

GaAs HFET/PHEMT 大信号建模分析

张书敬^{1,2,†} 杨瑞霞¹ 高学邦² 杨克武²

(1 河北工业大学信息工程学院, 天津 300130)
(2 中国电子科技集团公司第 13 研究所, 石家庄 050051)

摘要: 在分析 GaAs HFET/PHEMT 建模设计、在片校准和测试方法的基础上, 提出了电荷守恒的 EEHEMT1 模型, 通过 Cold FET 测量技术, 采用在片测试技术, 结合窄脉冲测试技术, 提出了 GaAs HFET/PHEMT 器件 EEHEMT1 大信号模型, 实验说明提出的大信号模型模拟结果与实例结果吻合得很好。

关键词: 砷化镓场效应晶体管; 微波集成电路; 功率器件模型; 测试结构; 精确建模
EEACC: 2560B

中图分类号: TN402 文献标识码: A 文章编号: 0253-4177(2007)03-0439-05

1 引言

半导体器件模型是影响电路设计精度的最主要因素. 电路规模越大, 指标和频段越高, 对器件模型的要求也越高. 因而准确的器件大信号建模对提高 RF 和微波毫米波功率电路及其他非线性电路设计的成功率和缩短电路研制周期是非常重要的. 精确的 MMIC 元器件模型是单片电路设计成功的关键, 由于当前的工艺技术制作的器件展示出复杂的特性, 对精确的器件建模提出了许多挑战. 这也就是国内外近 20 年来在半导体器件大信号建模方面始终保持研究热度的原因所在^[1~4]. 各类通信电路的高效率和高线性需求使得器件模型研究转向精确地模拟效率和失真特性方面.

本文针对 GaAs HFET/PHEMT 器件, 首先介绍了建模元器件的设计、在片校准和测试, 建立非线性等效电路的方法, 引进电荷守恒思想, 提出 EEHEMT1 大信号模型, 最后给出了 PHEMT 器件模拟与测量结果, 以及利用此模型的 MMIC 设计与测试结果.

2 建模元器件的设计、在片校准和测试

器件模型主要通过参数测试提取建模的方法得到, 器件建模的框图如图 1 所示. 参数测量主要包括 DC(脉冲)测试和 S 参数测试两个部分.

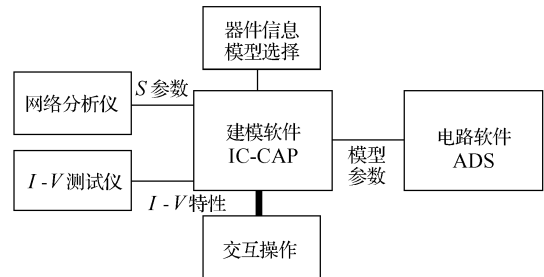


图 1 建模系统框图

Fig. 1 Schematic diagram of modeling system

2.1 测试系统的建立

为建立模型参数提取系统, 除了模型提取软件外, 还要有精确的直流和微波测试设备. 包括 DC $I-V$ 测试、单偏置点或多偏置点 S 参数测试、脉冲 $I-V$ 测试^[5~8]、脉冲 S 参数测试、噪声测试以及不同温度环境测试等. 提取非线性模型基于精确的 DC 和 S 参数, 因此测试系统主要由矢量网络分析仪、偏置网络、高低温控制仪器、微波探针和直流参数测试仪等组成.

2.2 校准图形和参考面的设计

当微波探针测试系统连接完成后, 为使微波在片测试结果具有可重复的精度, 需使用一系列的校准图形对微波在片测试系统进行校准, 以消除接头、电缆及探针本身对测试结果的影响. 商用的这类图形通常制作在石英基片上, 但在 GaAs MMIC 研制中, 应该把校准图形直接制备在 GaAs 圆片上. 这样做不仅减小了因衬底不同带来的误差, 还消除了制造工艺偏差引入的误差. 从适合 GaAs MMIC

† 通信作者. Email: gavinjing@126.com
2006-09-05 收到, 2006-09-28 定稿

工艺的要求出发,采用开路、反射、匹配负载和直通(LRM)的微波校准方法,并在校准图形中加以实现.要保证通过在片测试提取得到的器件模型在MMIC CAD中能正确使用,另一个重要的问题是被测元器件输入输出端参考面的正确界定.只有当建模版图中元器件的参考面与实际单片电路中元器件的参考面相一致时,电路的设计结果才是正确的.在设计微波校准图形时就要确定微波参考面,并体现在以后的元器件建模图形中.

2.3 标准模型元器件的版图设计

通过参数测试提取的方法建立模型,需专门设计建模用标准元器件的版图.选定需建模的元器件,将其设计成适用于微波探针测试的结构,元器件的参考面必须与校准图形的参考面一致.为了适应标准工艺中不同MMIC产品对元器件尺寸的不同要求,应建立精确的元器件“可定标”(Scaling)的等效模型参数.这需要通过测试不同尺寸、同一结构的标准元器件的参数,并经数学处理得到其设计规则.因此,版图中应设立相应的标准元器件族.需注意的是,当模型建立以后,在MMIC电路设计中所采用元器件的版图应与相应标准元器件完全一致,工艺途径也应一致,如有改动应重新建模.

2.4 模型的统计与验证

为建立精确可用的CAD元器件库,需对每种元器件进行多次的统计测试,包括同一圆片和不同工艺批次的测试,通过不同的测试减少偶然误差,经过大量数据的筛选和统计以推算出可靠的统计平均的等效模型,还要根据电路的需要设计不同栅宽、不同栅指的各种器件模型和不同尺寸、不同形状的无源元件模型.通过对几种典型的MMIC电路(功放、开关、衰减器和移相等)设计、工艺制造和测试分析来验证建模的工作,以建立一个精确、有效、系统化的微波元器件库.

3 改进的EEHEMT1模型

目前工业上流行的栅电容是建立在简化的电荷非守恒技术上的,有可能产生电荷不守恒现象.对于小信号等效电路(如图2所示),以栅极上电荷为例,其表达式可以写为:

$$\Delta Q_G = Q_G(t_2) - Q_G(t_1) = \int_{t_1}^{t_2} i_G dt \quad (1)$$

如果 t_1, t_2 时刻器件处于相同的状态,则在准静态模拟下,栅极上电荷的静增量应为零,但在实际的分析过程中,往往不能保证这一点,这就引起了电荷不守恒.其主要原因有两个:一是器件模型作一定程度

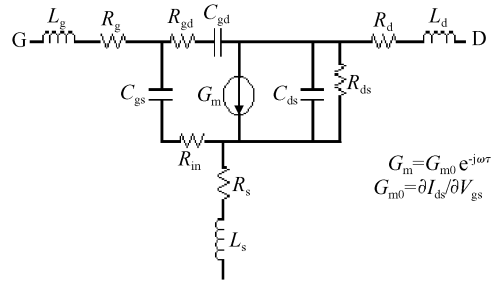


图2 小信号等效电路

Fig.2 Small-signal equivalent circuit

的近似,元件的表述不是很准确;二是在模型分析过程中,采用的数学方法引入了一定误差.按照公式(1),导致栅极电荷不守恒的原因是栅极电流有直流分量,这由于 C_{gs}, C_{gd} 的表达式未从相同的电荷公式中推导,或采用了简化形式的缘故.在正常情况下,流过 C_{gs}, C_{gd} 各自有一直流分量,两者相互抵消,栅极电流表达式无直流分量.因此,模型中本征电荷元件的描述是非常关键的,如果采用电荷控制法大信号模型,以电荷源作为模型的基本元件,就可以避免上述情况的发生,解决电荷不守恒问题.电荷控制法基本思想是通过分析沟道电荷的变化情况来描述器件端口的电流特性.目前已经有较统一的作为模型基本元件的电荷源定义,即栅极电荷源 Q_G 、漏极电荷源 Q_D 、源极电荷源 Q_S ,要把大信号建模的电荷守恒跟小信号模型的电容联系到一起,可以用电荷源代替容性的电流源.

在漏端,对 C_{ds}, τ_d 做如下修正^[9]:

$$C_{ds} = C_{ds_meas} + C_{m1} \quad (2)$$

$$\tau_d = \tau_{d_meas} - C_m / g_m \quad (3)$$

其中:

$$C_{m1} = \partial Q_{gs} / \partial V_{gd} \quad (4)$$

$$C_m = \partial Q_{gs} / \partial V_{gd} - \partial Q_{gd} / \partial V_{gs} \quad (5)$$

G-S 电荷:

$$Q_{gs} = f(V_{gs}, V_{gd}) + C_{gso} V_{gs} \quad (6)$$

G-D 电荷:

$$Q_{gd} = f(V_{gd}, V_{gs}) + C_{gdo} V_{gd} \quad (7)$$

在此基础上提出新电荷模型,下面是改进的模型与EEHEMT1模型的对比:

EEHEMT1模型

$$q_{gs} = A((q_g - C_{gdsat} V_{gd})f_1 + C_{gdsat} V_{gs}f_2) \quad (8)$$

$$q_{gd} = A((q_g - C_{gdsat} V_{gs})f_2 + C_{gdsat} V_{gd}f_1) \quad (9)$$

其中:

$$q_g = (0.5(C_{110} - C_{11th})g_{vj} + C_{11th}(V_j - V_{inf1})) \times (1.0 + \text{lam}^*(V_o - V_{dso})) - C_{12sat} V_o \quad (10)$$

$$g_{vj} = V_j - V_{inf1} + \text{delgs}/3 \times \ln(\cosh(3.0/\text{delgs} \times (V_j - V_{inf1}))) \quad (11)$$

$$V_o = (V_{ds}^2 + \text{delds}^2)^{0.5} \quad (12)$$

$$V_j = 0.5(V_{gs} + V_{gd} + V_o) \quad (13)$$

修改后的模型：

$$Q_{gs} = Q_g f_1 + C_{gdsat} V_{gd} f_2 \quad (14)$$

$$Q_{gd} = Q_g f_2 + C_{gdsat} V_{gs} f_1 \quad (15)$$

$$Q_g/area = C_o(W + C_f/S_g \times \ln(\cosh(S_g W))) + C_{go} V_{gs} \quad (16)$$

$$W = U_{gs} - \delta U_{gd} + D_c \ln(\cosh(D_k(U_{gs} - U_{gd}))) \quad (17)$$

$$U_{gs} = 0.5((V_{gs} - V_p) + (V_{gs} - V_p)^2 + V_1^2)^{0.5} \quad (18)$$

$$U_{gd} = 0.5((V_{gd} - V_p) + (V_{gd} - V_p)^2 + V_1^2)^{0.5} \quad (19)$$

其中 $C_o, C_f, S_g, D_c, D_k, V_p, V_1, C_{go}, C_{gd0}, \delta$ 为拟合参数； f_1 和 f_2 为两极转换因子，表示为：

$$f_{1,2} = 0.5(1 \pm \tanh(3V_{ds}/\delta_0)) \quad (20)$$

从公式可以看出，该模型改进了在高阶不连续和电荷不守恒的影响。

4 参数提取方法

器件测量分为 4 组：(1)脉冲栅电流测量；(2)脉冲漏源电流测量；(3)改进 Cold FET S 参数测量；(4)工作偏置状态 S 参数测量。

相应于上述 4 组测量数据，参数提取包括 5 步：(1)从脉冲栅电流测量数据中提取栅电流参数和内建势；(2)从改进 Cold FET S 参数测量数据中提取寄生参数包括源、漏、栅电阻和电感；(3)从脉冲漏源电流测量数据中提取漏源电流参数；(4)从工作偏置状态 S 参数测量数据中提取本征模型参数；(5)提取栅电容模型参数。

分步测量和提取的好处在于大大减少了每步提取参数的个数，使得每步提取参数的个数不超过 10。为了保证优化结果的准确性，待提取参数的初值的自动选取非常重要。本文主要基于下述方法：对于 S 参数提取，从测量的 S 参数解析计算出芯片寄生和本征模型参数作为优化初值^[3,4]；对于 $I-V$ 提取，从测量的 $I-V$ 数据中计算出部分模型参数初值，余下的模型参数初值基于模型参数知识库按器件总栅宽定标得到。上述初值自动预估算法保证了较好的参数初值和范围。本文采用的另一种技术是灵敏度分析，目的是先选择敏感的参数参加优化，以便减少

优化变量数目和优化的盲目性。

5 建模实例

被测器件总栅宽为 $850\mu\text{m}$ PHEMT 器件，栅长为 $0.25\mu\text{m}$ ，单指栅宽为 $85\mu\text{m}$ ，采用叉指结构。利用改进的 EEHEMT1 模型，该器件典型直流参数为：选取的微波测试频率范围是 $2\sim 20\text{GHz}$ ，直流偏置点为 $V_{ds} = 7\text{V}$ ， $V_{gs} = -1.0\text{V}$ 。在进行微波测试之前需对微波探针进行校准，为此专门设计了校准图形，与被测器件制作在同一芯片上，尽可能消除误差的影响。提取 EEHEMT 模型需分别进行多项直流和微波测试，直流测试包括： $I-V$ 特性测试、夹断特性测试、栅势垒特性测试；微波测试包括寄生参数测试和 S 参数测试。

在标准 EEHEMT1 模型基础上加入 5 个元件来描述器件的寄生电感和电容参数，如图 3 所示。这 5 个参数对高频段模型精度具有重要影响。6 个寄生电阻和电感可采用改进“Cold FET”方法进行 S 参数测试和提取来得到，而 2 个寄生电容可通过夹断状态下 S 参数测试和提取来获得。优点在于其漏源电流模型考虑了 GaAs 器件的色散、自热和跨导压缩特性，并且改进的 EEHEMT1 模型满足电荷守恒条件，击穿模型考虑了栅压和漏压的双重作用，其模型函数具有好的数学特性，适合外推和大信号收敛。该模型既适合模拟 PHEMT 器件又适合于 HFET 器件。实验提取的 HFET/PHEMT EEHEMT1 模型的电学参数如表 1 所示。

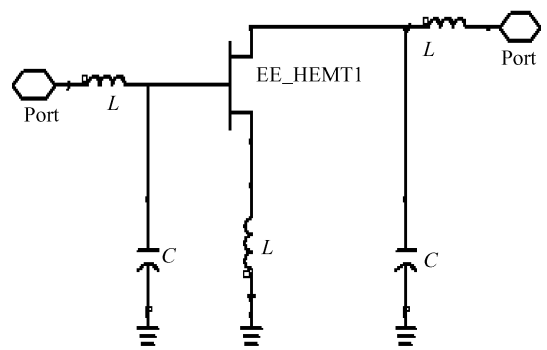


图 3 功率 FET 寄生参数等效电路

Fig.3 Power FET parasitic parameter equivalent circuit

表 1 实验提取的 HEMT/PHEMT 电学参量

Table 1 Extracted HEMT/PHEMT electrical parameters in experiment

寄生参量	R_d	R_s	R_g	L_g	L_s	L_d	C_{pg}	C_{pd}
	0.711Ω	0.684Ω	0.333Ω	0.02nH	0.003nH	0.03nH	0.038pF	0.071pF
本征参量	C_{gd}	C_{ds}	C_{gs}	G_m	τ	R_i		R_{ds}
	0.0737pF	0.157pF	3.349pF	42.5mS	0.31ps	1.5Ω		9.5Ω

6 模型的分析、验证和实际应用

运用微波在片测试技术,通过器件版图的设计、工艺制造和测试,结合窄脉冲测试技术提取了 $850\mu\text{m}$ PHEMT 器件的精确模型. 该器件的脉冲 I - V 特性的测试和模拟曲线示于图 4, 栅压范围为 $0.5 \sim -1.5\text{V}$, 步长 0.25V . 其 S 参数的测试和模拟曲线示于图 5, 频率为 $2 \sim 20\text{GHz}$, 工作点是 7V 和 60mA . 从实测和模拟的对比结果不难看出, 该模型具有令人满意的精度.

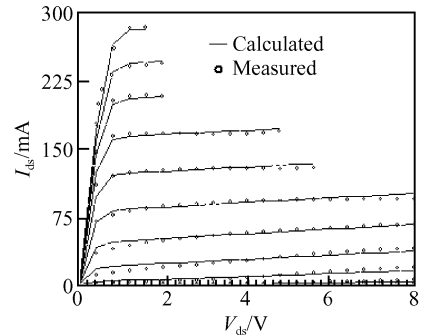


图 4 DC, I - V 特性比较曲线

Fig.4 DC, I - V comparing curve

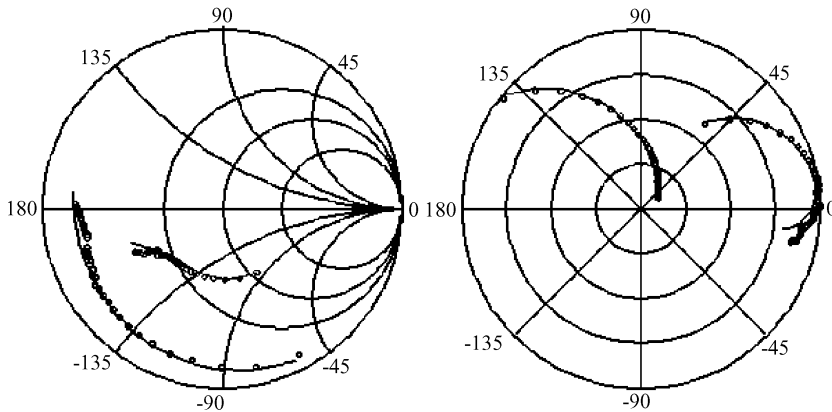


图 5 S 参数特性比较曲线

Fig.5 S parameter comparing curve

利用该模型提取的有源器件模型参数,设计了 $6 \sim 18\text{GHz}$ 1W 功率单片电路,设计和实测性能对比如图 6 所示. 由于工艺偏差的影响,在 Ku 波段特性稍差,但从总体上看,设计结果和测试结果十分吻合,证明所提取的 EEHEMT1 模型具有较高的精度. 上述模型以及参数提取技术已经跟 IC-CAP 建模软件紧密结合,应用在 GaAs HFET/PHEMT 功率 MMIC 的设计应用中,为 GaAs MMIC 的设计平台奠定了基础.

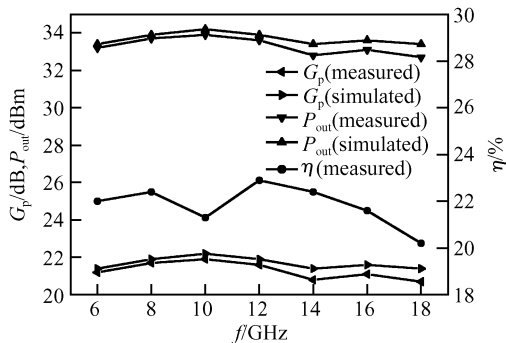


图 6 $6 \sim 18\text{GHz}$ 宽带单片放大器功率增益频率曲线

Fig.6 Power gain versus frequency of $6 \sim 18\text{GHz}$ broadband MMIC

7 结论

综上所述,建立精确的器件大信号模型对 RF 和微波毫米波功率电路及其他非线性电路设计是非常关键的. 本文运用微波在片测试技术,通过器件版图的设计、工艺制造和测试,结合窄脉冲测试技术提出了 GaAs HFET/PHEMT 器件 EEHEMT1 大信号模型,所提取模型具有很高的精度,并通过 MMIC 设计验证了该模型的精确性.

参考文献

- [1] Angelov I, Bengtsson L, Garcia M. Extensions of the chalmers nonlinear HEMT and MESFET model. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1996, 44: 664
- [2] Wei C J, Tkachenko Y A, Bartle D. An accurate large-signal model of GaAs MESFET which accounts for charge conservation, dispersion and self-heating. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1998, 46: 1638
- [3] Hirose M, Kitaura Y, Uchitomi N. A large-signal model of self-aligned gate GaAs FETs for high-efficiency power amplifier design. IEEE MTT-S Digest, 1999: 513
- [4] Feng Zhen, Gao Xuebang, Wang Cuiqing. X-band 5-watt FET MMIC. ICSICT Proceedings, 2001: 1168

- [5] Fujii K. An improved MESFET model for the pulsed I - V measurement. *IEEE MTT-S Digest*, 1995; 615
- [6] Teyssier J P, Viaud J P, Raoux J J, et al. Fully integrated nonlinear modeling and characterization system of microwave transistors with on-wafer pulsed I - V measurements. *IEEE MTT-S Digest*, 1995; 1033
- [7] Ladbroke P, Bridge J. The importance of the current-voltage characteristics of FETs, HEMTs and bipolar transistors in contemporary circuit design. *Microwave Journal*, 2002, 3; 106
- [8] Gao Xuebang, Mo Lidong. An accurate and compact large-signal model for MESFETs, HFETs and PHEMTs. *3rd ICM-MT Proceedings*, 2002; 308
- [9] Wei C J, Tkachenko Y A, Bartle D. An accurate large-signal model of GaAs MESFET which accounts for charge conservation, dispersion, and self-heating. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 1998, 11; 1638

Large Signal Modeling of GaAs HFET/PHEMT

Zhang Shujing^{1,2,†}, Yang Ruixia¹, Gao Xuebang², and Yang Kewu²

(¹ School of Information Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

(² The 13th Research Institute, Chinese Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050051, China)

Abstract: The large-signal modeling of a GaAs HFET/PHEMT is the key of designing a microwave integrated power amplifier. Through analyzing the modeling design, calibrating it on-wafer, and applying appropriate measurement techniques, we develop a modified charge conservation EEHEMT1 model. This is accomplished by using modified Cold FET measurement technology and adopting the testing technique on-wafer and combining it with narrow pulse testing technology. The experimental results agree closely with simulated results.

Key words: GaAs FET; MMIC; power device model; testing structure; accurate modeling

EEACC: 2560B

Article ID: 0253-4177(2007)03-0439-05

† Corresponding author. Email: gavinjing@126.com

Received 5 September 2006, revised manuscript received 28 September 2006