2} \left(1 + \frac{V_{gs}}{V_p - V_{bi}} \right) \left(\frac{V_{Dsat}}{V_p} \right) \left(\frac{V_{ds} - \frac{V_{Dsat}}{V_p}}{V_p} \right) \right]^2 \quad (5)$$

$$B = 1 + \frac{1}{2} \# \tanh \left[\frac{1}{2} \left(\frac{V_{ds} - \frac{V_{Dsat}}{V_p}}{V_p} \right) \right] \quad (6)$$

式(5)、(6)利用双曲正切函数描述了栅源电容的强非线性变化.

当 $V_{gs} \setminus F_c V_{bi}$ 时, 栅源为正偏, 栅电流注入使突变结耗尽层近似不能成立, 因此栅源电压 V_{gs} 正偏时, 不能采用上述理

论. 我们构造如下模型来描述栅源电压 V_{gs} 正偏时的电容变化:

$$C_{gs} = C_{gs0} \left[1 + \left(\frac{V_{gs}}{V_{bi}} \right) - \tanh \left(\frac{3V_{ds}}{V_{Dsat}} \right) \right], V_{gs} \setminus F_c V_{bi} \quad (7)$$

上述 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 特性曲线仅仅反映了器件的本征特性, 由于源漏串联电阻 R_s, R_D 的影响, 使外加栅源电压和漏源电压下降, 这一压降必须考虑在模型中. 文献[5]采用了速度饱和理论, 导出了漏电流 I_{ds} 的解析表达式:

$$I_{ds} = I_0 \left\{ 1 - \sqrt{\frac{V_{Dsat} + V_{bi} - V_{gs} + I_{Dsat} R_s}{V_p}} \right\} \# \left\{ 1 + \frac{g_{ds(Ext)}}{I_{Dsat}} \# V_{ds} \right\} \tanh \left[\frac{g_{d0(Ext)}}{I_{Dsat}} \# V_{ds} \right] \quad (8)$$

根据如下本征电压与外加偏压的关系:

$$V_{gs(Int.)} = V_{gs(Ext.)} - I_{ds} \# R_s; V_{ds(Int.)} = V_{ds(Ext.)} - I_{ds} \# (R_s + R_D);$$

由于 n- 沟 MESFET 工作在栅反偏状态, 故认为栅源电流 $I_{gs} = 0$. 将这种电压关系代入到式(4)、(7)中, 则可得到 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 随外加栅源电压和漏源电压变化的特性曲线, 图 2 给出了本文理论计算值模拟曲线与实验值^[4]的比较, 结果较好地反映了栅源电容的实际变化趋势.

2.1.2 栅漏电容 $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$

栅漏电容 $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ 的非线性关系主要表现在载流子速度饱和和在漏侧形成的电荷积累和边缘电容的共同作用, 其中漏侧电荷积累对电容的贡献是形成非线性电容关系的主要因素, 而边缘电容的实际变化趋势较为微弱. 由此, 利用式(3)的相似机理, 可构造出栅漏电容的非线性关系:

$$C_{gd} = C_{gd0} (1 - G(V_{gd}/V_{bi}))^{-m}, V_{gd} [F_c V_{bi}] \quad (9)$$

其中, C 与(3)中一致, $V_{gd} = V_{gs} - V_{ds}$, C_{gd0} 为栅源偏置 $V_{gs} = 0$ 时漏侧电荷积累电容, 在饱和区的表达式为^[6]:

$$C_{gd0} = \frac{2\sqrt{2} W L_g \sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r q N_D}}{3 V_{Dsat}^2} \left[\frac{3}{2} V_{Dsat} (V_{Dsat} + V_{bi} - V_{gs})^{1/2} + (V_{bi} - V_{gs})^{3/2} - (V_{Dsat} + V_{bi} - V_{gs})^{3/2} \right] \quad (10)$$

栅漏边缘电容为:

$$C_{g\phi} = (1 + \epsilon_r) \epsilon_0 W \frac{K(\sqrt{1 - L_{gd}/(L_{gd} + L_g)})}{K(\sqrt{L_{gd}/(L_{gd} + L_g)})}, \quad (K(x) \text{ 为第一类完全椭圆积分}) \quad (11)$$

我们以双曲正切的关系描述输出端电压的耦合影响, 则总栅漏电容表示为:

$$C_{gd} = \left[C_{g\phi} + C_{gd0} \left(1 - G \left(\frac{V_{gs} - V_{ds}}{V_{bi}} \right) \right)^{-m} \right] \# \left[1 - \frac{2}{3} \# \tanh \left(\frac{V_{ds} - \frac{V_{Dsat}}{3}}{V_p - V_{gs} - V_{bi}} \right) \right] \quad (12)$$

再将本征偏压与外加偏压的关系代入式(12), 可得到实际外加偏压下的栅漏电容曲线, 如图 3 所示, 图中还给出了与实验数据^[4]的比较, 可以看出模拟计算值与实验数据吻合较好. 需要指出的是: 图中虽然有外加栅源偏压 $V_{gs(Ext.)} = 1V$ 的正偏情况, 但是由于栅源串联电阻和漏源偏压的共同作用, 使本征偏压 $V_{gs(Int.)}$ 随漏源偏压 V_{ds} 的增大而迅速符合 $V_{gd} = V_{gs} - V_{ds} [F_c V_{bi}]$ 的条件, 因此可认为式(12)对这种偏压情况适用.

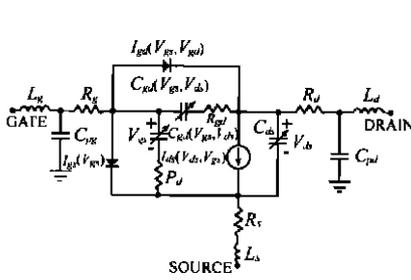


图 1 4H2SiC 射频功率 MESFET 等效电路

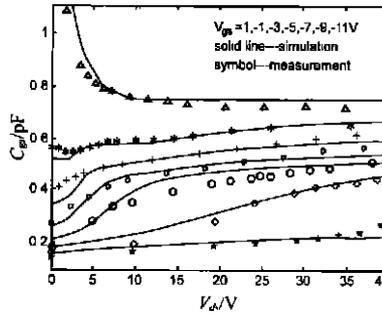


图 2 4H2SiC MESFET 大信号 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 特性曲线。/ / 0 为模拟结果; / v、m、+、0 为实验结果 (静态工作点: $V_{ds} = 19V, V_{gs} = -6V$)

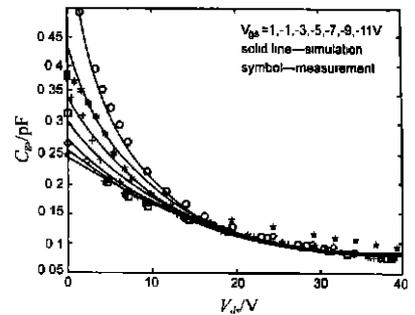


图 3 4H2SiC MESFET 大信号 $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ 特性曲线。/ / 0 为模拟结果; / o、*、+、0 为实验结果 (静态工作点: $V_{ds} = 19V, V_{gs} = -6V$)

2.1.3 漏源电容 $C_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$

漏源电容 $C_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 随端电压的变化很小, 因此在小信号和大信号分析中都将其视为常数, 这一数值在理论上可认为是由栅漏间形成的边缘电容和衬底隔离层 (P2 Buffer) 电容效应的共同作用。由于 SiC 衬底的低阻特性, 所以必须加入隔离层, 而 P 型隔离层与 n 型沟道的界面由于反偏压而形成薄 pn 结耗尽层电容 (其耗尽层宽度渐变), 与栅漏边缘电容形成并联, 因此等效栅漏电容更大, 而且由于这层 pn 结耗尽层电容的等效面积大于栅漏边缘电容的面积, 所以其电容值较大, 可近似认为总栅漏电容值是栅漏间形成的边缘电容计算值的 2~3 倍。边缘电容的理论计算公式为^[6]:

$$C_{dp} = (1 + \epsilon_r) \epsilon_0 \int W \# \frac{K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)}$$
, 其中 $K(k)$ 为第一类

完全椭圆积分, 变量 $k = \left[\frac{(2L_s + L_{ds})L_{ds}}{(L_s + L_{ds})^2} \right]^{1/2}$ (L_s 为源区金属长, L_{ds} 为源漏间距)。

由此可估算: $C_{ds} = (2 \sim 3) @ C_{dp}$ (13)

通过计算, $C_{ds} = (2 \sim 3) @ C_{dp} = (2 \sim 3) @ 0.185 pF = 0.137 pF \sim 0.156 pF$, 文献 [4] 给出了 C_{ds} 的测试数据集中在 $0.135 pF \sim 0.15 pF$ 之间, 计算较为准确, 证明这一简化算法可行。

3 结束语

本文建立了适用于 4H2SiC 射频 MESFET 的非线性大信号电容解析模型, 其目的是从理论上分析电容的变化规律, 为器件设计提供必要的理论参数, 模拟结果与实验数据有很好的 consistency。在器件理论分析的基础上又运用了双曲正切函数的简单描述, 使本文模型比单纯的物理模型具有更高的精度, 并且算法简单。由于模型的建立基于对载流子的基本输运过程的分析, 因而又具有器件物理特性描述清晰、不依赖于实验数据的优点, 对微波电路的设计分析具有更实际的意义, 因此非常适合于射频微波器件大信号通用模型的分析。对本模型中的一些理论参数值, 若代之以根据实验数据提取的拟合值, 并做优化处理, 则模拟曲线的拟合精度会有很大的提高, 但不适合于新器件的预研。

参考文献:

[1] Fujii K, et al. A Large-signal switching MESFET model for intermodu-

lation distortion analysis [J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(3): 431- 436.

[2] Hirose M, et al. A large-signal model of self-aligned gate GaAs FET. s for high-efficiency power-amplifier design [J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1999, 47(12): 2375- 2381.

[3] Angelov I, et al. An empirical-table based FET model [A]. IEEE MITT S Microwave Symp. Digest [C], Anaheim, California, 1999: 525- 528.

[4] Siriex D, et al. A CAD-oriented nonlinear model of SiC MESFET based on pulsed I (V), Pulsed S-Parameters Measurements [J]. IEEE Trans. Electron Devices, 1999, 46(3): 580- 584.

[5] 杨林安, 等. 4H2SiC 射频功率 MESFET 大信号直流 IV 特性解析模型 [J]. 半导体学报, 2001, 22(9): 1160- 1164.

[6] 亢宝位. 场效应晶体管理论基础 [M]. 北京: 科学出版社, 1985: 87- 90.

作者简介:



杨林安 男, 1965 年 11 月出生于北京, 1982 ~ 1989 年就读于西安电子科技大学技术物理系半导体物理与器件专业, 分别于 1986 年和 1989 年获学士和硕士学位。现为西安电子科技大学微电子研究所在职博士生, 研究方向为 SiC 射频功率器件及电路的大信号分析及器件制造。



于春利 女, 1965 年 4 月出生于西安, 1986 年和 1994 年分别获西安电子科技大学半导体物理与器件专业学士学位和无线电电子学专业硕士学位。现为西安电子科技大学微电子研究所在职博士生, 研究方向为射频器件及蓝牙技术。

张义门 男, 1941 年 11 月出生于河南省商城县。教授, 博士生导师, 享受国家政府津贴, IEEE 高级会员, 中国电子学会半导体集成技术分会委员, 中国电子学会高级会员。长期从事 VLSI 器件模型和仿真, VLSI 计算机辅助设计, 量子阱器件及电路, 宽禁带半导体高温微电子学等方面的教学和研究工作。目前主要研究领域为宽禁带半导体材料 SiC 及器件应用。