

一种新的 AlGaIn/GaN HEMT 小信号模型 与提参方法*

鲁 净[†] 王 燕 褚 龙 余志平

(清华大学微电子学研究所, 北京 100084)

摘要: 为得到 GaN HEMT 器件的小信号等效电路, 在传统的 GaAs HEMT 小信号模型的基础上引入了反应栅漏电流的反馈电阻 R_{igs} , R_{igd} , 并在此基础上引入分布式设计对小信号等效电路模型进一步改进, 建立了 19 元件 (20 参数) 的小信号等效电路拓扑结构. 根据此模型提供了一套稳定的直接提参方法, 结果表明新的模型系统具有简单、适应频率、偏压范围广、稳定性好和精度高等特点. 相比于传统的集总模型能适应更高的频率范围, 对器件品质和测量环境要求不高, 有更强的稳定性.

关键词: GaN HEMT; 建模; 参数提取; 误差分析

EEACC: 2520D; 2560S; 2570D

中图分类号: TN606

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)04-0567-06

1 引言

GaN 基高电子迁移率晶体管 (HEMT) 由于在射频、微波和毫米波等高频大功率电路应用中的巨大潜力, 日益成为人们关注的焦点. 随着基于 GaN 器件的低噪声放大器, 混频器和 VCO 等相继研制成功^[1~3], 国际上 GaN 基电子器件和电路逐渐步入应用阶段. 然而, 目前商用模拟器中尚无成熟的针对 GaN 基 HEMT 的器件模型, 电路设计中多借用其他的器件模型, 如 BSIM3, MESFET 模型等^[4,5]. 因此, 建立精确稳定的 GaN HEMT 小信号模型在工艺指导、器件性能分析及电路设计中都具有重大的意义.

文献[6~11]给出了通过 S 参数测量提取微波场效应管小信号等效电路参数的通用方法. 但是由于 GaN 基器件源漏极接触电阻较高, 对于较高阻抗的金属-接触, 其容性不能忽略, 使得 S_{11} 和 S_{22} 是电容性的而不是电感性的, 从而使得串连电感和电阻的值无法求出, 所以传统的模型和提参方法不适合于直接引用到 GaN 基 HEMT 器件中^[12]. 另外, 由于 GaN 基 HEMT 器件广泛用于高频领域, 而原来传统的集总参数模型, 对器件性质的描述在高频区域误差较大. 因此有考虑更细致的寄生效应和高频下分布式效应进而优化模型拓扑结构的必要. 近年来国际上逐步发展起来一些针对 GaN 基 HEMT 器

件的小信号等效电路模型和参数提取方法, 主要分为两大类: 基于优化的提参策略和直接提参技术. 比较典型的两个例子是 Chigcava 等人^[13]建立的 GaN 基 HEMT 14 元件小信号等效电路模型, 通过在高栅压、零漏偏置状态下测量冷 S 参数 ($V_{ds} = 0$) 直接提参, 但是, 这种方法不能得到可靠的非本征反馈电感 (L_s) 的值, 并且没有计入栅-漏之间电阻的影响. Jarndal 等人^[14]提出了 GaN HEMT 21 元件分布式小信号等效电路模型, 计入了各种可预测的寄生因素, 采用了优化提参的策略. 众所周知, 优化方法得到的器件参数物理含义不明确, 并且, 这种循环优化的方法依赖于较宽频率范围内器件截止状态下冷 S 参数的测量精度, 而 HEMT 器件在截止状态下的测量可靠性较难保证. 另外优化方法的结果依赖于初值的选取和优化程序本身, 运行代价 (时间、资源) 较直接提参法大得多.

本文对 GaN 基 HEMT 小信号模型的直接提参方法进行研究, 从传统的场效应器件的集总式 14 元件模型出发, 在考虑栅漏电流影响的基础上, 提出了 17 元件模型, 在低频至中频区域 (6GHz 以下) 大大减小了模拟结果和实验结果的误差. 而针对高频区域我们提出了 19 元件分布式小信号等效电路和一套简单有效的直接提参方法, 在不增加提参代价的情况下, 在 50MHz~21GHz 范围内都取得了很好的模拟结果.

本文实验中所用 GaN HEMT 器件样品由中电

* 国家重点基础研究专项基金资助项目 (批准号: 2002CB311907)

[†] 通信作者. Email: lu-j@mails.tsinghua.edu.cn

2006-10-09 收到, 2006-11-13 定稿

集团五十五所提供,器件的沟道长度 $L = 1\mu\text{m}$,沟道宽度 $W = 200\mu\text{m}$. S 参数由网络参数测试仪(Agilent 8722ET)测量得到.

2 提参方法

参数提取策略和结果很大程度依赖于等效电路的拓扑结构. 因此选择恰当的电路结构至关重要. 所选拓扑结构应在遵从器件物理结构特性的基础上尽可能得到简便的提参策略.

本文从传统的场效应器件 14 元件等效电路模型出发,首先添加了 R_{lgd}, R_{lgs} 两个直流反馈电阻,用以描述栅极肖特基势垒的漏电流;再考虑到高频情况下电容的分布效应,增加了 C_{gsi}, C_{dsi} 两个寄生电容来分别描述栅源、漏源之间的极间串扰,提出了 19 元件等效电路结构,如图 1 所示.

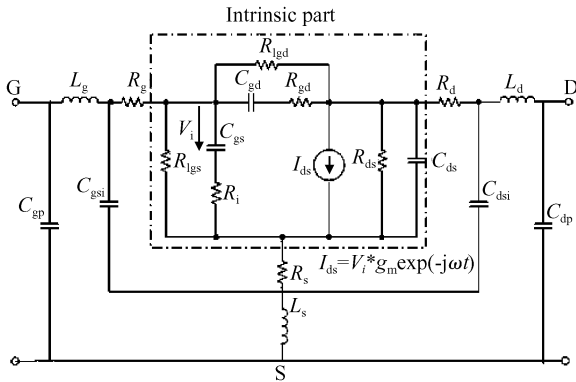


图 1 GaN HEMT 19 元件等效电路图
Fig. 1 19-element model for GaN HEMT

图中虚线框以内的是器件的本征等效电路,框外的元件是寄生元件,其中 C_{gp}, C_{dp} 为栅、漏电极寄生电容; C_{gsi}, C_{dsi} 分别描述栅源、栅漏之间的极间串扰电容; L_g, L_d, L_s 分别表示栅、漏、源极的寄生电感.

寄生电容由截止条件下 ($V_{ds} = 0, V_{gs} < V_{th}$) 的 Y 参数决定. 在较低频率范围 ($< 6\text{GHz}$), 考虑 Y 参数虚部, 等效电路图可以简化为一纯电容网络, 如图 2 所示. 考虑低频条件, 图中略去了电感影响, 另外电阻网络对 Y 参数虚部没有影响, 因此等效网络中也没有画出.

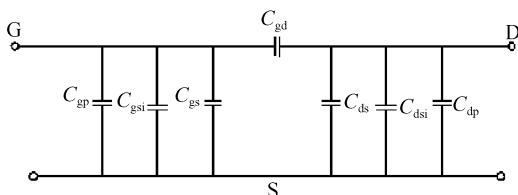


图 2 截止条件下 ($V_{ds} = 0, V_{gs} < V_{th}$) 的低频等效电路图
Fig. 2 Cold pinch-off equivalent circuit for the GaN HEMT at low frequency

其 Y 参数可表示为:

$$\text{Im}(Y_{11}) = j\omega(C_{gp} + C_{gsi} + C_{gs} + C_{gd}) \quad (1)$$

$$\text{Im}(Y_{12}) = \text{Im}(Y_{21}) = -j\omega C_{gd} \quad (2)$$

$$\text{Im}(Y_{22}) = j\omega(C_{dp} + C_{dsi} + C_{ds} + C_{gd}) \quad (3)$$

总的栅-源、栅-漏电容以及漏-源电容可以通过 $\text{Im}(Y_{ij}) - \omega$ 拟合曲线的斜率得到. 在截止条件下, 根据 $V_{ds} = 0$ 时栅下耗尽层对称, 可做如下近似:

$$C_{gs} = C_{gd} \quad (4)$$

由(2)式可以得到 C_{gd} 的值, 再由(1), (3)和(4)式可分别得到 $C_{gp} + C_{gsi}$ 和 $C_{dp} + C_{dsi} + C_{ds}$ 的值.

C_{dsi} 是总的漏-源电容的主要部分, C_{dsi} 与 C_{dp} 近似满足以下关系^[14]:

$$C_{dsi} = 3C_{dp} \quad (5)$$

设 $C_{ds} = aC_{dp}$ (a 是扫描待定参数) (6)

再考虑到满足工艺标准时电极的寄生电容近似相等, 有:

$$C_{gp} = C_{dp} \quad (7)$$

由(4)~(7)式可得:

$$C_{dp} = (C_{dp} + C_{dsi} + C_{ds}) / (4 + a) \quad (8)$$

$$C_{gsi} = (C_{gp} + C_{gsi}) - C_{gp} \quad (9)$$

扫描参数 a , 求得使测量与模拟的 S 参数误差最小的 a 的取值, 代入(8), (9)式中, 从而确定了所有寄生电容的值.

寄生电感电阻通过 $V_{gs} = 0, V_{ds} = 0$ 条件下对较高频段 ($> 6\text{GHz}$) 的 Z 参数提取得到, 为了使结果更准确, 在进行电感提取前先从 Y 参数中剥离寄生电容 C_{gp}, C_{dp} , 再转换成 Z 参数; 进行电阻提取前, 剥离 C_{gsi}, C_{dsi} 的影响. 考虑 HEMT 器件结构的对称性, 等效电路网络可简化为图 3.

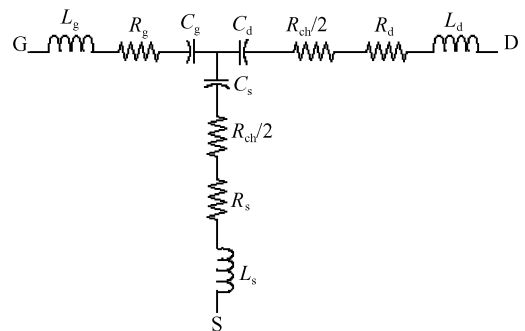


图 3 零偏置下 ($V_{ds} = 0, V_{gs} = 0$) 的等效电路图
Fig. 3 Equivalent circuit for the GaN HEMT under zero-biased condition

图 3 的 Z 参数描述为:

$$Z_{11} = R_s + R_g + R_{ch}/2 + j\left[\omega(L_s + L_g) - \frac{1}{\omega C_g} - \frac{1}{\omega C_s}\right] \quad (10)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + R_{ch}/2 + j\left[\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right] \quad (11)$$

$$Z_{22} = R_d + R_s + R_{ch} + j \left[\omega(L_s + L_d) - \frac{1}{\omega C_s} - \frac{1}{\omega C_g} \right] \quad (12)$$

式中 L_s, L_d 和 L_g 可以由 $\omega \text{Im}(Z_{ij}) - \omega^2$ 拟合直线的斜率得出; 寄生电阻 R_s, R_g 和 R_d 可以通过 Z 参数的实部拟合得出. 但注意到, $\text{Re}(Z_{ij})$ 构成的三个方程含有四个未知数, 包括 R_{ch} , 因此需要一个额外的条件才能分别确定这四个电阻. 本方法采用 $V_{gs} < V_{th}, V_{ds} = 0$ (截止区冷测量) 下的 Z_{22} 的实部得到 $R_s + R_d$ 的值. 由此就可确定 R_s, R_d 和 R_g 的值.

获得了所有的寄生参数值后, 将测得的一定偏压下的 S 参数进行 Y 参数和 Z 参数转换, 从中剥离寄生参数的影响, 最后得到本征电路网络的 Y 参数. 鉴于本征元件随频率的波动在器件处于线性偏置区时不能忽略, 我们采用将 Y 参数进行一定算术运算后拟合的方法来确定相应的本征元件值^[7].

$$g_{lgs} = 1/R_{lgs} = -\text{Re}(Y_{12}) \quad (13)$$

$$g_{lgd} = 1/R_{lgd} = \text{Re}(Y_{11}) - 1/R_{lgs} \quad (14)$$

$$\omega C_{gd} = -\text{Im}[Y_{12}] \left(1 + \left(\frac{\text{Re}[Y_{12}] + g_{lgd}}{\text{Im}[Y_{12}]} \right)^2 \right) \quad (15)$$

$$\omega R_{gd} = \frac{\text{Re}[Y_{12}] + g_{lgd}}{C_{gd} \text{Im}[Y_{12}]} \quad (16)$$

$$\omega C_{gs} = (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]) \times \left(1 + \frac{(\text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}] - g_{lgs})^2}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \right) \quad (17)$$

$$\omega R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}] - g_{lgs}}{C_{gs} (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])} \quad (18)$$

$$\omega \tau = \arcsin \left(\frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}] - \omega C_{gs} R_i (\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}])}{g_m} \right) \quad (19)$$

$$\omega C_{ds} = \text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}] \quad (20)$$

$$g_{ds} = \text{Re}[Y_{22}] + \text{Re}[Y_{12}] \quad (21)$$

提取本征参数的详细流程图如图 4 所示.

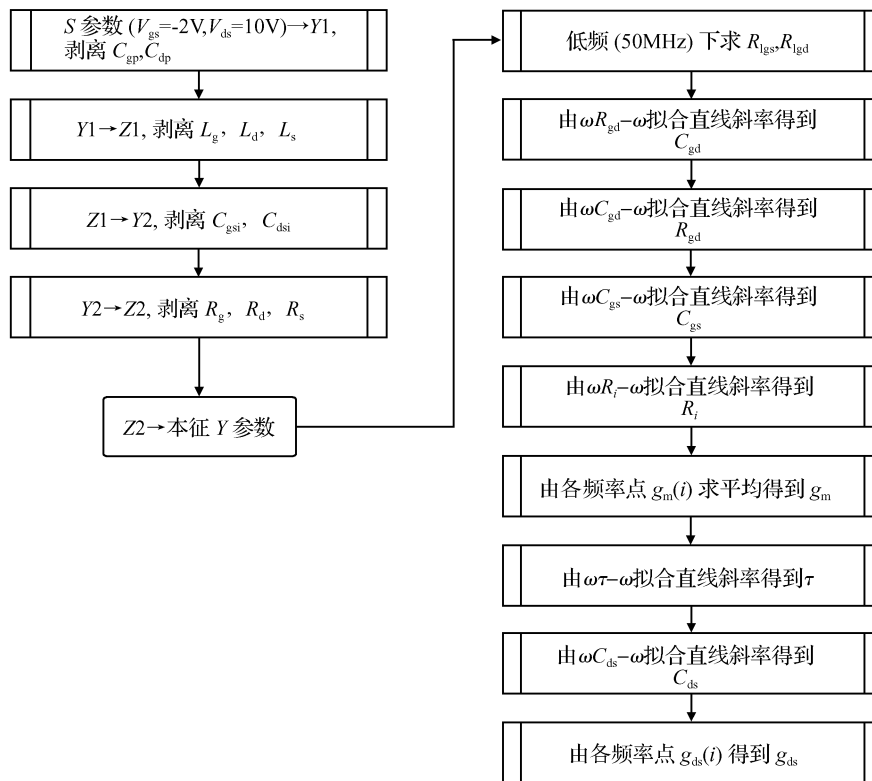


图 4 提取本征参数的流程图
Fig. 4 Flow of extracting intrinsic parameters

表 1 列出了本征参数提取流程中直线拟合曲线的相关系数, 从表中可以看到, 各参数的值具有相当的可靠性.

上述针对这种新的 19 元件等效电路模型提出的直接提参方法避开了利用截止状态下冷 S 参数提取电阻电感的不稳定性^[14], 而本征参数通过对本征 Y 参数进行数学运算之后拟合而得. 具有简单、

表 1 各参数的拟合相关系数
Table 1 Correlation coefficients of fitting lines

参数	直线拟合相关系数
ωC_{gd}	0.996907
ωR_{gd}	0.958805
ωC_{gs}	0.999839
ωR_i	0.977227
$\omega \tau$	0.929348
ωC_{ds}	0.997637

直接,且适用于宽的偏压范围和频率范围的特点.

针对中低频率应用,我们对上述拓扑结构和提参方法进行了简化,如果器件工作在较低频率范围($<6\text{GHz}$),可以忽略表征寄生作用两个电容,采取完全的集总元件模型,从而得到如图 5 所示的 17 元件电路模型.

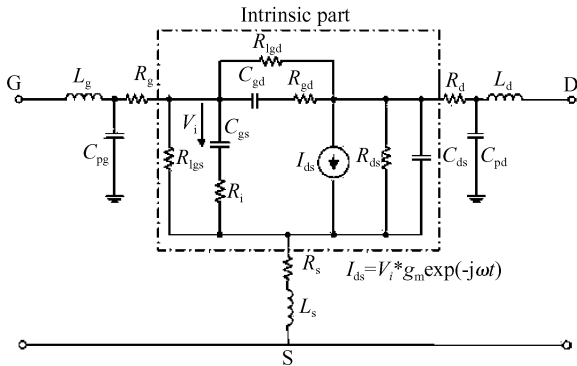


图 5 17 元件等效电路图
Fig. 5 17-element equivalent circuit

寄生参数的确定方法与 19 元件模型相同,通过寄生参数剥离,本征参数可以由 $\text{Re}(Y_{ij}), \text{Im}(Y_{ij})$ 得到.本征 Y 参数的表达式中,在较低频率范围($<6\text{GHz}$), $\omega^2 C_{gs}^2 R_i^2$ 和 $\omega^2 C_{gd}^2 R_{gd}^2$ 的值可以忽略,即取近似: $1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2 \approx 1; 1 + \omega^2 C_{gd}^2 R_{gd}^2 \approx 1$. 简化后, $\text{Re}(Y_{ij}), \text{Im}(Y_{ij})$ 共构成 8 个方程,但由于电路拓扑结构上加了 R_{lgs}, R_{lgd} 两个电阻后,共有 10 个待定参数,我们同样利用 19 元件模型中所采用的(13)、(14)式,通过低频率(50MHz)下 $\text{Re}(Y_{11}), \text{Re}(Y_{12})$ 来确定 R_{lgs}, R_{lgd} .

由此,可以确定其余 8 个参数. C_{gd}, C_{gs}, C_{ds} 可由 $\text{Im}(Y_{12}), \text{Im}(Y_{11}), \text{Im}(Y_{22})$ - ω 拟合曲线的斜率确定, R_{gd}, R_i, R_{ds} 可以由 $\text{Re}(Y_{12}), \text{Re}(Y_{11}), \text{Re}(Y_{22})$ - ω 的斜率确定. g_m 由 $\text{Re}(Y_{21})$ 确定, τ 由 $\text{Re}(Y_{21})$ - ω^2 的斜率决定.

结果表明上述 17 元件提参方法在较低频率(6GHz)以下,其模拟结果能较好地符合实验测量结果,但在更高频率应用时,则必须要考虑高频下分布效应影响的 19 元件等效电路图.

3 结果与讨论

表 2 列出了根据 19 元件小信号等效电路直接提参得到的 20 个本征和寄生参数值,器件偏置在 $V_{gs} = -2\text{V}, V_{ds} = 10\text{V}$ 时,把模拟得到的 S 参数与实验测量值示于图 6. 可以看出直到 21GHz 实验值与测量值都符合得较好.

表 2 19 元件直接提参法得到的参数值 ($V_{gs} = -2\text{V}, V_{ds} = 10\text{V}$)
Table 2 Extracted parameters of 19-elements model ($V_{gs} = -2\text{V}, V_{ds} = 10\text{V}$)

Extrinsic parameter		Intrinsic parameter	
$C_{gp} = 3.078\text{fF}$	$L_d = 39.69\text{pH}$	$C_{gs} = 387.9\text{fF}$	$\tau = 1.876\text{ps}$
$C_{dp} = 3.078\text{fF}$	$L_s = 5.931\text{pH}$	$C_{ds} = 29.35\text{fF}$	$G_m = 26.01\text{mS}$
$C_{gsi} = 18.10\text{fF}$	$R_g = 4.353\Omega$	$C_{gd} = 59.61\text{fF}$	$G_{ds} = 2.385\text{mS}$
$C_{dsi} = 9.233\text{fF}$	$R_d = 1.222\Omega$	$R_i = 13.85\Omega$	$R_{lgd} = 183.0\text{k}\Omega$
$L_g = 45.04\text{pH}$	$R_s = 1.099\Omega$	$R_{gd} = 55.65\Omega$	$R_{lgs} = 23.77\text{k}\Omega$

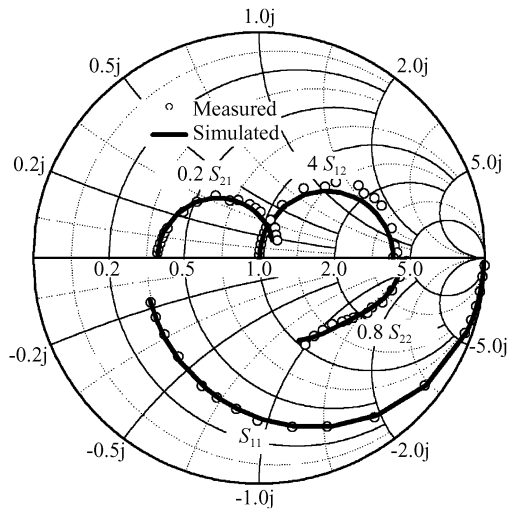


图 6 实验测量与模拟的 S 参数比较 ($V_{gs} = -2\text{V}, V_{ds} = 10\text{V}$)
Fig. 6 Comparison of measured and simulated S -parameters ($V_{gs} = -2\text{V}, V_{ds} = 10\text{V}$)

为验证提参方法的可靠性,图 7 和图 8 给出了提取的几个主要的本征参数值随频率的变化关系.从图中可以看出,提取得到的本征元件值在测量频率范围内(50MHz~21GHz)随频率变化的波动很小,表明 19 元件等效电路图能比较准确地描述器件的行为.

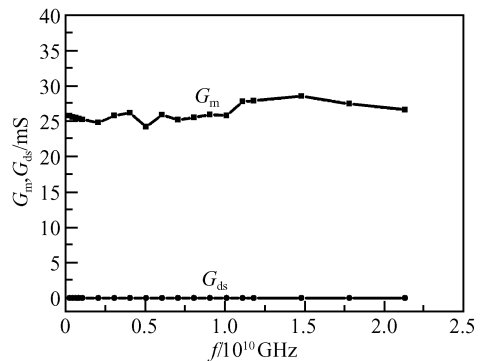
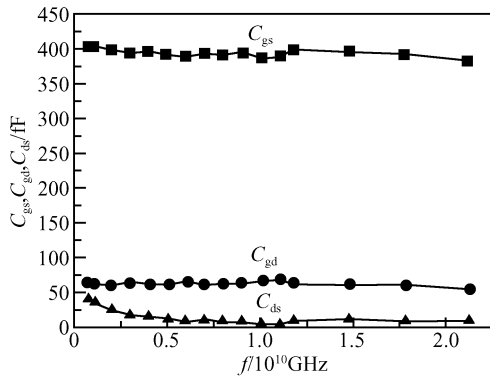


图 7 G_m, G_{ds} 与频率的关系 ($V_{gs} = -2\text{V}, V_{ds} = 10\text{V}$)
Fig. 7 Extracted G_m and G_{ds} versus frequency at $V_{gs} = -2\text{V}, V_{ds} = 10\text{V}$

图8 C_{gs} , C_{ds} , C_{gd} 与频率的关系Fig.8 Extracted C_{gs} , C_{ds} and C_{gd} versus frequency at $V_{gs} = -2V$, $V_{ds} = 10V$

4 误差分析及比较

这里我们用标量误差 ϵ_s 来表征不同频率范围内两种提参系统的测量 S 参数与模拟 S 参数的精度, ϵ_s 的计算方法如下^[15]:

$$\epsilon_{ij,n} = \frac{|\operatorname{Re}(\delta S_{ij,n})| + |\operatorname{Im}(\delta S_{ij,n})|}{W_{ij}}, \quad (22)$$

其中 $W_{ij} = \max[|S_{ij}|], i, j = 1, 2, i \neq j$
 $W_{ii} = 1 + |S_{ii}|, i = 1, 2$

N 是总的的数据点数; $\delta S = S_{\text{measured}} - S_{\text{simulated}}$.

则误差标量可以描述为:

$$\epsilon_s = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \|\epsilon_n^*\|_1 \quad (23)$$

其中 $\epsilon_n^* = \begin{pmatrix} \epsilon_{11,n} & \epsilon_{12,n} \\ \epsilon_{21,n} & \epsilon_{22,n} \end{pmatrix}$.

表3和表4分别给出较高和较低频率范围内,不同偏置条件下,两种提参系统的测量与模拟 S 参数之间的标量误差.

表3 50MHz~21GHz 频率范围内两种模型的误差比较

Table 3 50MHz~21GHz final errors comparison of these two methods

ϵ_s	17 元件集总模型	19 元件分布式模型
$V_{gs} = -2V, V_{ds} = 10V$	0.237761	0.0806947
$V_{gs} = -2V, V_{ds} = 8V$	0.212337	0.0773643
$V_{gs} = -2V, V_{ds} = 4V$	0.167509	0.0716158
$V_{gs} = -4V, V_{ds} = 10V$	0.198688	0.0957930

从以上误差对比结果可以看到,在不同的偏压条件下,19 元件分布式模型在 21GHz 频率范围内能比较好地与实验值符合,误差值均小于 10%,在低频范围内 ($<6\text{GHz}$),可考虑采用更为简单的17 元件的集总模型,也能获得比较好的提取精度(10%

表4 50MHz~6GHz 频率范围内两种模型的误差比较

Table 4 50MHz~6GHz final errors comparison of these two methods

ϵ_s	17 元件集总模型	19 元件分布式模型
$V_{gs} = -2V, V_{ds} = 10V$	0.123458	0.0535870
$V_{gs} = -2V, V_{ds} = 8V$	0.124041	0.0533465
$V_{gs} = -2V, V_{ds} = 4V$	0.123781	0.0594883
$V_{gs} = -4V, V_{ds} = 10V$	0.117110	0.0615161

左右).但通过比较可见,特别是在较高频率范围,19 元件的分布式模型在提参代价基本不变的情况下,在整个测量频率区间(50MHz~21GHz),明显比17 元件模型更为精确.总的来说,19 元件分布式模型在整个偏压和频率范围内能更好地符合实验测量值.

5 结论

本文在分析传统的 HEMT 小信号等效电路模型的基础上,提出了一种新的 19 元件分布式 GaN HEMT 拓扑电路,根据此电路结构提出了一套简单有效的直接提参方法.通过与实验结果比较,新的模型和提参方法在整个测量频率区间(50MHz~21GHz)的计算误差小于 10%,在低频范围内 ($<6\text{GHz}$),忽略分布电容,此电路模型可简化为 17 元件的集总模型,也能获得比较好的提参精度(10%左右).

致谢 衷心感谢中电集团南京五十五所提供实验所需样品;感谢 Agilent 公司的测量设备支持.

参考文献

- [1] Kaper V S, Thompson R M, Prunty T R, et al. Signal generation, control, and frequency conversion AlGaIn/GaN HEMT MMICs. IEEE Trans Theory Tech, 2005, 53(1): 55
- [2] Kaper V, Thompson R, Prunty T, et al. X-band AlGaIn/GaN HEMT MMIC voltage-controlled oscillator. 11th GaAs Symposium, Munich, 2003
- [3] Shealy J B, Smart J A, Shealy J R. Low-phase noise AlGaIn/GaN FET-based voltage controlled oscillators(VCOs). IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2001, 11(6): 244
- [4] Islam S S, Anwar A F M. Spice model of AlGaIn/GaN HEMTs and simulation of VCO and power amplifier. International J High Speed Electronics and Systems, 2004, 14(3): 853
- [5] Statz H, Newman P, Smith I W, et al. GaAs FET device and circuit simulation in SPICE. IEEE Trans Electron Devices, 1987, ED-34(2): 160
- [6] Dambrine G, Cappy A, Heliodorf F, et al. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1988, 36(7): 1151

- [7] Berroth M, Bosch R. High-frequency equivalent circuit of GaAs FET's for large-signal applications. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1991, 39:224
- [8] Vickers H O. Determination of intrinsic FET parameters using circuit partitioning approach. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1991, 39(2):363
- [9] Shirakawa K, Oikawa H, Shimura T, et al. An approach to determining an equivalent circuit for HEMTs. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1995, 43(3):499
- [10] Rorsman N, Garcia M, Karlsson C, et al. Accurate small-signal modeling of HFETs for millimeter-wave applications. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1996, 44:432
- [11] Donato C N, Crupi G. A robust approach for the determination of the small signal equivalent circuit of HEMTs. *Microelectronics J*, 2004, 35:431
- [12] Burm J, Schaff W, Eastman L, et al. An improved small-signal equivalent circuit model for III-V nitride MODFET's with large contact resistances. *IEEE Trans Electron Devices*, 1997, 44(5):906
- [13] Chigeava E, Waithes W, Wiegner D. Determination of small-signal parameters of GaN-based HEMTs. *Cornell Conference of High Performance Devices*, Cornell University, USA, 2000:115
- [14] Jarndal A, Kompa G. A new small signal model parameter extraction method applied to GaN devices. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 2005, 53:3440
- [15] Mwema W. A reliable optimization-based model parameter extraction approach for GaAs-based FET's using measurement-correlated parameter starting values. Ph.D dissertation Dept High Freq Eng, Univ Kassel, Kassel, Germany, 2002

A New Small-Signal Modeling and Extraction Method in AlGaIn/GaN HEMTs*

Lu Jing[†], Wang Yan, Ma Long, and Yu Zhiping

(*Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China*)

Abstract: An 18-element small-signal equivalent circuit for GaN HEMTs is discussed. Two additional feedback resistances are incorporated into the intrinsic device to account for the leakage current from gate to source and drain compared with the conventional circuit structure. Furthermore, considering the distributed effects in high frequency applications, a new 20-element model is proposed and a corresponding direct extraction method is developed. The new modeling approach for GaN HEMTs is verified by comparing the simulated small-signal S -parameter, over wide frequency and bias ranges, with the measured data of a GaN HEMT with a $1\mu\text{m}$ gate length and a $200\mu\text{m}$ gate width. The results show that the 20-element modeling system is more accurate and stable in the high frequency application than that of the 18-element lumped model.

Key words: GaN HEMT; modeling; parameter extraction; error analysis

EEACC: 2520D; 2560S; 2570D

Article ID: 0253-4177(2007)04-0567-06

* Project supported by the State Key Development Program for Basic Research of China (No. 2002CB311907)

[†] Corresponding author. Email: lu-j@mails.tsinghua.edu.cn

Received 9 October 2006, revised manuscript received 13 November 2006

©2007 Chinese Institute of Electronics