

一种新的 HBT 小信号模型参数优化提取法

胡晓萍¹, 胡建萍¹, 郑 梁¹, 钟叶龙²

(1. 杭州电子科技大学电子信息学院, 浙江杭州 310037; 2. 华数华夏视联控股有限公司, 浙江杭州 310018)

摘 要: 阐述了一种新的异质结双极型晶体管(HBT)的小信号模型参数提取方法——综合多偏置点优化参数提取法.对 HBT 小信号模型进行推导并确定外部参数和内部参数的计算公式;介绍了多偏置点优化算法,并在 GaInP/GaAs HBT 器件上进行了鲁棒性和精确性测试.实验采用了一系列随机初始值,结果表明提取的参数值具有唯一收敛性和精确性,仿真结果与测量数据的相对误差小于 1%.

关键词: 异质结双极型晶体管; 参数提取; 小信号等效模型

中图分类号: TN322 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 03-0567-05

A New Optimizing Parameter-Extraction Method for HBT's Small-Signal Equivalent Model

HU Xiao-ping¹, HU Jian-ping¹, ZHENG Liang¹, ZHONG Ye-long²

(1. *Electronic & Information Institute, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou, Zhejiang 310037, China;*

2. Wasu Holdings company Limited, Hangzhou, Zhejiang 310018, China)

Abstract: This paper presents a multibias optimizing parameter extraction technique for Heterojunction Bipolar Transistor (HBT) small-signal model. The corresponding equations for intrinsic and extrinsic elements have been established in according with small-signal HBT model through formula derivation. A multibias decomposition-based optimization method is discussed. Robustness and accuracy of optimization method are tested on measured S-parameters of GaInP/ GaAs HBT device. Results show that the extracted parameters have the characteristics of exclusive astringency and accuracy with a different set of random starting values, and the relative error between the simulated results and the values measured is less than 1%.

Key words: heterojunction bipolar transistor (HBT); parameter extraction; small-signal equivalent model

1 引言

高频、高增益和高电流驱动能力等优点使得异质结双极型晶体管(HBT)被公认为毫米波单片集成电路和超高速数字集成电路领域中最具有竞争力的三端器件之一^[1],而该类器件的大、小信号等效电路模型却未形成统一的模型拓扑和相应的参数提取方法^[2].

近几年 HBT 小信号模型参数提取方法归纳起来主要有直接提取法^[3]和数值优化法^[4,5]两类.直接提取法可以得到唯一的、确定的解,但其精度受到测量精度的影响.数值优化法受测量误差的影响较少,但其收敛速度和得到的解往往依赖于初始值的选取,甚至有时不能保证一定收敛.本文从研究 HBT 器件的物理结构和等效电路特性出发,介绍一种无需额外测量就能确定 HBT 小信号等效电路的方法,外部参数通过使用多偏置点优

化参数提取方法来确定,内部参数由外部参数和频率所组成的函数来求出.

本文介绍的 HBT 小信号模型参数提取是微波/毫米波电路仿真系统中的一个子模块.微波/毫米波电路仿真系统是结合我国的实际情况、具有自主知识产权、适用于普通模拟电子线路到毫米波段电子线路的仿真软件,包含有损传输线、GaAsMESFET、HEMT 和 HBT 等电路模型的参数提取.能进行从低频到微波/毫米波频段电路的基本模拟仿真分析.

2 HBT 小信号模型拓扑与模型分析

2.1 等效模型的电路分析

目前已有报道的 HBT 小信号等效模型主要分为 T 型和 π 型.本文采用 T 型等效模型,如图 1 所示,这是一个经常在微波模拟器中使用的增量模型^[6].

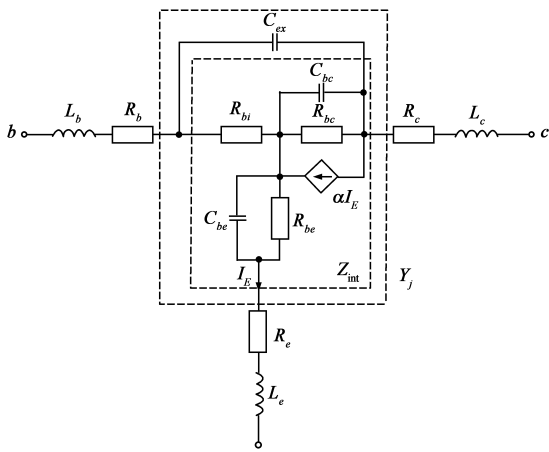


图1 HBT小信号等效电路

图1中虚框将模型分为三层,最外层包含HBT器件的6个极间寄生参数 $R_b, R_c, R_e, L_b, L_c, L_e$,里面的两层为HBT器件的本征电路,包括 $R_{bi}, R_{bc}, R_{be}, C_{ex}, C_{bc}, C_{be}$,共基直流放大系数 α_0 、截止频率 f_α 、延迟时间 τ 等9个本征元件参数.其中 $R_{be}, R_{bc}, C_{be}, C_{bc}, \alpha$ 参数与HBT的工作状态相关,其它元件则独立于HBT的工作状态.这里把虚框最内层称为HBT的内核电路,即不考虑外围 C_{ex} 的影响.由T型拓扑的内核电路可以得到内部 Z_{int} 参数矩阵:

$$\mathbf{Z}_{int} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{bi} + \frac{1}{Y_{be}} & \frac{1}{Y_{be}} \\ \frac{1}{Y_{be}} - \frac{\alpha}{Y_{bc}} & \frac{1}{Y_{be}} + \frac{1}{Y_{bc}}(1 - \alpha) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$Y_{be} = \frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \quad (2)$$

$$Y_{bc} = \frac{1}{R_{bc}} + j\omega C_{bc} \quad (3)$$

$$\alpha = \frac{\alpha_0 e^{-j\omega\tau_1}}{1 + j\omega\tau_2} \quad (4)$$

上述公式中, τ_1 表示延迟时间; τ_2 是个时间常数,它和截止频率有关,即:

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega_\alpha} \quad (5)$$

考虑 C_{ex} 的影响,需计算模型内部本征电路的 Y_j 参数,而 Y_{int} 参数矩阵可以表示为:

$$\mathbf{Y}_{int} = \mathbf{Z}_{int}^{-1} = \mathbf{Y}_j - \mathbf{Y}_{ex} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} j\omega C_{ex} & -j\omega C_{ex} \\ -j\omega C_{ex} & j\omega C_{ex} \end{bmatrix} \quad (6)$$

等效电路虚框最外层的 \mathbf{Z}_{ex} 参数矩阵:

$$\mathbf{Z}_{ex} = \begin{bmatrix} (R_b + R_e) + j\omega(L_b + L_e) & R_e + j\omega L_e \\ R_e + j\omega L_e & (R_c + R_e) + j\omega(L_c + L_e) \end{bmatrix} \quad (7)$$

因此,完整的HBT小信号等效模型的 \mathbf{Z} 参数矩阵

为:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_{ex} + \mathbf{Z}_j = \mathbf{Z}_{ex} + \mathbf{Y}_j^{-1} \quad (8)$$

2.2 内核电路中元件参数的确定

由式(1)~(4)可以确定除了 C_{ex} 以外的本征元件参数及 α 的表示式.

$$R_{bi} = Z_{11} - Z_{12} \quad (9)$$

$$R_{be} = \frac{1}{R_e \left(\frac{1}{Z_{12}} \right)} \quad (10)$$

$$C_{be} = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im} \left(\frac{1}{Z_{12}} \right) \quad (11)$$

$$R_{bc} = \frac{1}{\operatorname{Re} \left(\frac{1}{Z_{22} - Z_{21}} \right)} \quad (12)$$

$$C_{bc} = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im} \left(\frac{1}{Z_{22} - Z_{21}} \right) \quad (13)$$

$$\alpha = \frac{Z_{12} - Z_{21}}{Z_{22} - Z_{21}} \quad (14)$$

或者由 Y_j 参数矩阵也可以获得 α 的表达式:

$$\alpha = \frac{Y_{21} - Y_{12}}{Y_{11} + Y_{21}} \quad (15)$$

2.3 内部元件 C_{ex} 参数的确定

根据 Z_{int} 矩阵与 Y_j, Y_{int} 矩阵的关系,由式(6)可以得到式(16).

$$\mathbf{Z}_{int} = \frac{1}{\Delta Y_{int}} \begin{bmatrix} Y_{22} - j\omega C_{ex} & -Y_{12} - j\omega C_{ex} \\ -Y_{21} - j\omega C_{ex} & Y_{11} - j\omega C_{ex} \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中,

$$\Delta Y_{int} = \Delta Y - j\omega C_{ex} \sum Y \quad (17)$$

$$\Delta Y = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21} \quad (18)$$

$$\sum Y = Y_{11} + Y_{22} + Y_{12} + Y_{21} \quad (19)$$

又因为式(1)和式(16)要相等,故可以得到 R_{bi} 的另一个表达式:

$$R_{bi} = \frac{Y_{12} + Y_{22}}{\Delta Y - j\omega C_{ex} \sum Y} \quad (20)$$

即:

$$\operatorname{Im} \left(\frac{Y_{12} + Y_{22}}{\Delta Y - j\omega C_{ex} \sum Y} \right) = 0 \quad (21)$$

由此可以计算得到 C_{ex} 的数值:

$$C_{ex} = \frac{1}{\omega} \frac{\operatorname{Re}(Y_s) \operatorname{Im}(\Delta Y) - \operatorname{Im}(Y_s) \operatorname{Re}(\Delta Y)}{\operatorname{Re}(Y_s) \operatorname{Re}(\sum Y) + \operatorname{Im}(Y_s) \operatorname{Im}(\sum Y)} \quad (22)$$

其中, $Y_s = Y_{12} + Y_{22}$.

2.4 其它HBT本征参数的确定

由前述可以计算得到图1中HBT小信号等效模型的7个内部参数,另外还需要计算 τ, α_0 和 f_α 三个本征参数.由式(7)或式(15),可以得到:

$$\frac{1}{|\alpha(\omega)|^2} = \frac{1}{\alpha_0^2} (1 + \tau_2^2 \omega^2) \quad (23)$$

因此可以采用最小二乘法计算得到 α_0 、 f_a , 如式 (24)。

$$\sum_{n=1}^N \left[-|\alpha(\omega_n)|^2 \omega_n^2 \left(\frac{1}{\omega_a^2}\right) + \alpha_0^2 - |\alpha(\omega_n)|^2 \right]^2 = \min \quad (24)$$

最后由式(4)可以确定最后一个本征参数 τ_1 。

$$\tau_1 = -\frac{1}{\omega} \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}[(1 + j\omega\tau_2)\alpha]}{\text{Re}[(1 + j\omega\tau_2)\alpha]} \right) \quad (25)$$

3 多偏置点优化参数提取方法

如前所述,外部参数的确定在全局频率特性中起着重要作用。在毫米波频率上,外部元件对内部元件的值影响较大,传统的单偏置点提取方法不能唯一确定参数的值。本文介绍的多偏置点优化参数提取方法克服以上不足,把从不同偏置点测得的 S 参数合成到一个综合的提取程序中,通过优化拟合最终确定参数的唯一值。

这种方法用到了分解优化算法^[7],该算法把所有被测量数据归结为程序优化问题,先定义一个总的误差函数,该函数包含所有偏置点,然后分解成若干个合适的子函数。

总误差函数定义为:

$$F(\bar{x}) = \sum_{i=1}^N \epsilon_i(\bar{x})^2 \quad (26)$$

$$\epsilon_i(\bar{x}) = \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^2 \sum_{t=1}^M \frac{1}{\sigma_{pq}(t)} |S_{pq}^c(\bar{x}, \omega_i) - S_{pq}^m(t, \omega_i)| \quad (27)$$

$$\sigma_{pq}(t) = |S_{pq}(t, \omega_i)|_{\max} \quad (28)$$

式(26)是不同频率点下的误差总和,式(27)是特定频率下 S 参数在所有偏置点处的模型误差。 S_{pq}^c 是模型假定的 S 参数, S_{pq}^m 是在偏置点 t , 频率为 ω_i 时测得的 S 参数, M 为偏置点总数, N 为频率点总数, \bar{x} 是所有模型元件的向量表达式。

由于内部元件与偏置点有关,在一段频率范围内,每个元件与在一个偏置点处提取 S 参数产生的误差有关,因此可以为每个元件定义一个子误差函数。

$$f_l(x_l) = \sum_{i=1}^N |S_{pq}^c(x_l, \overline{x_{ind}}, \omega_i) - S_{pq}^m(\omega_i)|^2 \quad (29)$$

式(29)中, x_l 是优化的元件, $\overline{x_{ind}}$ 是除了 x_l 以外的内部元件。

外部元件不仅在某一个特定偏置点处影响 S 参数,而且在所有偏置点都有影响,因此定义如下的子误差函数:

$$f_l(x_l) = \sum_{i=1}^N \left(\sum_{t=1}^M \frac{1}{\sigma_{pq}(t)} |S_{pq}^c(x_l, \overline{x_{ext}}, \overline{x_i}, \omega_i) - S_{pq}^m(t, \omega_i)| \right)^2 \quad (30)$$

式(30)表示在所有偏置点和频率点处提取 S 参数所产生的误差。 $\overline{x_{ext}}$ 是除了 x_l 以外的其它外部元素, $\overline{x_i}$ 是偏置点 t 处的内部元素,在优化外部元件时,利用式(30)对应每个 S 参数构造 4 个子函数,这些函数可用于分解程序中。基于分解的优化器最大的优点是随着偏置点数增多,测量值与计算值趋于一致,从而唯一确定参数值,具有较强的鲁棒性。

4 实验结果

4.1 S 参数值拟合前后结果对比

本文采用的是 $20\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$ 的 GaInP/ GaAs HBT 器件,对该器件测量其外部特性,获得测试数据即模型的 S 参数,测试频率范围从 0.5GHz 到 100.5GHz,取 26 个采样点。

这里以 S_{12} 为例,首先把外部参数初始化为 0,在尚未拟合时 S 参数的情况如图 2 所示。

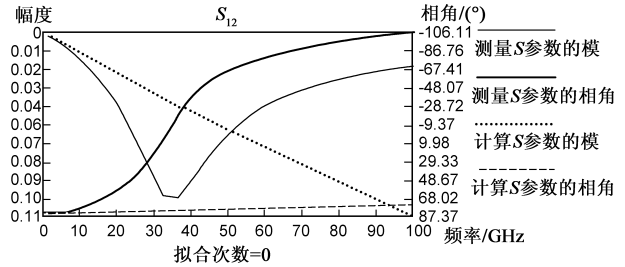


图2 拟合前 S_{12} 的频率特性曲线

从图 2 可以看出,拟合前测量的 S_{12} 参数和计算的 S_{12} 参数相差很大,拟合 10 次和拟合 30 次后的结果分别如图 3 和图 4 所示。

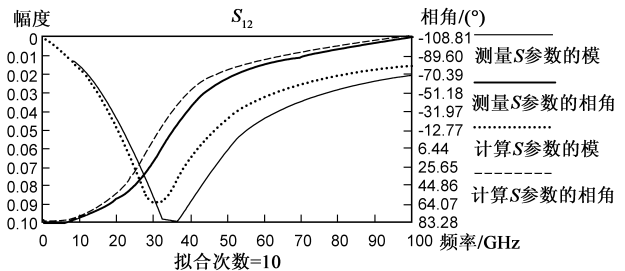


图3 拟合 10 次后 S_{12} 的频率特性曲线

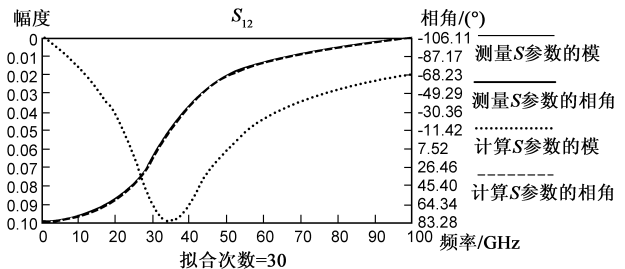


图4 拟合 30 次后 S_{12} 的频率特性曲线

从图 2 ~ 图 4 可以看出,随着拟合次数的增多,测

量的 S_{12} 参数和计算的 S_{12} 参数基本吻合, 从而可得出唯一的参数值, 符合最初的构想. 并且该算法对其它三个 S 参数进行拟合, 同样可以获得唯一的参数值. 另外, 还对拟合花费的时间做了测试, 在普通家用的 PC 机上拟合 10 次所用时间与拟合 1000 次所用时间相差不到 2 秒钟, 具有快速性的特点.

4.2 算法的收敛性验证

该算法的收敛性可以通过不同的拟合次数获得的参数值来验证. 先假设每个外部参数的初始值都设为 0, 则图 5 ~ 图 8 分别表示了拟合 40 次、1000 次、4000 次和 5000 次后提取的 HBT 模型参数值. 拟合 5000 次以上的模型参数值和图 8 一致. 比较图 5 ~ 图 7 中所示提取的 HBT 模型元件参数数据, 可以看到 40 次拟合之后参数值误差较大, 通过增加拟合次数, 内部元件和外部元

$R_{bi}=14.796$ Ω	$R_b=1.504$ Ω
$R_{bc}=21.100$ $k\Omega$	$R_c=4.998$ Ω
$R_{be}=4.703$ Ω	$R_e=4.597$ Ω
$C_{ex}=0.086$ pF	$L_b=0.047$ nH
$C_{bc}=0.041$ pF	$L_c=0.052$ nH
$C_{be}=0.122$ pF	$L_e=0.002$ nH
$A_i=0.980$	
$\tau=3.472$ ps	
$f_a=107.947$ GHz	

图5 拟合40次后的元件参数值

$R_{bi}=14.800$ Ω	$R_b=1.500$ Ω
$R_{bc}=21.100$ $k\Omega$	$R_c=5.000$ Ω
$R_{be}=4.847$ Ω	$R_e=4.453$ Ω
$C_{ex}=0.086$ pF	$L_b=0.048$ nH
$C_{bc}=0.041$ pF	$L_c=0.052$ nH
$C_{be}=0.115$ pF	$L_e=0.002$ nH
$A_i=0.980$	
$\tau=3.501$ ps	
$f_a=108.000$ GHz	

图6 拟合1000次后的元件参数值

$R_{bi}=14.800$ Ω	$R_b=1.500$ Ω
$R_{bc}=21.100$ $k\Omega$	$R_c=5.000$ Ω
$R_{be}=4.995$ Ω	$R_e=4.305$ Ω
$C_{ex}=0.086$ pF	$L_b=0.048$ nH
$C_{bc}=0.041$ pF	$L_c=0.052$ nH
$C_{be}=0.110$ pF	$L_e=0.002$ nH
$A_i=0.980$	
$\tau=3.502$ ps	
$f_a=108.003$ GHz	

图7 拟合4000次后的元件参数值

$R_{bi}=14.800$ Ω	$R_b=1.500$ Ω
$R_{bc}=21.100$ $k\Omega$	$R_c=5.000$ Ω
$R_{be}=5.000$ Ω	$R_e=4.300$ Ω
$C_{ex}=0.086$ pF	$L_b=0.048$ nH
$C_{bc}=0.041$ pF	$L_c=0.052$ nH
$C_{be}=0.110$ pF	$L_e=0.002$ nH
$A_i=0.980$	
$\tau=3.502$ ps	
$f_a=108.003$ GHz	

图8 拟合5000次后的元件参数值

件的参数值最终趋于稳定值, 说明该算法具有良好的收敛性. 通过大量的实验验证, 对于不同型号的 HBT 器件进行参数提取时, 拟合到 4000 次 ~ 5500 次后, 元件的参数值最终趋于稳定, 获得唯一的一组参数值.

4.3 优化程序鲁棒性验证

通过改变外部参数初始值观察对优化结果的影响, 从而验证该算法具有很强的鲁棒性. 如前述, 假设初始值为零时拟合 4000 次后的元件参数值图 7 所示. 如果把外部元件的参数初始值设为以下的数值: $R_b=0.5\Omega$, $R_c=2.0\Omega$, $R_e=1.5\Omega$, $L_b=0.063nH$, $L_c=0.065nH$, $L_e=0.002nH$, 则经过 4000 次拟合优化后的内部元件和外部元件参数值见图 9.

$R_{bi}=14.800$ Ω	$R_b=1.500$ Ω
$R_{bc}=21.100$ $k\Omega$	$R_c=5.000$ Ω
$R_{be}=4.924$ Ω	$R_e=4.376$ Ω
$C_{ex}=0.086$ pF	$L_b=0.048$ nH
$C_{bc}=0.041$ pF	$L_c=0.052$ nH
$C_{be}=0.113$ pF	$L_e=0.002$ nH
$A_i=0.980$	
$\tau=3.502$ ps	
$f_a=108.001$ GHz	

图9 初始值不为零拟合4000次后的元件参数值

比较图 7 和图 9 中的数据可以看出, 结果只有微小的差别. 仿真结果表明随着拟合次数的增加, 最终将消去这个差别, 获得唯一的一组元件参数, 说明该算法能够很好的避免外部参数的初始值对参数唯一性的影响.

5 结论

HBT 器件在微波/毫米波集成电路中有着重要应用, 目前 MMIC 的设计多使用 CAD 软件, 因此在设计过程中, 器件小信号等效模型的参数提取显得尤为重要. 本文给出了 HBT 小信号模型, 介绍了一种新的参数提取方法——基于分解的多偏置点优化参数提取法. 仿真结果表明, 这种分解优化算法可以最终确定唯一的参数值, 具有较强的鲁棒性、精确性和快速性的特点. 利用这种方法, 可以随机选择起始值, 克服传统方法对初始值的选择比较敏感的不足.

参考文献:

- [1] 谢孟贤, 古妮娜. SiGe 半导体在微电子技术发展中的重要作用[J]. 微电子学报.
- Xie Mengxian, Gu Nina. Important function of SiGe semiconductor in technology development of microelectronics[J]. Microelectronics, 2008, 38(1): 34 - 43. (in Chinese)
- [2] 孙玲玲, 刘军. 微波 HBT 建模技术研究综述[J]. 电子学报.
- Sun ling ling, Liu Jun. Review of microwave HBT modeling

- technique research[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(2): 336 – 339. (in Chinese)
- [3] Bousnina S, Mandeville P, Kouki A B, et al. Direct parameter-extraction method for HBT small-signal model[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 2002, 50(2): 529 – 536.
- [4] Degachi L, Ghannouchi F M. An augmented small-signal HBT model with its analytical based parameter extraction technique [J]. IEEE Trans Electron Devices, 2008, 55(4): 968 – 972.
- [5] Wen-Bin Tang, Che-Ming Wang, Yue-Ming Hsin. A new extraction technique for the complete small-signal equivalent-circuit model of InGaP/GaAs HBT including base contact impedance and AC current crowding effect [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 2006, 54(10): 3641 – 3647.
- [6] Sheinman B, Wasige E, Rudolph M, et al. A peeling algorithm for extraction of the HBT small-signal equivalent circuit[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 2002, 50(12): 2804 – 2810.
- [7] Patterson A D, Fusco V F, McKeown J J, Stewart J A C. A systematic optimization strategy for microwave device modeling [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1993, 41(3): 395 – 405.

作者简介:

胡晓萍 女, 1978 年生, 浙江常山人, 讲师, 主要研究领域为元器件建模及 RF/MMIC 设计. E-mail: hu.xiaoping@163.com.

胡建萍 女, 1961 年生, 浙江湖州人, 教授, 浙江省教学名师, 主要研究领域为电路与系统. E-mail: hujp9312@163.com.