

基于实验与物理分析的 4H-SiC 射频功率 MESFET 大信号非线性精确电容模型*

杨林安 张义门 张玉明

(西安电子科技大学微电子研究所, 西安 710071)

摘要: 采用电荷控制理论和载流子速度饱和理论的物理分析方法, 并结合 Statz、Angelov 等经验模型的描述方法, 提出了常温下针对 4H-SiC 射频功率 MESFET 的大信号非线性电容模型。此模型在低漏源偏压区对栅源电容 C_{gs} 强非线性的描述优于 Statz、Angelov 等经验模型, 计算量也远低于基于器件物理特性的数值模型, 因而适合于大信号的电路设计与优化。

关键词: 4H-SiC; 射频功率 MESFET; 非线性大信号模型; 电容模型

EEACC: 2560B; 2560S; 1220

中图分类号: TN 386 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-4177(2002)02-0188-05

1 引言

碳化硅(SiC)宽禁带半导体材料以其优良的特性, 近十几年来受到了人们的广泛关注。其中, 4H型碳化硅具有高功率密度、高饱和电子漂移速度、高击穿电场、高热导率等优点, 非常适合于高温、高功率的工作环境, 此时 GaAs 微波功率器件则失去了它的优势, 因此基于 4H-SiC 材料的金属半导体场效应晶体管(4H-SiC MESFET)在射频、微波大功率领域(主要用于移动通信基站发射模块、相控阵雷达系统 T/R 模块等)中有广阔的应用前景。

在射频、微波功率电路的设计中, 建立器件等效电路是最常用的分析方法。在 4H-SiC 射频功率 MESFET 等效电路中, 对非线性参量 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 、 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 、 $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ 的描述是建模的关键, 其中如何对结电容 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 、 $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ 进行精确的大信号非线性描述, 直接关系到对 SiC MESFET 器件及电路的动态特性分析, 而用于小信号的

线性分析方法已不再适用。因此, 对微波功率器件, 建立大信号非线性电容模型是非常重要的。文献[1 ~ 4]中, 对于 MESFET 的微波大信号电容模型, 除了采用多项式拟合实验数据的方法之外, 大都广泛采用 Statz 指数函数模型和 Angelov 双曲正切函数模型, 并且只针对 GaAs 功率 MESFET。对 SiC MESFET, 由于其材料及器件特性(包括迁移率、速场关系、饱和漂移速度、击穿电场、温度关系等)与 GaAs 有很大差别, 因而上述 Statz 和 Angelov 经验模型不能直接用于分析 SiC MESFET。尤其对低漏源偏压 V_{ds} 区域(对应直流 $I-V$ 特性的线性区)中 C_{gs} 呈现出来的强非线性(见 2.1 节中所述), Statz 指数函数模型和 Angelov 双曲正切函数单增曲线模型是无法描述的。以这两种模型的结构, 当进行模型参数优化提取时, 在 C_{gs} 呈强非线性变化的区域内会使数值计算的收敛问题更加突出。而这一区域在大动态范围信号分析时必定要涉及到, 显然对这一区域的电容变化进行线性化处理不合适。相比之下, 对高漏源偏压区域(对应直流 $I-V$ 特性的饱和区)的电

* 国防预研基金资助项目(8.1.7.3)

杨林安 男, 1965 年出生, 讲师, 博士生, 现从事 SiC 射频功率器件及电路的大信号模型的研究。

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。

张玉明 男, 1965 年出生, 副教授, 目前重点从事 SiC 材料和器件领域的科研工作。

容分析则较简单, 只是应考虑随漏源偏压 V_{ds} 的增大而引起的耗尽层横向扩展使电容增大的因素。有理由表明, Statz 和 Angelov 这两种简明的经验模型虽然对于 GaAs 小信号电容分析(甚至可以推广至大信号分析)及电路优化设计是有效的, 但对于 SiC 器件由于大信号工作状态下存在明显的误差而不再适用, 所以还未见将之应用于 SiC 器件分析的报道。有关 4H-SiC 的文献中, 文献[5]采用了单纯数据差值拟合的方法, 拟合精度高, 但缺乏物理意义, 通用性不好, 而且完全依赖于测试数据, 无法用于器件的预先分析。文献[6, 7]提出了用于小信号分析的电容数值模型, 分析大信号时仍属于小信号分析方法的推广, 存在明显的误差且计算过程繁琐。在本文中, 我们充分考虑 4H-SiC 常温下杂质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对零偏的栅源电容 C_{gs0} 和栅漏电容 C_{gd0} 进行理论计算, 并嵌入 Statz 模型中, 然后结合 Statz 和 Angelov 模型的指数函数和双曲正切函数的描述方法, 提出了适合 4H-SiC MESFET 的 C_{gs} 、 C_{gd} 非线性电容的半解析模型, 并依据实验数据对模型中一些理论值进行优化, 使之在全域范围内精确反映电容变化规律, 大大加快了数值计算的收敛速度。这一模型避免了数值模型求解大量的偏微分方程, 改进了 Statz 和 Angelov 经验模型在反映器件机理方面的不足及数据拟合时的收敛问题, 同时克服了数据差值拟合模型过于淡化器件物理机理的缺点。

2 4H-SiC MESFET 非线性电容模型的建立

本文以文献[5]的器件结构及测试数据为分析依据, 4H-SiC MESFET 为 N 沟非对称栅结构, 栅金属 Ti/Pt/Au, 源漏金属 Ni, 掺杂浓度为 $1.4 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 的 N 型沟道深度为 $0.25\mu\text{m}$, 与低阻 N 型衬底 ($7 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$) 间有 P 型隔离层 ($5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$), 栅的长、宽分别为 $0.7\mu\text{m}$ 和 2mm (多栅指结构), 栅源、栅漏间距分别为 $0.5\mu\text{m}$ 和 $3\mu\text{m}$, 根据这些值和 4H-SiC 材料的典型参数可计算出适合 4H-SiC 建模所需的基本参数^[8]。

2.1 栅源电容 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 模型的建立

栅源电容形成于 MESFET 的栅下耗尽层, 采

用突变结近似理论可对其进行描述, 而电荷控制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描述更趋合理。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^[9]:

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

其中 N_D 为沟道离化杂质浓度; V_p 为夹断电压; a 为沟道深度; W 为栅宽; $u_{DS} = \sqrt{(V_{bi} - V_{gs} + V_{Dsat})/V_p}$; $u_S = \sqrt{V_{Dsat}/V_p}$; L_g 为栅长; Z 为速度饱和因子。根据(1)式可求出栅偏为零($V_{gs} = 0$)时栅源电容 C_{gs0} 的解析表达式。

对于 4H-SiC 大信号 MESFET, 若采用 Statz 电容模型, 在沟道趋近完全耗尽的状态下(即 N 型沟道栅反偏压较大时)对栅源电容 C_{gs} 的描述存在一定的问题, 即在栅源反偏压增大到接近阈值电压区的范围时, 由于室温下杂质不完全离化的“冻结效应”使沟道内的离化载流子数目更少, 随端电压的变化更趋微弱, 因此等效栅源电容 C_{gs} 值很小, 而 Statz 电容模型在这一范围内存在较大的误差。我们构造了以电压补偿的关系来描述阈值电压区的栅源电容变化趋势:

$$C_{gs} = C_{gs0} (1 - \gamma \frac{V_{gs}}{V_{bi}})^{-m} \quad (2)$$

其中 m 是结电容指数, 理论上对突变结 $m = 1/2$; γ 为构造的电压补偿系数, 它反映了栅源偏压趋近阈值电压的程度, 应为栅源偏压 V_{gs} 的函数, 根据实验数据^[5]优化后的表达式为 $\gamma = 0.8 + (-0.25/2)(V_{gs} + 1)$ 。

由(2)式可以看出, 这一关系仅仅反映了栅源电容 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 随栅源电压 V_{gs} 的变化, 而实际上栅源电容随漏源电压 V_{ds} 的变化趋势更为复杂。本文中, 我们采用了双曲正切函数关系来描述由于漏源电压 V_{ds} 对栅下耗尽层的作用导致栅源电容 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 非线性变化的过程。

从器件物理特性上分析, 漏源电压 V_{ds} 对栅源电容的作用是非线性的, 即在 V_{ds} 小于饱和漏电压 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

而使栅源电容略有增大然后逐渐趋于饱和。这一变化趋势随栅源电压 V_{gs} 的不同而略有不同, V_{gs} 反偏压小的时候栅源电容的这一趋势明显, 反偏压大时由于接近沟道夹断而耗尽层横向展宽明显, 因此栅源电容仅呈现增加趋势。由上述分析可知, 栅源电容变化的拐点(极小值点)应处在临界饱和点即 $V_{ds} = V_{Dsat}$ 处, 但是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, 拐点位置在线性区内小于 V_{Dsat} 处。可见, 在 V_{ds} 小于饱和漏电压 V_{Dsat} 的区域内, 栅源电容 C_{gs} 呈现强非线性特性。根据这一

$$\alpha = 1 + \frac{|V_{gs}|}{V_p - V_{bi}} \tanh \left[[0.3 \times (1 + \tanh(0.7(V_{gs} - V_{gs0})))]] \right] \left[1 + \frac{V_{gs}}{V_p - V_{bi}} \right] \left[V_{ds} - \frac{V_{Dsat}}{V_p} \right]^2 \quad (4)$$

其中 $V_{gs0} = -6V$ 为栅源静态偏置点。

$$\beta = 1 + 0.01V_{ds} \quad (5)$$

(4)、(5)式反映了栅源电容在线性区和饱和区随漏电压的变化规律。

对于栅源电压 $V_{gs} \leq F_c V_{bi}$, 即零偏压或反偏压条件下, 上述公式有效。若 $V_{gs} \geq F_c V_{bi}$, 栅源为正偏, 栅结电流注入使突变结耗尽层近似产生很大误差, 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:

$$C_{gs} = C_{gs0} \left[1 + \frac{V_{gs}}{V_{bi}} - \tanh \left[\frac{2V_{ds}}{V_{Dsat}} \right] \right] \times \left[1 - 0.01 \frac{V_{ds}}{V_p - V_{bi}} \right] \quad (V_{gs} \geq F_c V_{bi}) \quad (6)$$

由(3)、(6)式解析公式描述的 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 特性曲线仅仅是器件的本征特性, 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, 在饱和区下降更明显。本征栅源和漏源电压与外加栅源和漏源电压之间的转换关系由下式给出:

$$V_{gs}(\text{intrinsic}) = V_{gs}(\text{external}) - I_{ds}R_s$$

$$V_{ds}(\text{intrinsic}) = V_{ds}(\text{external}) - I_{ds}(R_s + R_d)$$

其中漏电流 I_{ds} 的解析表达式在文献[8]中已给出。

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(3)、(6)式中, 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 1 给出了本文计算值模拟曲线与实验值^[5]的比较结果, 可见在 V_{ds} 小于饱和漏电压 V_{Dsat} 的区域内的计算结果反映了实验值的变化趋势。

机理, 栅源电容 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 的模型为:

$$C_{gs} = C_{gs0} \left(1 - \gamma \frac{V_{gs}}{V_{bi}} \right)^{-m} \alpha \beta \quad (3)$$

其中 $V_{gs} \leq F_c V_{bi}$, 理论上一般设 $F_c = 1/2$; α 和 β 因子是构造的双曲正切函数关系, α 因子描述 C_{gs} 在 V_{ds} 小于 V_{Dsat} 区域的拐点时的非线性, β 因子描述在 V_{ds} 大于 V_{Dsat} 区域内由于耗尽区横向扩展使电容增加的现象, 此结构借鉴了 Angelov 模型的分析方法, 数据拟合及全局优化后的表达式如下:

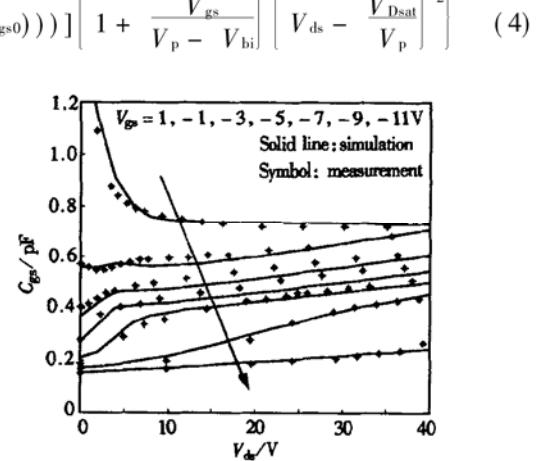


图 1 4H-SiC MESFET 大信号 $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ 特性曲线
“—”为模拟结果, “*”为测试结果; 静态工作点: $V_{ds} = 19V$, $V_{gs} = -6V$

Fig. 1 4H-SiC MESFET large-signal $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ characteristics quiescent bias: $V_{ds} = 19V$, $V_{gs} = -6V$

2.2 栅漏电容 $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ 模型的建立

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(2)式的相似结构, 可构造出栅漏电容的非线性关系:

$$C_{gd} = C_{gd0} \left(1 - \gamma \frac{V_{gd}}{V_{bi}} \right)^{-m} \quad (V_{gd} \leq F_c V_{bi}) \quad (7)$$

其中 γ 与(2)式中一致; $V_{gd} = V_{gs} - V_{ds}$; 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^[9]:

$$C_{gd0} = \frac{2\sqrt{2}}{3} \times \frac{WL_g}{V_{Dsat}^2} \sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r q N_D} \left[\frac{3}{2} V_{Dsat} (V_{Dsat} + V_{bi} - V_{gs})^{\frac{1}{2}} + (V_{bi} - V_{gs})^{\frac{3}{2}} - (V_{Dsat} + V_{bi} - V_{gs})^{\frac{3}{2}} \right] \quad (8)$$

栅漏边缘电容为:

$$C_{gdp} = (1 + \epsilon_r) \epsilon_0 W \frac{K \sqrt{1 - \frac{L_{gd}}{L_{gd} + L_g}}}{K(\frac{L_{gd}}{L_{gd} + L_g})}$$

$$(K(x) \text{ 为第一类完全椭圆积分}) \quad (9)$$

为了充分考虑输出端电压的耦合作用, 我们加入了双曲关系的修正项以增强输出端的影响, 依据实验数据进行全局优化后的栅漏电容表达式为:

$$C_{gd} = \left[C_{gdp} + C_{gd0} \left(1 - \gamma \frac{V_{gs} - V_{ds}}{V_{bi}} \right)^{-m} \right] \\ \times \left[1 - 0.63 \tanh \left(\frac{V_{ds} - 0.5V_p}{V_p - V_{gs}} \right) \right] \quad (10)$$

将本征与实际的偏压关系代入(10)式, 则可得到实际外加偏压下的栅漏电容曲线, 如图 2 所示, 图中还给出了与实验数据^[5]的比较, 可以看出计算值与实验值吻合较好。需要指出的是: 图中虽然有外加栅源偏压为 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} 随漏源偏压 V_{ds} 的增大而迅速符合 $V_{gd} = V_{gs} - V_{ds} \leq F_c V_{bi}$ 的条件, 因此可认为(7)式对这种偏压情况也是成立的。

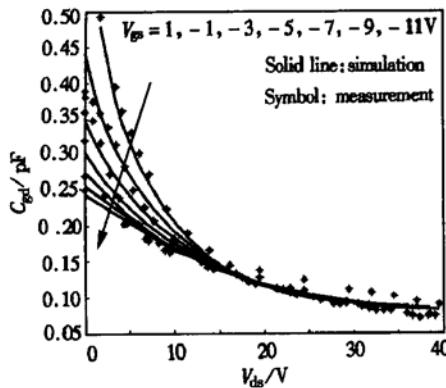


图 2 4H-SiC MESFET 大信号 $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ 特性曲线
“—”为模拟结果, “*”为测试结果; 静态工作点: $V_{ds} = 19V$, $V_{gs} = -6V$

Fig. 2 4H-SiC MESFET large-signal $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ characteristics quiescent bias: $V_{ds} = 19V$, $V_{gs} = -6V$

2.3 漏源电容 $C_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 模型的建立

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(P- 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(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^[9]:

$$C_{dsp} = (1 + \epsilon_r) \epsilon_0 W \frac{K(\sqrt{1 - k^2})}{K(k)}$$

其中 $K(x)$ 为第一类完全椭圆积分, 变量 $k = \sqrt{\frac{(2L_s + L_{ds})L_{ds}}{(L_s + L_{ds})^2}}$ (L_s 为源区金属长, L_{ds} 为源漏间距)。

由此可估算: $C_{ds} = (2 \sim 3) C_{dsp}$ 。

文献[5]给出了 C_{ds} 的测试数据, 在 V_{gs} 从 1V 到 -11V、 V_{ds} 从 5V 到 40V 的变化范围内, C_{ds} 的数值集中在 0.35~0.5pF 之间。根据文献[5]中 4H-SiC MESFET 的器件几何结构, 由上式计算出的 $C_{ds} = (2 \sim 3) C_{dsp} = (2 \sim 3) \times 0.185pF = 0.37 \sim 0.56pF$, 可见理论计算较为准确。在电路设计中, 一般取其平均值。

3 结束语

本文采用载流子速度饱和理论和电荷控制理论的器件物理分析方法对零偏栅源电容 C_{gs0} 和漏源电容 C_{gd0} 进行了理论计算并嵌入 Statz 指数函数模型中, 同时借鉴 Angelov 经验模型中双曲正切函数的简明分析方法, 建立了适用于 4H-SiC 射频 MESFET 的非线性大信号电容模型, 并依据实验数据对模型中的一些理论值进行了全局优化处理, 使模型与实验数据的吻合更为一致, 尤其对 C_{gs} 强非线性特点的描述更趋合理。这种器件模型比单纯的物理模型具有更简洁的计算过程和更高的精度, 并且比 Statz 和 Angelov 经验模型更适于描述 SiC 器件。由于这种模型的建立始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的优点.基于这种模型的器件参数的理论值对微波电路的设计分析具有更实际的意义,非常适合于射频微波器件大信号模型的分析.

参考文献

- [1] Ellinger F, Kucera J, Baechtold W. Improvements on a GaAs MESFET model for nonlinear RF simulations. IEEE MTT-S, Microwave Symp Digest, 1998, 1623
- [2] Fujii K, Hara Y, Yakabe T. A large-signal switching MESFET model for intermodulation distortion analysis. IEEE Trans Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(3): 431
- [3] Hirose M, Kitaura Y, Uchitomi N. A large-signal model of self-aligned gate GaAs FET's for high-efficiency power-amplifier design. IEEE Trans Microw Theory Techn, 1999, 47(12): 2375
- [4] Angelov I, Rorseman N. An empirical-table based FET model. IEEE MTT-S Microwave Symp Digest, 1999, 525
- [5] Siriex D, Noblanc O, Barataud D, et al. A CAD-oriented non-linear model of SiC MESFET based on pulsed $I(V)$, Pulsed S-Parameters measurements. IEEE Trans Electron Devices, 1999, 46(3): 580
- [6] Huang M W, Mayergoyz I D, Goldsman N. Numerical simulation of small-signal microwave performance of 4H-SiC MESFET. Solid-State Electronics, 2000, 44(7): 1281
- [7] Huang M W, Goldsman N, Chang C H, et al. Determining 4H silicon carbide electronic properties through combined use of device simulation and metal-semiconductor field-effect-transistor terminal characteristics. J Appl Phys, 1998, 84(4): 2065
- [8] Yang Linan, Zhang Yimen, Lu Hongliang, et al. Analytical model of large-signal DC $I-V$ characteristics for 4H-SiC RF power MESFET's. Chinese Journal of Semiconductors, 2001, 22(9): 1160(in Chinese) [杨林安, 张义门, 吕红亮, 等. 4H-SiC 射频功率 MESFET 大信号直流 $I-V$ 特性解析模型. 半导体学报, 2001, 22(9): 1160]
- [9] Kang Baowei. Fundament of field-effect transistor theory. Beijing: Science Press, 1985, 64(in Chinese) [亢宝位. 场效应晶体管理论基础. 北京: 科学出版社, 1985, 87]

An Accurate Large-Signal Capacitance Model for RF Power Measurement and Physical Analysis on 4H-SiC MESFET*

Yang Lin'an, Zhang Yimen and Zhang Yuming

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

Abstract: A large-signal nonlinear capacitance model for RF power 4H-SiC MESFET at room temperature is proposed by combining the physical analysis of devices based on theories of charge controlling and carrier velocity saturation and the description of empirical models such as Statz and Angelov models. This model is superior to Statz and Angelov models in describing the strong nonlinear C_{gs} in the low V_{ds} region, and it has less calculation quantity than that of the numerical models based on physics equations of devices. Thus, it is suitable for design and optimization of large-signal circuits.

Key words: 4H-SiC; RF power MESFET; nonlinear large-signal model; capacitance model

EEACC: 2560B; 2560S; 1220

Article ID: 0253-4177(2002)02-0188-05

* Project supported by the Foundation of National Defense Pre-Research (8.1.7.3)

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

Zhang Yimen male, was born in 1941. He has been working in the areas of semiconductor devices modeling, simulation and TCAD for VLSI.

His current research is in the properties and applications of SiC material and devices.

Zhang Yuming male, was born in 1965, associate professor. His research interests focus on SiC material and devices.