

一种 pHEMT 小信号等效电路模型 提取方法

曹杰杰^{1,2}, 李 斌¹

(1. 中国科学院上海天文台, 上海 200030; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

摘 要: 赝高电子迁移率晶体管 (pHEMT) 目前广泛应用于低噪声放大器的设计, 其小信号等效电路模型对于计算机电子设计自动化 (EDA) 设计尤为重要。本文介绍了一种 pHEMT 小信号等效电路模型的参数提取方法, 并采用该方法对一款稳懋公司 0.15 μm 工艺 pHEMT 进行仿真参数提取, 结果与稳懋 pHEMT 模型手册中小信号模型对比, 吻合良好, 进而希望该模型应用于低温 pHEMT 小信号模型参数提取。

关 键 词: 小信号等效电路模型; pHEMT 建模; 参数提取; S 参数

中图分类号: TN702

1 引 言

赝高电子迁移率晶体管 (pseudomorphic high electron mobility transistor, pHEMT) 在射电天文接收机的前级低噪声放大器设计中有着重要的应用, 其等效电路模型供电路设计参考使用, 所以对 pHEMT 的高频 S 参数测量, 并提取准确和可靠的等效电路元件参数是必要的。

传统 pHEMT 小信号等效电路模型如图 1 所示。通常这个电路被分为两个部分^[1]:

(1) 本征参数: 漏源沟道电阻 R_{ds} 、跨导幅值 G_m 、栅源电容 C_{gs} 、栅漏电容 C_{gd} 、漏源沟道电容 C_{ds} 、栅源输入电阻 R_i 、跨导时延 t 。本征参数是 pHEMT 工作偏压的函数。

(2) 寄生参数: 栅极寄生电感 L_g 、源极寄生电感 L_s 、漏极寄生电感 L_d 、栅极寄生电阻 R_g 、源极寄生电阻 R_s 、漏极寄生电阻 R_d 、栅极寄生电容 C_{pg} 、漏极寄生电容 C_{pd} 。寄生参数与 pHEMT 所加偏压无关, 对于特定 pHEMT 为常数。

pHEMT 小信号等效电路的参数提取方法有很多, 每一种方法包括许多近似假设和复杂的计算。这里给出一种 pHEMT 小信号等效电路模型参数提取的方法, 并采用该方法对一款稳懋 0.15 μm 工艺 pHEMT 进行了仿真参数提取。对于寄生参数, 采用“冷场效应管”方法 (漏极电压 $V_d = 0$) 进行提取: 寄生电容 C_{pg} 、 C_{pd} 在夹断偏压条件 (栅极电压 $V_g <$ 夹断电压 $V_p < 0$ 、 $V_d = 0$) 下, 采用文献 [2] 所述方法提取, 寄生电阻 R_g 、 R_s 、 R_d 和寄生电感

收稿日期: 2012-06-28; 修回日期: 2012-09-10

资助项目: 国家自然科学基金 (10903024, 11078003); 中国科学院科学事业单位修缮购置专项基金 (173018); 国家高技术研究发展计划 (863 计划, 2012AA121603)

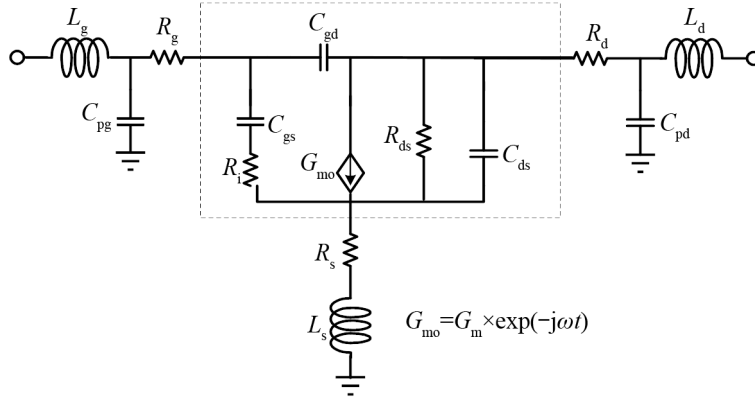


图 1 pHEMT 小信号等效电路模型

L_g 、 L_s 、 L_d 在正向偏压条件 ($V_g > 0$ 、 $V_d = 0$) 下, 采用文献 [3] 所述方法提取。其中, 本文后面阐述了文献 [2] 中寄生电容 C_{pg} 、 C_{pd} 的提取方法在高频段造成很大偏差的原因, 并提出根据文献 [2] 利用低频 S 参数提取寄生电容的方法。在提取了寄生参数后, 对于工作偏压状态 ($0 > V_g > V_p$ 、 $V_d > 0$) pHEMT 测量 S 参数进而转换成 Z 参数, 可以去掉串联寄生电感 L_g 、 L_d 的影响; 再转换成 Y 参数, 就可以去除并联寄生电容 C_{pg} 、 C_{pd} 的影响; 经过三次转换后去除所有寄生参数的影响, 得到本征电路的 Z 参数。 Z 参数换成本征电路的 Y 参数进而利用文献 [4] 所述方法提取本征电路的 7 个参数值。

本文详细介绍两个问题: (1) 图 1 中 pHEMT 小信号等效电路模型参数提取的具体方法; (2) 利用该方法仿真获取 pHEMT 小信号等效电路模型, 并和稳态 pHEMT 模型手册中小信号模型对比, 从而确定该方法的可信度。

2 理论分析

图 1 给出了 15 元素 pHEMT 小信号等效电路模型, 它包括 7 个本征参数和 8 个寄生参数, 这个模型广泛应用于砷化镓金属半导体场效应晶体管 (metal semiconductor field effect transistor, MESFET) 和高电子迁移率晶体管 (high electron mobility transistor, HEMT) 建模。

A. 寄生电容的提取

当 pHEMT 在夹断偏压 ($V_g < V_p < 0$ 、 $V_d = 0$) 下时, Paul M. White 给出了一种该偏压下的 pHEMT 的等效电路模型 (图 2)^[2], 这个电路中栅极下的耗尽区域用三个相等的耗尽层电容 C_b 来表示, 保持了该偏压下 pHEMT 元件的对称性。本文利用文献 [2] 中方法提取 50 GHz 内 C_{pg} 、 C_{pd} 仿真值, 在高频段 C_{pg} 、 C_{pd} 仿真值与稳态 pHEMT 模型手册中小信号模型偏差大, 但 10 GHz 以内 C_{pg} 、 C_{pd} 仿真值与稳态 pHEMT 模型手册中小信号模型吻合。这是由于频率很高时, 寄生电感 L_g 、 L_d 电感效应显现出来, 造成偏差, 在低频段电感 L_g 、 L_d 值小, 其影响可以忽略。

当频率较低时, 寄生电感 L_g 、 L_d 对 Y 参数的虚部影响很小, 忽略 L_g 、 L_d , 该电路模型

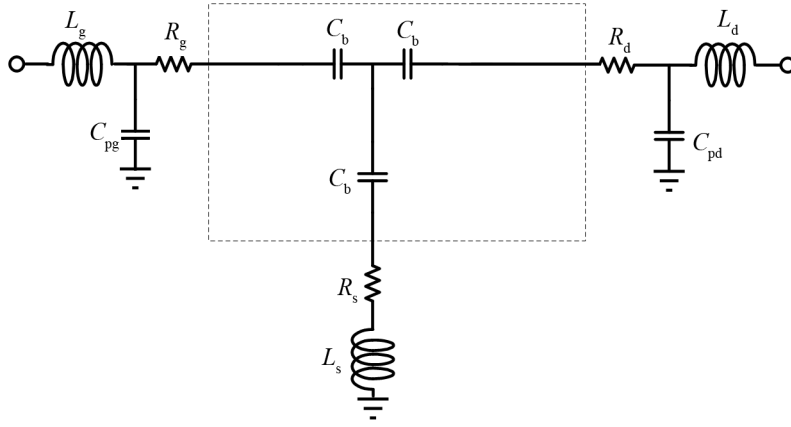


图2 夹断偏压 ($V_g < V_p < 0, V_d = 0$) 下 White 模型 (10 GHz 以内)

对应的 Y 参数虚部为:

$$\text{Im}(Y_{11}) = \omega(C_{pg} + \frac{2}{3}C_b) \quad , \quad (1)$$

$$\text{Im}(Y_{12}) = \text{Im}(Y_{21}) = -\omega\frac{C_b}{3} \quad , \quad (2)$$

$$\text{Im}(Y_{22}) = \omega(C_{pg} + \frac{2}{3}C_b) \quad . \quad (3)$$

可以得到:

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad , \quad (4)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + 2\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad . \quad (5)$$

因此利用 pHEMT 在夹断偏压下低频段的 S 参数, 并转换为 Y 参数, 通过式 (4) 和式 (5) 可准确提取 pHEMT 小信号等效电路模型寄生电容 C_{pg} 、 C_{pd} 的值。

B. 寄生电阻、电感的提取

当 pHEMT 在正向偏压 ($V_g > 0, V_d = 0$) 下, 栅极电流足够大以至于本征电路部分的电容都被小电阻所短路, A. Eskandanan 在文献 [3] 中给出了该偏压条件下 pHEMT 的等效电路模型。

文献 [3] 给出了确定该等效电路模型中寄生电阻和电感的方法:

$$\text{Real}(Z_{11}) = R_g + R_s + R_{dy} \quad , \quad (6)$$

$$\text{Real}(Z_{12}) = \text{Real}(Z_{21}) = R_s \quad , \quad (7)$$

$$\text{Real}(Z_{22}) = R_d + R_s \quad , \quad (8)$$

$$L_s = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{\omega} + [(R_g + R_s + R_{dy})C_{pg} + (R_d + R_s)C_{pd}]R_s \quad , \quad (9)$$

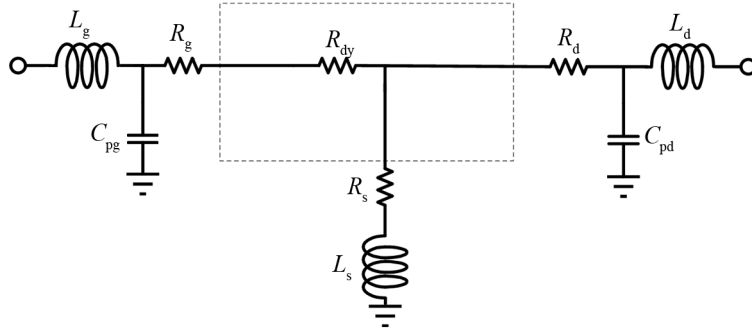


图 3 正向偏压 ($V_g > 0$, $V_d = 0$)pHEMT 等效电路模型 (50 GHz 以内)

$$L_d = \frac{\text{Im}(Z_{22})}{\omega} - L_s + C_{pd}(R_d + R_s)^2, \quad (10)$$

$$L_g = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{\omega} - L_s + C_{pg}(R_g + R_s + R_{dy})^2. \quad (11)$$

式 (6) 中 $R_{dy} = nkT/qI_g$ ^[1], 即 R_{dy} 反比于栅极直流电流 I_g 。其中 R_{dy} 为肖特基势的等效电阻、 n 为理想因子、 k 为玻尔兹曼常数、 T 为环境温度、 q 为电子电量、 I_g 为栅极直流电流。仿真获得多个栅极正向偏压对应的电流 I_g 和 S 参数后, 转换为 Z 参数。做出 Z_{11} 实部和栅极电流倒数 ($1/I_g$) 的图像 (直线), 直线和纵坐标的交点 ($1/I_g = 0$) 给出 $R_g + R_s$ 的值。

C. 本征参数的提取

通过以上两部分, pHEMT 小信号等效电路模型的寄生参数可完全提取。要获得本征参数, 首先要对 pHEMT 工作偏压 ($0 > V_g > V_p$, $V_d > 0$) 下的 S 参数进行矩阵变换, 去除寄生参数的影响, 得到本征电路部分的 Y 参数。具体按照以下步骤:

- (1) pHEMT 工作偏压下 S 参数转换为 Z 参数;
- (2) 从 Z 参数中去除串联寄生电感 L_g 、 L_d 的影响;
- (3) 再把 Z 参数转换为 Y 参数, 并去除并联寄生电容 C_{pg} 、 C_{pd} 的影响;
- (4) 最后把 Y 参数转化为 Z 参数后去除串联电感 L_g 电阻 R_g 、 R_s 、 R_d 的影响, 再转换成 Y 参数。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} &\Rightarrow S \rightarrow Z \begin{bmatrix} Z_{11} - j\omega L_g & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} - j\omega L_d \end{bmatrix} \Rightarrow Z \rightarrow Y \\ &\begin{bmatrix} Y_{11} - j\omega C_{pg} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} - j\omega C_{pd} \end{bmatrix} \Rightarrow Y \rightarrow Z \\ &\begin{bmatrix} Z_{11} - R_g - R_s - j\omega L_s & Z_{12} - R_s - j\omega L_s \\ Z_{21} - R_s - j\omega L_s & Z_{22} - R_d - R_s - j\omega L_s \end{bmatrix} \Rightarrow Z \rightarrow Y \end{aligned} \quad (12)$$

本征电路部分 Y 参数^[5], 下面用 y 表示:

$$y_{11} = \omega^2 C_{gs}^2 R_i / D + j\omega(C_{gs}/D + C_{gd}) , \quad (13)$$

$$y_{12} = -j\omega C_{gd} , \quad (14)$$

$$y_{21} = \frac{G_m e^{-j\omega t}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd} , \quad (15)$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega(C_{gd} + C_{ds}) , \quad (16)$$

其中 $D = 1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2$ 。式 (13) 到式 (16) 的实部和虚部分离, 则 7 个本征参数^[4]:

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega} , \quad (17)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd}}{\omega} \left(1 + \frac{(\text{Re}(Y_{11}))^2}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2} \right) , \quad (18)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11})}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2 + (\text{Re}(Y_{11}))^2} , \quad (19)$$

$$G_m = \sqrt{((\text{Re}(Y_{21}))^2 + (\text{Im}(Y_{21}) - \omega C_{gd})^2)(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2)} , \quad (20)$$

$$t = \frac{1}{\omega} \arcsin \left(\frac{-\omega C_{gd} - \text{Im}(Y_{21}) - \omega C_{gs} R_i \text{Re}(Y_{21})}{G_m} \right) , \quad (21)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) - \omega C_{gd}}{\omega} , \quad (22)$$

$$R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}(Y_{22})} . \quad (23)$$

3 仿真结果

利用稳态 pHEMT 模型不同偏压条件下的仿真 S 参数进行小信号等效电路模型的参数提取, 得到 50 GHz 范围内适用的小信号模型, 并与稳态 pHEMT 模型手册中小信号模型比较, 进而检验本文介绍的参数提取方法的准确度。

选取稳态 0.15 μm 工艺中 $2 \times 50 \mu\text{m}$ pHEMT, 获得不同偏压条件下仿真 S 参数, 进而提取仿真 pHEMT 小信号等效电路模型参数。仿真结果给出了 $2 \times 50 \mu\text{m}$ pHEMT 小信号等效电路模型各参数值, 其中寄生电容 C_{pg} 、 C_{pd} 由夹断偏压 ($V_g = -0.77 \text{ V} < V_p = -0.45 \text{ V}$ 、 $V_d = 0$) 下的 S 参数提取, 寄生电感 L_s 、 L_g 、 L_d 由正向偏压 ($V_g = 1 \text{ V}$ 、 $V_d = 0$) 下的 S 参数提取, 寄生电阻 R_s 、 R_g 、 R_d 由 7 种不同正向偏压 (见表 1) 条件下的 S 参数提取, 本征参数值由工作电压 ($V_g = -0.3 \text{ V}$ 、 $V_d = 3 \text{ V}$) 下的 S 参数去除寄生参数的影响后提取。

表 1 提取寄生电阻采用的正向偏压条件

V_g / V	0.84	0.85	0.86	0.87	0.88	0.89	0.90
I_g / mA	23.8	25.4	27.0	28.6	30.2	31.8	33.5

各参数仿真值取平均后与稳态 pHEMT 模型手册中小信号模型比较 (见表 2)。表 2 中寄生电容 C_{pg} 、 C_{pd} 准确值在频率较低范围内取平均得到, 但适用于 50 GHz 内小信号模型; 图 4(c) 中不同栅极电流下寄生电阻值 R_s 、 R_d 已经在所有频率点上取平均, 表 2 中 R_s 、 R_d 值为图 4(c) 中不同栅极电流下的值再取平均; R_g 值为图 4(d) 中 $(R_g + R_{dy})$ 直线在纵坐标上的截距。

表 2 工作偏压 ($V_g = -0.3 V$ 、 $V_d = 3 V$) 下稳态模型值和仿真值对比

外部参数	稳态模型值	仿真值	仿真值 相对误差/%	内部参数	稳态模型值	仿真值	仿真值 相对误差/%
L_s / pH	7.01	7.16	2.14	G_m / S	0.063 33	0.064 8	2.32
L_g / pH	17.13	17.08	0.29	t / s	5E-13	4.87E-13	2.64
L_d / pH	30.93	27.38	11.48	C_{gs} / F	1E-13	9.72E-14	2.76
R_g / Ω	2.12	2.1	0.94	C_{gd} / F	1.467E-14	1.49E-14	1.61
R_d / Ω	4.66	8.03	72.32	R_i / Ω	1	0.265	73.50
R_s / Ω	4.42	4.5	1.81	C_{ds} / F	8.67E-15	9.16E-15	5.67
C_{pg} / fF	3.89	3.89	0.00	R_{ds} / Ω	277.5	275.881 8	0.58
C_{pd} / fF	14.32	14.41	0.63				

以上仿真结果给出的小信号等效电路模型各元素值在 50 GHz 范围内大部分都随频率保持不变, 只有本征电阻 R_{ds} 值在高频端有一定偏差, 但偏差相对于 R_{ds} 的值不大。表 2 中仿真结果与稳态 pHEMT 模型手册中小信号模型整体吻合较好, 但提取寄生电阻 R_d 仿真值时采用稳态 pHEMT 小信号模型在正向直流偏压条件 ($V_g > 0$ 、 $V_d = 0$) 下的 S 参数, 该直流偏压下漏源导电沟道电阻较大, 导致 R_d 仿真值偏大。本征电阻 R_i 表示栅极下的输入电阻, 本身值非常小, 并和一个大电容 C_{gs} 串联, 因此 pHEMT 的小信号 S 参数在去掉寄生参数影响 (引入主要误差) 后再提取本征参数时很难准确提取 R_i 值。另外, 由于本征参数值大部分都很小, 其仿真值与稳态 pHEMT 模型手册中小信号模型参数值的小差别也会引进较大的相对误差。稳态 pHEMT 模型手册中小信号模型的 S 参数和仿真结果的 S 参数比较, S_{11} 、 S_{21} 、 S_{22} 吻合结果较好, S_{12} 在高频端差别约 1.3 dB。说明本文给出的 pHEMT 小信号等效电路模型参数提取方法具有较高的准确度。

4 结 论

本文介绍了一种 pHEMT 小信号等效电路模型参数提取方法, 包括寄生参数和本征参数提取具体步骤, 并给出仿真结果和稳态 pHEMT 模型手册中小信号模型比较及误差分析, 结果表明了该方法的可靠性。精确的 pHEMT 模型对于计算机电子设计自动化, 尤其是要求

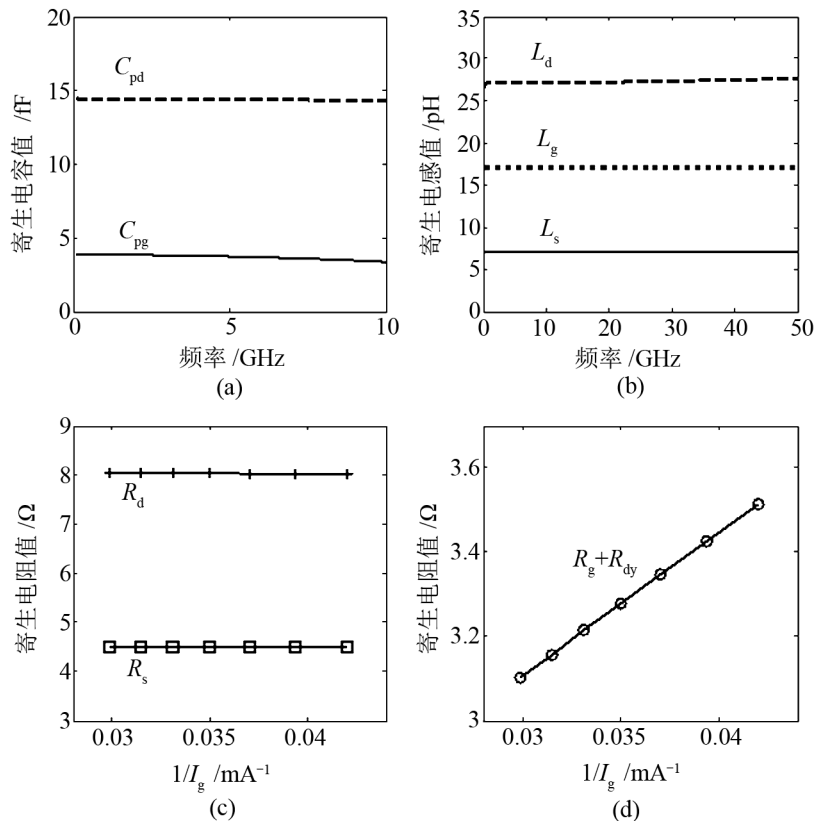


图 4 寄生参数仿真结果

超低噪声和高增益的低噪声放大器设计非常重要，可以大大提高设计效率。应用于射电天文接收机的低温低噪声放大器工作在低温环境下，获得 pHEMT 低温小信号模型将使低温低噪声放大器仿真设计事半功倍。本文提出的模型参数提取方法即可应用到 pHEMT 低温小信号模型中。

致谢：作者在该方法的研究中得到了 Robert Hu 老师的指导和鼓励以及陈莹师姐的帮助，谨此表示深深的感谢。

参考文献：

- [1] Dambrine G, Cappy A, Heliodore F, et al. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1988, MTT-36: 1151
- [2] White P M, Healy R M. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1993, 3(12): 453
- [3] Eskandarian A, Weinreb S. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1993, 41: 159
- [4] Berroth M, Bosch R. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1990, 38: 891
- [5] Minasian R A. Electronic Letter, 1977, 13(18): 549

A Reliable Parameter Extraction Method of pHEMT Small

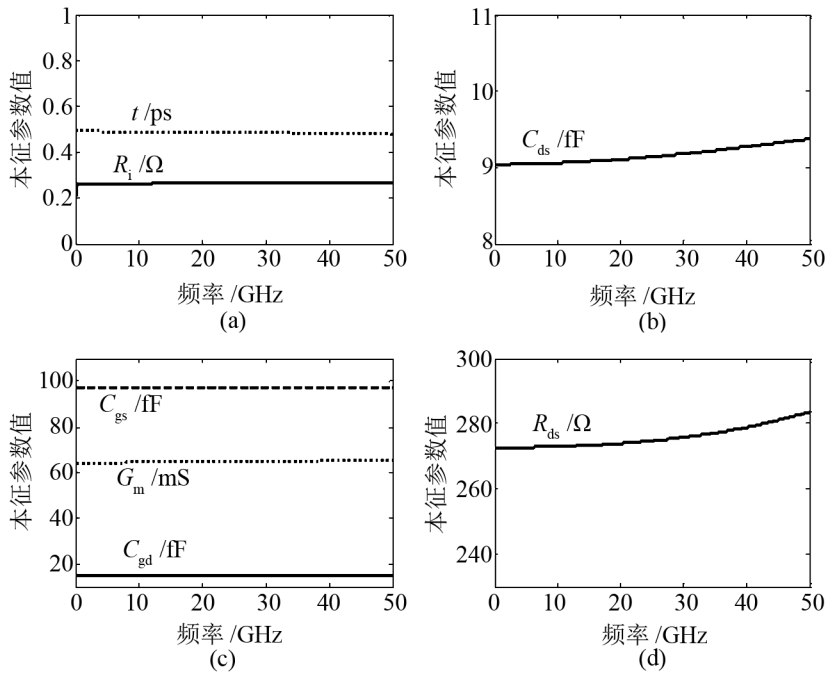


图 5 本征参数仿真结果

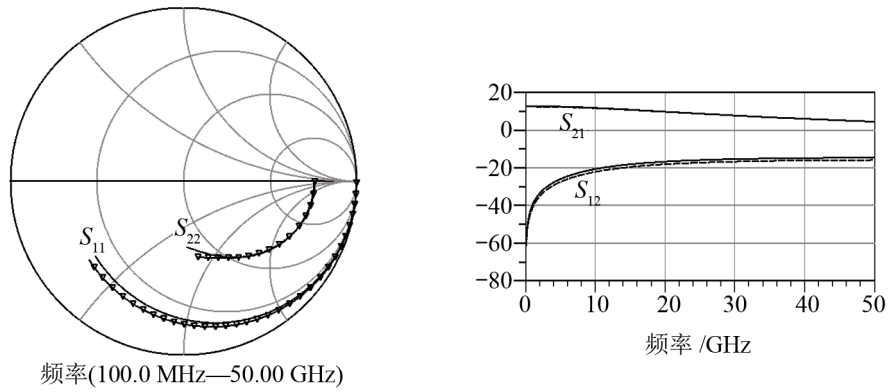


图 6 稳懋提供的 pHEMT 小信号等效电路 S 参数 (三角、虚线) 与仿真参数提取得到的小信号等效电路的仿真 S 参数 (实线) 比较

Signal Equivalent Circuit

CAO Jie-jie^{1,2}, LI Bin¹

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030; 2. Graduate University of Chinese Academy of Science, Beijing 100049)

Abstract: Pseudomorphic high electron mobility transistor is widely used for designing low

noise amplifier and its small signal equivalent circuit is especially important for EDA. In this paper, a reliable parameter extraction method of pHEMT small signal equivalent circuit is present. With this method, the simulation parameter extraction result of a WIN 0.15 μm process pHEMT compared with the small signal equivalent circuit of WIN pHEMT model handbook makes a good agreement.

Key words: small signal equivalent circuit; pHEMT modeling; parameter extraction; S parameter