

毫米波 HEMT 器件的电路模型研究

陈 晖 黄香馥 朱君范

(电子科技大学微波测试中心, 四川, 成都, 610054)

摘要 提出一种在微波与毫米波段快速、精确地建立 HEMT 器件等效电路的新方法, 并对 HEMT 器件的噪声模型及参数的提取方式进行了研究. 给出了等效电路模型 (2~60 GHz) 和噪声模型 (2~26 GHz) 的数值结果.

关键词 HEMT 器件, 噪声分析, 毫米波, 等效电路.

引言

HEMT 器件在毫米波段具有噪声低, 可用功率增益高的特点, 因而在毫米波集成前端中具有广泛的应用价值. 近年来, 此类器件获得了很大的发展. 国外已有工作频率达 60 GHz 的低噪声 HEMT 器件产品. 为了利用 CAD 技术充分挖掘 HEMT 的低噪声特性, 本文采用延拓优化方法, 获得了 HEMT 的全频段精确的等效电路模型, 并对其噪声模型及参数提取的方法进行了研究.

1 HEMT 的等效电路模型

HEMT 是一种新型的场效应器件. FET 的等效电路模型 (见图 1) 原则上适用于 HEMT^[1]. 这种模型在宽达数 10 GHz 的频段上能精确地表示 HEMT 的小信号散射特性.

对给定的偏置和环境温度, HEMT 小信号 S 参数可用网络分析仪测得. 由其外特性推知其内部等效电路参数, 从数学观点看, 这是一个典型的逆问题. 一般而言, 其解的存在性和唯一性均无法保证. 即便模型拓扑合理, 问题的解存在, 它还受测量误差及测量频率点的配置的影响. 利用优化技术

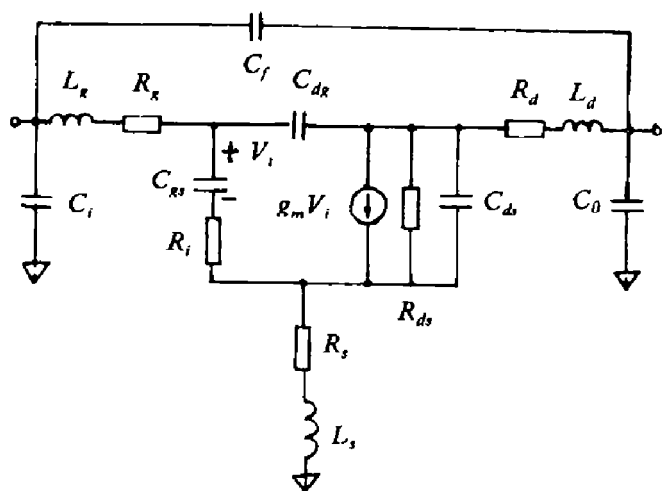


图 1 HEMT 小信号等效电路
Fig. 1 Small-signal equivalent circuit of HEMT

解此逆问题, 具有如下优点:

目标函数是若干个误差函数 $p(1 \leq p \leq \infty)$ 次方之和. 它对测量中的小随机误差具有平滑作用, 从而减小了测量误差对获得正确模型参数的干扰. 而且, 可以将拟合点均匀地配置在全频段上, 从而克服不同频率上 S 参数关于不同的等效元件的灵敏度相差悬殊而可能引起的弊病. 最后, 通过适当的加权形式, 使得各 S 参数在量级上的差异得以均衡.

综上所述, 采用优化方法带来了目标函数选取的灵活性. 因此, 在优化中, 目标函数的选取是不容忽视的. 根据试验, 我们采用的目标函数为

$$Obj(x) = \sum_{\substack{\omega_k \\ i=1 \\ j=1}}^2 \left| 1 - \frac{S_{ij}^C(x, \omega_k)}{S_{ij}^M(\omega_k)} \right|^2. \quad (1)$$

式(1)中 $S_{ij}^C(x, \omega_k)$ 是在 ω_k 频率上, 依模型参数 x 求得的 S_{ij} 参数, $S_{ij}^M(\omega_k)$ 为相应的测量值.

优化过程是对假定目标的逼近过程. 根据所用的目标函数导数的阶数, 可分为低阶方法和高阶方法. 较常用的有 0 阶 (如随机优化, 正交表优化)、1 阶 (如最速下降法), 2 阶 (如共轭方向法) 等. 概言之, 低阶方法稳定性较高, 有助于提高收敛范围, 但收敛速度较慢; 而高阶方法收敛速度较快, 但稳定性较差, 从而收敛范围小, 好的优化方法应该是视优化过程的数值特点而自行确定其参数. 根据延拓方法, 我们采用如下的优化过程^[2]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= -[(1 - \lambda)I + \lambda \nabla_x^2 Obj(x)]^{-1} \nabla_x Obj(x), \\ x(0) &= x_0, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

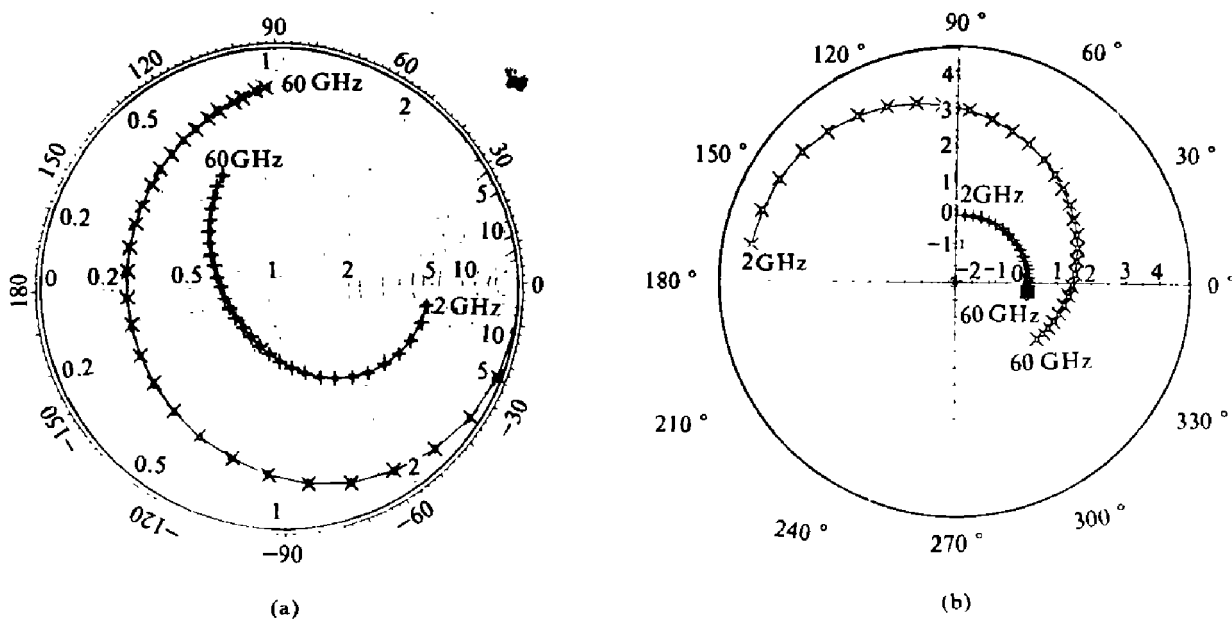


图 2 S 参数测量值与理论值的比较

Fig. 2 Comparison of the theory with measurements for S parameters

(a) S_{11} : \diamond theory, \times measurement, S_{22} : $+$ theory, \square measurement,

(b) S_{21} : \diamond theory, \times measurement, S_{12} : $+$ theory, \square measurement

式 (2) 中 λ 为延拓系数, $\lambda \in [0, 1]$. dt 为步长, λ 、 dt 在优化过程中由算法自行确定.

采用上述措施后, 优化过程的数值稳定性得以提高, 且收敛速度较快. 经对上百种微波双极晶体管和场效应管进行了模型参数提取, 均获得满意的结果.

图 2 为在 2~60 GHz 频段内对 HEMT 器件 JS8910AS 进行拟合的结果 (偏置点为 $V_{ds} = 1.5$ V, $I_{ds} = 12$ mA). 相应的模型元件值见表 1, 可见两者吻合极好.

表 1 小信号模型参数
Table 1 Small-signal model parameters

$G_m = 56.4$ mS	$\tau = .40$ ps	$C_{gs} = 0.108$ pF	$C_{gd} = 19.3$ fF
$C_{ds} = 42.5$ fF	$R_i = 3.53$ Ω	$R_{ds} = 193$ Ω	$R_g = .59$ Ω
$R_s = 1.58$ Ω	$R_d = 1.56$ Ω	$L_g = 0.155$ nH	$L_s = 0.306$ nH
$L_d = 0.140$ nH	$C_i = 0.198$ fF	$C_f = 0.209$ fF	$C_o = 0.200$ fF

2 HEMT 的噪声模型

HEMT 的噪声来源可分为本征噪声与非本征噪声. 目前对 HEMT 噪声的认识类似于 GaAs MESFET^[1]. 采用 Van der Ziel 的模型^[3], 可以方便地用相关矩阵法进行噪声分析. 分析的步骤如下^[4]: 将 HEMT 器件的等效电路分解成本征部分 I 和非本征部分, 后者又可分解成 Y 型和 Π 型两部分 (见图 3).

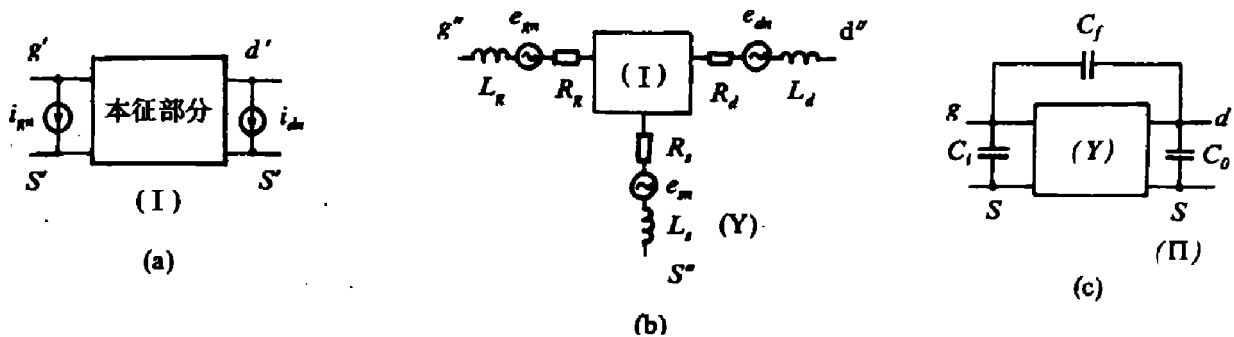


图 3 噪声等效电路及分解

(a) 本征部分; (b) Y 型部分; (c) Π 型部分

Fig. 3 Noise analysis of HEMT devices

(a) intrinsic device; (b) Y-type extrinsic model; (c) Π -type extrinsic model

由 Van der Ziel 模型, 有

$$C_Y^I = \begin{bmatrix} \langle i_{gn} i_{gn}^* \rangle & \langle i_{gn} i_{dn}^* \rangle \\ \langle i_{dn} i_{gn}^* \rangle & \langle i_{dn} i_{dn}^* \rangle \end{bmatrix} = 4kT \Delta f \begin{bmatrix} \frac{(\omega C_{gs})^2 R}{g_m(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2)} & \frac{j\omega C_{gs} \sqrt{RPC}}{(1 + j\omega C_{gs} R_i)} \\ \frac{-j\omega C_{gs} \sqrt{RPC}}{(1 - j\omega C_{gs} R_i)} & g_m P \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式 (3) 中 R 、 P 、 C 为模型参数, 与器件偏置及工艺参数有关. k 为 Boltzmann 常数, T 为绝对温度, Δf 为带宽.

当 $I \rightarrow Y$: $Y^I \rightarrow Z^I$,

$$C_Z^I = Z^I C_Y^I (Z^I)^+, \quad (4)$$

$$Z^Y = Z^I + j\omega \begin{bmatrix} L_g + L_s & L_s \\ L_s & L_d + L_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{bmatrix}. \quad (5)$$

$$C_Z^Y = C_Z^I + 4kT\Delta f \begin{bmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{bmatrix}; \quad (6)$$

当 $Y \rightarrow \Pi$: $Z^Y \rightarrow Y^Y$,

$$C_Y^Y = Y^Y C_Z^Y (Y^Y)^+, \quad (7)$$

$$Y^\Pi = Y^Y + j\omega \begin{bmatrix} C_i + C_f & -C_f \\ -C_f & C_0 + C_f \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$C_Y^\Pi = C_Y^Y; \quad (9)$$

当 $C_Y^\Pi \rightarrow F_{\min}$, R_N , $Y_{\text{sopt}} (= G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}})$:

$$R_n = \frac{C_Y^\Pi(2,2)}{|Y^\Pi(2,1)|^2}, \quad (10)$$

$$G_n = \frac{C_Y^\Pi(1,1)C_Y^\Pi(2,2) - C_Y^\Pi(1,2)C_Y^\Pi(2,1)}{C_Y^\Pi(2,2)}, \quad (11)$$

$$Y_{\text{cor}} = Y^\Pi(1,1) - \frac{Y^\Pi(2,1)C_Y^\Pi(1,2)}{C_Y^\Pi(2,2)} \triangleq G_{\text{cor}} + jB_{\text{cor}}, \quad (12)$$

$$G_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{G_n + R_n G_{\text{cor}}^2}{R_n}}, \quad (13)$$

$$B_{\text{opt}} = -B_{\text{cor}}, \quad (14)$$

$$F_{\min} = 1 + 2R_n(G_{\text{opt}} + jB_{\text{cor}}). \quad (15)$$

当 F_{\min} , R_n , Y_{sopt} 已知, 便可确定在任意源阻抗下的放大器噪声系数:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{\text{opt}}|^2. \quad (\text{其中 } Y_s = G_s + jB_s) \quad (16)$$

通常, 给定一个器件, 通过测量手段, 可方便地获得在特定工作点和频率下的 F_{\min} , 但确定 R_n 与 Y_{sopt} (最佳源导纳) 则比较困难^[5]. 我们根据已知的 F_{\min} , 拟合出本征噪声模型中的常量 P 、 R 、 C (它们与管子的偏置及工艺参数有关), 可求得 R_n 和 Y_{sopt} .

为此, 仍采用优化方法, 在等效电路模型及各频率点 F_{\min} 已知的条件下, 拟合出 R 、 P 、 C 的值, 其结果见表 2.

表 2 噪声特性的理论值与实测值比较

Table 2 Comparison of theoretical and measured values of noise parameters JS8900AS ($V_{ds} = 2\text{ V}$, $I_{ds} = 10\text{ mA}$, $T = 25\text{ }^\circ\text{C}$)

f (GHz)	厂家数据			模型数据		
	F_{\min} (dB)	R_n (Ω)	Γ_{opt}	$(R = 0.162 \quad P = 1.4 \quad C = 0.812)$		
				F_{\min}^{mod} (dB)	R_n^{mod} (Ω)	$\Gamma_{\text{opt}}^{\text{mod}}$
2	0.17	24.7	$0.92 \angle 8^\circ$.145	28.9	$.944 \angle 10.7^\circ$
6	0.44	23.5	$0.78 \angle 24^\circ$.423	26.9	$.841 \angle 32.2^\circ$
10	0.69	21.8	$0.65 \angle 39^\circ$.677	23.4	$.752 \angle 53.8^\circ$
14	0.88	19.1	$0.54 \angle 56^\circ$.904	18.8	$.677 \angle 75.2^\circ$
18	1.00	16.5	$0.46 \angle 75^\circ$	1.09	14.0	$.611 \angle 96.0^\circ$
22	1.28	13.1	$0.39 \angle 98^\circ$	1.27	9.98	$.553 \angle 115.1^\circ$
26	1.54	8.9	$0.37 \angle 123^\circ$	1.49	7.73	$.503 \angle 129.4^\circ$

从上述数值结果可见, 尽管模型数据的 R_n , Γ_{opt} 与厂家给出的典型值有一定的误差, 但两者的变化规律是相同的. 因此在缺少厂家的数据时, 用模型数据的结果仍可以作为设计的参考依据.

3 结语

本文给出的方法可以用于 HEMT 器件等效电路的精确建模. 对噪声参数提取的初步研究表明, 在只测得 F_{\min} 的情况下, 通过 CAD 方法可获得 R_n , Γ_{opt} 的近似值. 有关的数值精度的提高有待进一步的研究.

致谢 本文的部分理论结果是在吴鸿适教授和吴万春教授指导下完成的, 在此表示感谢.

参考文献

- 1 Labbrooke P.H. *MMIC Design: GaAs FETs and HEMTs*, Artech House, Inc. 1989. p. 201
- 2 陈 晖. 微分动力系统理论在微波非线性电路 CAD 中应用的研究(博士论文), 西安电子科技大学微波工程系, 1991. pp. 24~31
- 3 Van der Ziel A. *Proc. IRE*, 1963, 51:61~67
- 4 陈 晖. GaAs MESFET 低噪声放大器 CAD 的研究(硕士论文), 西安电子科技大学微波工程系, 1987. pp. 46~52
- 5 Archer J.W., Batchelor R.A. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1992, 40(2):209~216

MODELLING S PARAMETERS AND NOISE BEHAVIOR OF HEMT DEVICES IN MMW BAND

Chen Hui Huang Xiangfu Zhu Junfan

(*Microwave Test Center, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China*)

Abstract An efficient and accurate method for extracting the equivalent circuit elements of a HEMT from its S parameter measurements in the microwave and millimeter wave bands is proposed. Based on the equivalent circuit model, the noise analysis procedure of the HEMT device is given. The Van der Ziel parameters are used for characterizing the noise behavior of the device and are extracted from the measured minimum noise figures of the devices. With the noise model, the optimal source termination condition and the equivalent noise resistance of the device can be predicted. The digital values for the equivalent circuit model (at 2~60 GHz) and the noise model (at 2~26 GHz) are given.

Key words HEMT devices, noise analysis, millimeter wave, equivalent circuit.