

GaAs MESFET 大信号瞬态模拟*

邓先灿 冯春阳 孙国恩、骆建军

(杭州电子工业学院微电子 CAE 研究所 杭州 310037)

摘要 本文采用了大信号瞬态分析方法,从砷化镓(GaAs)材料参数和器件几何参数出发,通过求解 Poisson 方程和连续性方程,模拟出 FET 器件端口特性,得到了大小信号器件模型不同的定量依据,并在此基础上提取出了 FET 非线性模型参数。本文所开发的软件,其有效性在从材料器件物理参数出发,一步设计出微波单片集成电路(MMIC)的 CAD 过程中得到了验证。

EEACC: 1350, 2560N, 2560B

1 引言

八十年代以来, GaAs MMIC 迅速地从研究、开发转入生产, 已应用于相控阵雷达、灵巧武器等电子系统中。我国在功率 MMIC 上和国外差距很大, 迫切需要适用于功率 MMIC 设计的 CAD 工具。

功率 MMIC 就是要在微波频率, 输出尽可能大的功率 P_o , 随着输入信号增到一定值时, 输出功率 P_o 不再增大而达到饱和, 即增益压缩, FET 器件模型中某些元件值随输入功率而变化, 此时, 输入信号称为大信号。器件进入大信号工作状态, 它的等效电路模型元件值已与小信号时不同, FET 和 MMIC 的性能产生了很大的变化。因此, 要设计功率 MMIC, 必须先对器件进行大信号分析, 建立 FET 的大信号模型, 用 CAD 方法求出其大信号下的微波特性。

2 大信号瞬态分析方法

大信号特性的研究, 国际上采用三种方法, 即静态法、准静态法和瞬态法。静态法是把大信号时器件等效电路中的非线性元件仅看作直流偏置 V_{ds} 和 V_g 的函数, 这可以从静态 $I-V$ 特性曲线导出, 而认为与信号频率无关。这种假设过于简单, 与实际差别甚大。准静态法则是假设模型中的非线性元件值在 RF 频率下与电压的依赖和直流时相同, 通过不同偏压和不同频率范围内测量器件的小信号 S 参数, 再经过推演而求得非线性模型元件, 把此模型同一个时域分析程序结合起来用以模拟大信号的波形, 然后将输入输出波形变换到频域中去, 由此可预示 FET 器件的功率饱和、增益压缩以及交调失真等大

* 微电子应用基础研究重点课题经费资助项目

1993 年 5 月 21 日收到初稿, 1993 年 9 月 13 日收到修改稿

信号特性。

1978 年, A. Minasan 建立了静态大信号模型, H. A. Willing 用准静态方法得到了大信号等效电路模型。用准静态方法预示器件的大信号特性比静态法误差小得多, 所以随后十年, 模型得到了不断的改进。然而准静态方法毕竟是一种近似, 况且必须先做出功率器件后建立模型, 还要用网络测试仪获得小信号 S 参数, 很不方便。

微波 FET 器件的工作状态总是随时间连续变化的, 当器件端口电压变化时, 器件内部的瞬态载流子分布和瞬态电势分布的变化不能与端口电压的变化同步, 即器件内部的电流密度不能与端口电压一一对应, 故模型中的非线性元件值在 RF 频率下的电压、电流依赖关系和静态、准静态时不同, 主要由该时刻器件内部各瞬态电压值确定, 如果直接拟合类似于 FET 实际工作状态下瞬态电压关系, 优化提取等效电路模型中的非线性元件值瞬态电压的变化, 就能直接反映器件的实际工作状态, 从而获得更好的模拟精度, 这就是瞬态法。瞬态大信号分析比静态法、准静态法更适合于功率 FET 器件的分析, 但难度也比较大。

3 二维瞬态数值模拟

GaAs 肖特基势垒场效应晶体管 (MESFET) 的器件结构如图 1 所示, 它的有源区是 n 型 GaAs 外延层或离子注入层, FET 是多子器件, 因此在分析过程中可以忽略少子的影响和产生复合效应。器件的物理模型和特性由 Poisson 方程和连续性方程确定:

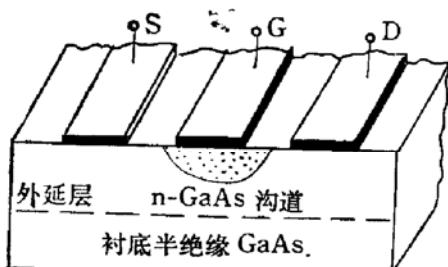


图 1 GaAs MESFET 物理结构

$$-\nabla^2\Psi = q/(\epsilon_0\epsilon_r) \cdot (N_D - \gamma) \quad (1)$$

$$\mathbf{E} = -\nabla\Psi \quad (2)$$

$$\mathbf{J}_n = qn\mu_n(\mathbf{E}) \cdot \mathbf{E} + qD_n(\mathbf{E}) \cdot \nabla n \quad (3)$$

$$\mathbf{J}_n = q\partial n/\partial t \quad (4)$$

其中, Ψ 是电势分布, \mathbf{E} 是电场强度分布, N_D 是沟道掺杂浓度, n 是电子浓度, $\mu_n(\mathbf{E})$ 是电子迁移率(电场的函数), $D_n(\mathbf{E})$ 是电子扩散系数(电场的函数), \mathbf{J}_n 是电子电流密度, $\epsilon_0\epsilon_r$ 是介电常数。流过器件的总电流密度为:

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_n + \epsilon_0\epsilon_r \cdot \partial \mathbf{E} / \partial t \quad (5)$$

另外, 还需要给出边界条件。对于 GaAs MESFET 可假设没有电流流过自由表面, 可忽略表面复合效应, 仅需考虑欧姆接触和 Schottky 金属-半导体势垒即可。

以上各式描述了 GaAs MESFET 器件的物理原理, 要求解这一组偏微方程, 用积分

方法来做显然是既耗时间又耗空间的, 因而必须用非线性迭代方法来求解。首先把偏微分方程离散化, 形成一组非线性代数方程。求解非线性方程广为使用的方法是 Gummel 法和 Newton 法。两种方法都要求解两三个线性大系统, 整个模拟的时耗为矩阵解的数目和每个矩阵解的时耗乘积。对于象 FET 这样的多子器件, 用 Newton 法较为合适。

用 Newton 法求解非线性方程组, 在每次迭代中, 允许改变所有变量, 并计人了各变量之间的相互影响, 是一种比较稳定的算法。把微分方程写成如下形式:

$$\begin{cases} G_\Psi(\Psi, n) = 0 \\ G_n(\Psi, n) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial G_\Psi}{\partial \Psi} \frac{\partial G_\Psi}{\partial n} = [G_\Psi] \\ \frac{\partial G_n}{\partial \Psi} \frac{\partial G_n}{\partial n} = [G_n] \end{cases} \quad (7)$$

在给出初值 (Ψ_0, n_0) 后, 求解线性化的 Jacobian 方程得到一组新的修正值 $(\nabla\Psi, \nabla n)$, 多次迭代可得到某一时刻的解 (Ψ, n) 。

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial G_\Psi}{\partial \Psi} & \frac{\partial G_\Psi}{\partial n} \\ \frac{\partial G_n}{\partial \Psi} & \frac{\partial G_n}{\partial n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_\Psi \\ G_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

二维瞬态数值模拟的结果是得到了包含 FET 器件内部信息的数据。对某一型号的 GaAs MESFET 进行了两次二维瞬态数值模拟, 一次输入信号为 A 曲线, 代表大信号情况, 另一次是 B 曲线, 代表小信号情况, 信号频率为 3.3GHz, 波形也相同, 如图 2 所示。FET 栅宽为 $2700\mu\text{m}$, 栅长为 $0.7\mu\text{m}$, 每个周期取 30 个样点, 相邻时间间隔 $1 \times 10^{-11}\text{s}$ 。两次模拟获得了大量数据, 其中栅电压随时间变化的曲线如图 3 所示, A、B 曲线也分别对应于大、小信号情况。对两条曲线进行比较, 发现:

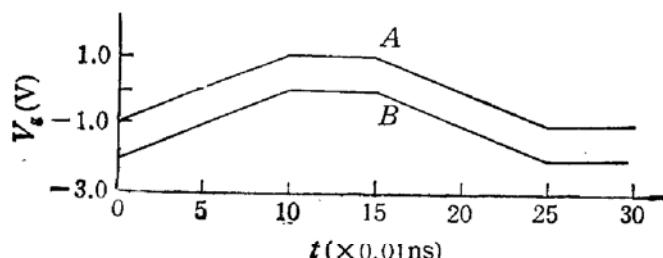


图 2 V_g -Time 曲线

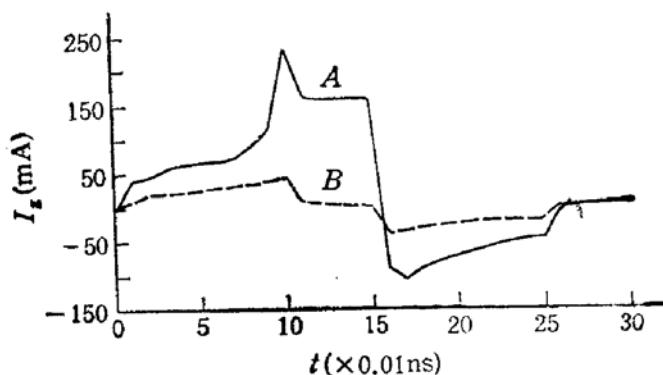


图 3 I_g -Time 曲线

〈1〉在第 0—9 个时间点, 电压是线性上升的, 但栅电流却是非线性上升的, 由此可见, 模型中栅源之间不可能没有非线性元件。从曲线 A、B 看出, 电流的上升趋势和非线性电容的上升趋势一致, I_g 基本上正比于电容。

$$I_g \propto C_0 (1 - V/V_{bi})^{-r} \quad V < V_{bi} \quad (9)$$

在第 17 至 26 个时间点之间也有类似情况。这说明 Curtice 在栅源、栅漏之间引入非线性电容 C_{gs} 、 C_{dg} 是合理的, D. L. Peterson 虽然采用了类似的等效电路, 但他把 C_{gs} 、 C_{dg} 看作是线性的, 因而不很精确。

〈2〉注目的现象发生在第 9—16 个时间点之间。观察曲线 B, 电容随电压上升, 栅电流近似由电容决定:

$$\begin{aligned} I_g &\approx I_{cap} = dV/dt = V \cdot dC(V)/dt + C(V) \cdot dV/dt \\ &= V \cdot dC(V)/dV \cdot dV/dt + C(V) \cdot dV/dt \end{aligned} \quad (10)$$

当 $V_g = 0$ 时, $I_g \approx 0$ (曲线 B), 但在曲线 A 上, I_g 在第 10 个时间点有一峰值, 高达 200mA, 而且在第 11 至第 15 个时间点上, 尽管电压为恒值即 $dV/dt = 0$, 但 I_g 并不恒为 0, 即和电容无关, 而保持在 150mA 左右的大电流, 怎么解释? 两次模拟只有信号幅度大小之别。在第 9 个时间点, $V_g = 0.8V$ 以后, 电压上升引起了大电流, 这类似于二极管的工作特性。对于大信号模型, 栅源之间应该有一个二极管, 当 V_g 小于导通电压时, 二极管的影响可以忽略, 电流基本上正比于电容; 而当 V_g 刚开始大于导通电压时, 电流开始增大, 在第 10 个时间点, 二极管的电流加上电容上的电流, 使得 I_g 在此处出现一个峰值; 然后, 随着电压的恒定, 特别是二极管的箝位作用, 使得 V_g 保持在导通电压和信号电压之间的一个恒值, 这样电容上电流近似为 0, 而二极管上的电流为一恒值, 即电流 I_g 由峰值趋向于一个恒值。这一点非常重要, 因为栅源、栅漏二极管正是表征 FET 大信号增益压缩的一个主要原因。

因此, 用小信号线性等效电路来模拟功率器件是有误差的。在大信号模型中, 非线性电容、栅源正向二极管和栅漏反向二极管是不可缺少的重要非线性元件。本文用数值分析方法获得了大小信号模型不同的定量依据, 这个结果和 W. R. Curtice 的测量和分析结果吻合。Curtice 的实验测量, 使他把 I_{ds} 以及 C_{gs} 、 C_{dg} 看作非线性的, 而且他指出, 在饱和状态下电容 C_{gs} 和 C_{dg} 起的作用很小, 这和本文箝位后的恒定电压使电容电流近似为零的解释一致。

4 非线性模型参数提取

二维瞬态数值模拟的目的是为了寻求一个较精确的非线性模型, 并为模型的参数提取提供必要的数据(不是用平常所用的测量方法, 而是用 CAD 方法)。

国际上已有一些大信号模型, 从 Shockley 提出的较原始的大信号模型, 逐步完善。根据本文二维瞬态数值模拟的结果, 认为 W. R. Curtice 在实验测量基础上建立起来的模型较为完善, 如图 4 所示。

鉴于非线性模型参数提取是一个高维、多极值的复杂优化问题, 而且不能求得解析导数, 在经过分析比较和实验验证之后, 我们采用了求近似导数的 DFP 算法, 而且针对优化变量之间正负性、数量级差别很大的情况, 进行了变量变换。利用二维数值模拟的结果, 调用 1224 次目标函数, 达到了均方误差 0.999×10^{-3} mA 的精度。参数提取的结果如表 1 所示。

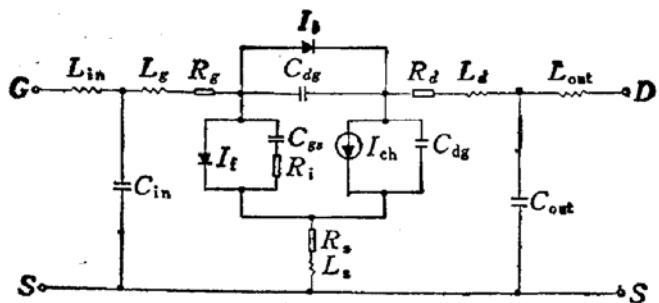


图 4 改进的大信号非线性模型

$$\begin{aligned}
 R_g, R_s, R_d & \text{ 棚、源、漏串联电阻;} \\
 C_{gs} & \text{ 棚源非线性电容;} \\
 C_{ds} & \text{ 棚漏非线性反馈电容;} \\
 C_{db} & \text{ 栅底电容;} \\
 I_f & \text{ 棚源正向导通电流;} \\
 I_{ch} & \text{ 沟道电流;} \\
 L_{in}, C_{in}, L_{out}, C_{out} & \text{ 管壳寄生电感和电容;} \\
 L_g, L_d, L_s & \text{ 压焊引线电感}
 \end{aligned}$$

表1 GaAs MESFET 大信号模型参数提取结果

5 结论

本文用大信号瞬态分析方法,获得了大小信号模型不同的定量依据,提取了模型参数,由此可进一步获得大信号 S 参数,并进行微波电路设计。本文所开发的软件已应用于从材料器件物理参数出发,一步设计出微波单片集成电路的 CAD 软件包中。

参 考 文 献

- [1] H. A. Willing *et al.*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1978, **MTT-26**(12): 1017—1023.
 [2] W. R. Curtice, and M. Ettenberg, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1985, **MTT-33**(12): 1383—1394.
 [3] J. W. Bandler *et al.*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1988, **MTT-36**(12): 1629—1638.
 [4] D. M. Himmelblau, Applied Nonlinear Programming, McGraw-Hill Book Company, 1972.

GaAs MESFET Large-Signal Transient Simulation

Deng Xiancan, Feng Chunyang, Sun Guoen and Luo Jianjun

(Microelectronics CAE Center, Hangzhou Institute of Electronics engineering, Hangzhou 310037)

Abstract The paper uses large-signal transient analysis to simulate GaAs FET device performance. A numerical proof, which demonstrates the difference between large and small signal model, is obtained. The parameters of FET nonlinear model are extracted. A software realized has revealed its efficient in the new one-step strategy to complete a MMIC design starting from material and geometrical parameters of GaAs FET.

EEACC: 1350, 2560N, 2560B