

磷化铟异质结双极型晶体管的新型自定义器件模型

New Symbolically Defined Model for InP Heterojunction Bipolar Transistors

戚玉华、沈钊、何如龙，海军工程大学，武汉

本文提出一种用于对磷化铟材料制造的异质结双极型晶体管 (HBT) 建模的精确紧凑的大信号模型。在DC模式下，该模型包括自然和软拐点效应，同时其模型参数具有温度依赖性。在小信号模式下，该模型可以捕捉不同偏置下各种AC参数的变化。提取模型参数的过程使用DC和多偏置S参数的测量结果。通过对比InP HBT的仿真和测量的DC特性、小信号性能和大信号运作情况，可以评估大信号模型的有效性和准确性。

HBT因其高功率密度成为微波和毫米波放大器应用中最具吸引力的器件。这归因于其垂直结构，垂直结构具有处理大电流的能力¹⁻²。对于设计者来说，使用可靠的大信号模型非常重要，大信号模型是根据设备在各种偏置条件下的测量结果总结而来，用于准确预测电路性能参数，如增益和失真。这一方面需要精确的DC模型，另一方面需要用偏置和频率精确描述小信号本征元件的变化。许多文章都给出了HBT的大信号模型，以建立在大范围工作偏置和工作频率下依然有效的模型³⁻⁵。HBT运行的基本物理原理可以用背靠背二极管和受控电流源来描述，如在Ebers-Moll (EM) 和Gummel-Poon

(GP) 模型中的一样。遵循相同的基本原理，现在已经存在许多全功能模型，如Agilent、Ferdinand-Braun-Institut für Hochstfrequenztechnik (FBH) 以及圣地亚哥的加州大学III-V化合物HBT模型。尽管这些模型已经很成熟了，并且可以对非线性电路进行可靠的仿真，但是仍然存在一些挑战，比如在具有分布式效应的高功率条件下的运行⁶。

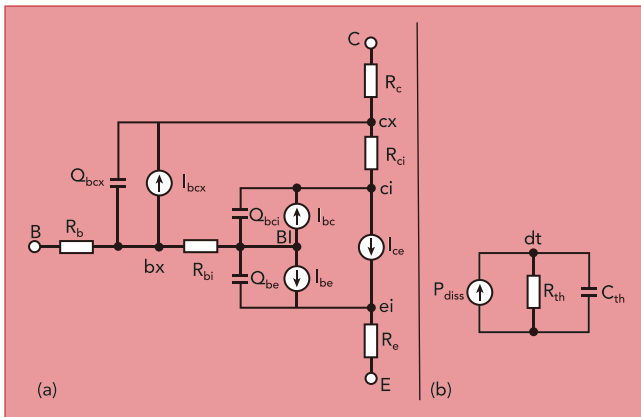


图1: (a) InP HBT的大信号等效电路模型; (b) InP HBT的热模型。

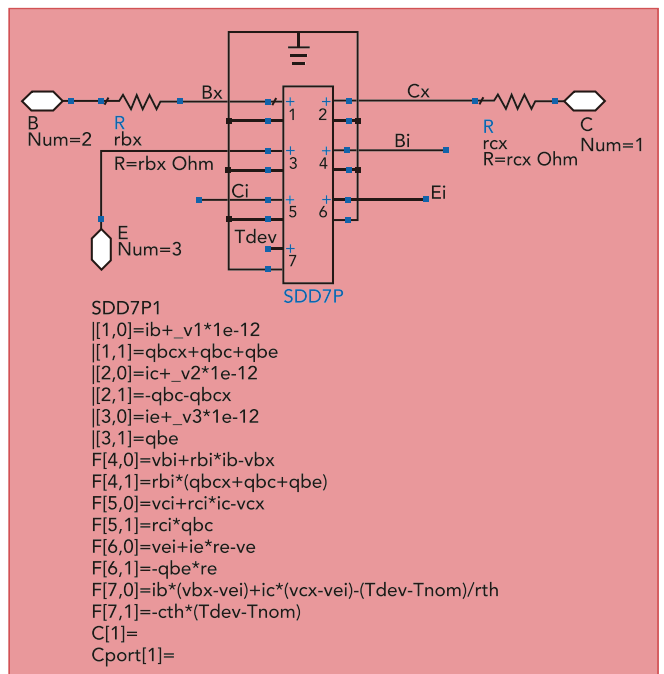


图2: HBT的ADS SDD模型。

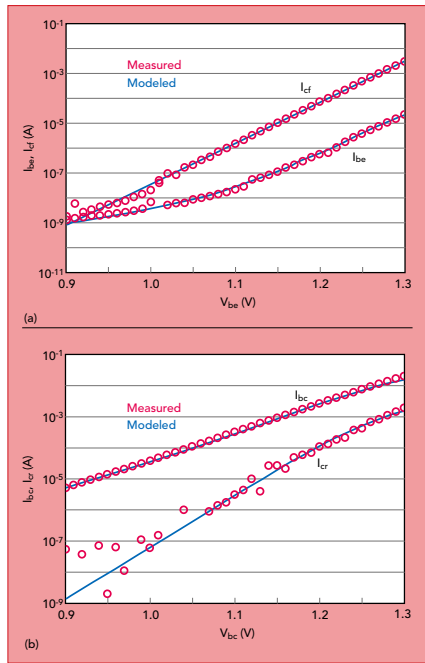


图3: Gummel图的测量结果与模型结果对比: (a) 正向; (b) 反向。

本文的目的是建立一个自建的、灵活的、非线性的、大信号的InP HBT模型,在Keysight ADS仿真器中实现其自定义器件(SDD, Symbolically Defined Device)模型。大信号模型包括InP HBT的大多数特征。自热效应由电阻-电容(RC)热子电路实现。由InP HBT的峰值电位引起的软拐点效应,则通过由偏置控制的集电极电阻建模。通过改进技术,可以方便地将设备中出现的新效应添加到SDD模型中。通过对比一个 $1 \times 10 \mu\text{m}^2$ 的InP HBT的仿真和测试DC特性、小信号性能以及大信号运作情况,可以评估大信号模型的有效性和准确性。

HBT模型

最终的模型拓扑在图1中给出。大致看来,它类似于大多数HBT模型,但是每个组件的具体细节均经过特别设计,可适用于这种晶体管。其他研究人员从各种研究和模型中借鉴了一些要素。电荷模型与Rudolph和Doerner采用的模型⁷相同。基极-集电极、基极-发射极以及集电极-发射极电流公式基于经典的与温度相关的二极管关系。自热由简单的单极RC网络计算得到,这在非线性模型中是常用的方法,如Mextram模型,垂直双极模型(VBIC)以及高电流模型(HICUM)。

DC特性

DC等式基于VBIC模型。基极-发射极和基极-集电极电流均包括理想和非常

想(重组)性能。

$$I_{bx} = I_{bxn} + I_{bxi} = I_{BXN} \left(\exp\left(\frac{V_{bxi}}{n_{XN} \cdot V_t}\right) - 1 \right) + I_{BXI} \left(\exp\left(\frac{V_{bxi}}{n_{XI} \cdot V_t}\right) - 1 \right) \quad (1)$$

使用两个并联二极管电流:一个用于基极-集电极电流或基极-发射极电流的“理想”部分(参数I),另一个用于它们的“非理想”部分(参数N)。公式1中的变量x用来表征基极-集电极(c)或基极-发射极(e)。I_{BXN}和I_{BXI}分别是非理想和理想部分的饱和电流。n_{XN}和n_{XI}则分别为非理想和理想部分的电流理想因子。V_{bxi}是结电压,V_t是温度电压。二极管电流I_{bxi}则表征基极-集电极电流的非本征部分。

集电极电流源I_{ce}由两个传导电流项I_{cf}和I_{cr}决定:

$$I_{ce} = I_{cf} - I_{cr} = I_s \left(\exp\left(\frac{V_{bei}}{n_f \cdot V_t}\right) - 1 \right) - I_{sr} \left(\exp\left(\frac{V_{bci}}{n_r \cdot V_t}\right) - 1 \right) \quad (2)$$

其中I_s和n_f分别是正向集电极饱和电流和理想因子。I_{sr}和n_r则分别是反向发射极饱和电流和理想因子。

对于DC特性,InP HBT最重要的物理效应之一就是软拐点效应。这种现象的物理原因是,对于大规模注入,对应的注入电子密度就会增加,这样即可补偿集电极掺杂浓度。当基极-集电极结处的电场充分减小,电子迁移不再是以漂移电流为主。同时,高电流密度条件下能带的上升可以造成能级能量的不连续性,从而阻止电子迁移。该效果等效于增加集电极电阻带来的效果。集电极电阻的压降将导致基极-集电极结处的电场减小。在本工作中,电阻器采用偏置相关的集电极电阻R_{ci}建模:

$$R_{ci} = a I_c^b \cdot \tanh\left(\frac{I_c}{I_0}\right) \quad (3)$$

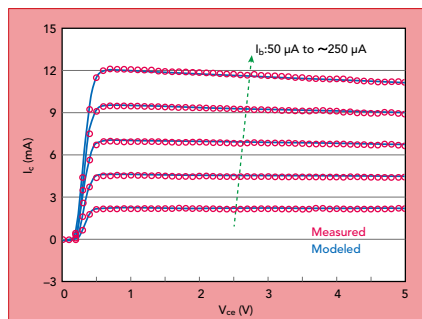


图4: I_c和V_{cc}关系图的测量结果与模型结果对比。

其中a、b和I₀为拟合参数。

小信号性能

在分析小信号性能时所采用的电荷模型与FBH模型中使用的电荷模型相同,FBH模型本身是基于Mextram公式的。基于电荷的模型具有更好的收敛特性,且可以避免在使用电容表达式时可能得到的非物理解。耗尽层电流由式4给出:

$$Q_{dep} = C_0 \left\{ \frac{V_d}{1-m} \left[\left(1 - \frac{V_{j0}}{V_d} \right)^{1-m} - \left(1 - \frac{V_j}{V_d} \right)^{1-m} \right] + \frac{V - V_j + V_{j0}}{(1-VF/V_d)^m} - \frac{V_d}{1-m} \right\} \quad (4)$$

其中,电压是有限制的,以消除电荷方程中的极点。这里,V_{j0}和V_d分别为受限的结电压和扩散电压,而C₀则是零电压时的结电容。还有VF,是与前面提到的与消除极点相关的转移参数。结次数系数m通常在0.3到0.5之间。

扩散电容/电荷的实现也是基于FBH模型的,因为该模型适用于III-V HBT,并且该模型的作者已经做了大量的工作来精确模拟HBT运行情况⁷⁻⁸。在这种情况下,扩散电荷主要和基极-发射极结有关,由公式5描述:

$$Q_{diff} = (\tau + \tau_t \Delta T) I_{cf} \quad (5)$$

其中τ是基极-发射极扩散电容的时间常数,τ_t是τ的温度参数,I_{cf}是正向集电极电流。尽管τ_t的温度依赖性不是很明显,但是它描述了基极渡越温度的温度依赖性。

扩散电容通常适用于基极-发射极和基极-集电极节点。反向电流通常非常小(基极-集电极结通常是反向偏置的),并且大多数测量是在有源区域中进行的。因此,提取基极-集电极扩散电荷的时间常数并不容易,一般使用近似值。

热网络

自热由热RC网络定义(如图1)。晶体管的瞬时耗散功率用作热网络的源。RC网络源和温度构成了正反馈回路。这种现象可以由模拟器表达,以迭代出一个自治的解决方案。等式如下面给出:

$$P_{diss} = \frac{\Delta T}{R_{th}} + C_{th} \frac{d\Delta T}{dt} \quad (6)$$

其中,ΔT=T_{dev}-T_{nom},T_{dev}是晶体管的内部温度,T_{nom}是室温。C_{th}和R_{th}分别为热电容和电阻。

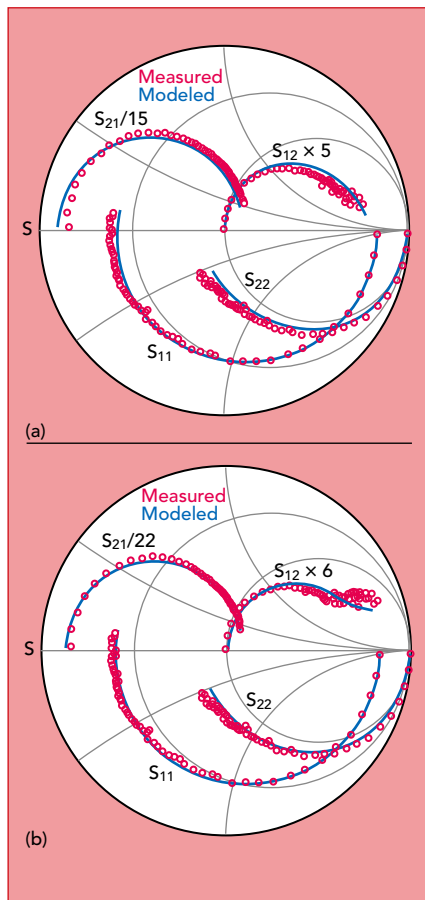


图5: 不同条件下0.5GHz至40GHz频率范围内测量和仿真的S参数。(a) $I_c=9\text{mA}$, $V_{cc}=3\text{V}$; (b) $I_c=4.4\text{mA}$, $V_{cc}=3\text{V}$ 。

模型验证

使用SDD在Keysight ADS模拟器中构建如图1所示的具有建模方程的大信号模型(如图2)。参数提取过程从去嵌入寄生参数开始,然后使用反向测量提取可访问的电阻。在冷HBT条件下调整电阻以适应S参数⁹⁻¹⁰。小信号固有的等效电路参数利用直接技术提取,而不用进行前面提到的优化过程。大信号固有的电路参数则由大量的具有多偏置点的小

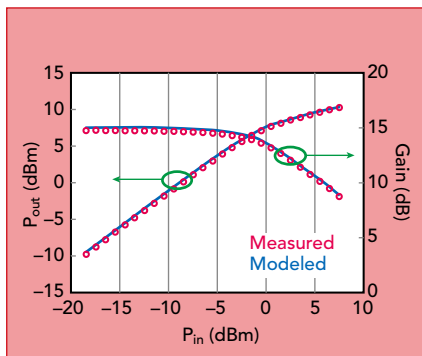


图6: 15GHz时, HBT偏置为 $I_c=9\text{mA}$ 、 $V_{cc}=3\text{V}$ 条件下, 增益和输出功率与输入驱动关系图的测量和模型结果对比。

信号S参数中提取。

一个 $1 \times 10\mu\text{m}^2$ 发射器InP HBT器件被用来验证该模型。DC、多偏置、小信号以及大信号微波功率特性均被测量。测量数据通过片上HP4145B半导体分析仪获得, HP8510C矢量网络分析仪用于0.5至40GHz的小信号S参数测量, 15GHz的Focus微波调谐器用于源牵引和负载牵引功率测量。测量在将衬底减薄至 $100\mu\text{m}$ 并用金电镀背面之后进行。

图3a显示了从模型仿真和测量得到的正向Gummel图特性。反向Gummel图在图3b中给出。在恒定 I_b 偏置条件下仿真和测量得到的DC I_c - V_{cc} 特性如图4所示。为了证明该模型对小信号微波性能的适用性, 利用该模型计算的S参数和在两个不同偏置点处的实验结果进行对比, 对比结果如图5所示。仿真和测量的S参数结果十分吻合。图6给出了15GHz时测量和仿真的大信号微波功率特性。由设计模型仿真得到的数据和测量数据也十分吻合。

结论

本文在ADS中开发并实现了一种新的大信号InP HBT模型, 该模型包括自热和软拐点效应。软拐点效应的影响通过和偏置相关的集电极电阻 R_{ci} 成功建

模, 该电阻满足由三个拟合参数和集电极电流构成的表达式。对于DC、多偏置小信号和大信号微波功率特性, 测量结果和由设计模型仿真得到的结果十分吻合。■

致谢

这项工作得到了中国先进研究项目和中国人民解放军先进研究项目的支持。

参考文献

1. H. W. Liu and F. Tong, "Performance Improvement of Power Amplifiers Using an Asymmetrical Spurline Structure," *Microwave Journal*, Vol. 53, No. 1, January 2010.
2. W. L. Chen, X. Z. Liu, H. D. Wu and G. J. Wang, "A Wideband Chaotic Colpitts Oscillator with Negative Resistance Enhancement for UWB Applications," *Microwave Journal*, Vol. 58, No. 9, September 2015, pp. 88-96.
3. C. I. Lee, Y. T. Lin, B. R. Su and W. C. Lin, "SiGe HBT Large-Signal Table-Based Model with the Avalanche Breakdown Effect Considered," *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 62, No. 1, January 2015, pp. 75-82.
4. A. R. Testera, A. P. Perez, M. F. Barciela and P. J. Tasker, "Design of Injection-Locked Oscillator Circuits Using an HBT X-Parameters™-Based Model," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 9, No. 4, March 2015, pp. 380-388.
5. B. R. Wier, K. Green, J. Kim, D. T. Zweidinger and J. D. Cressler, "A Physics-Based Circuit Aging Model for Mixed-Mode Degradation in SiGe HBTs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 63, No. 8, June 2016, pp. 2987-2993.
6. M. Rudolph, "Compact HBT Modeling: Status and Challenges," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, May 2010, pp. 1206-1209.
7. M. Rudolph and R. Doerner, "Consistent Modeling of Capacitances and Transit Times of GaAs-Based HBTs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 52, No. 9, September 2005, pp. 1969-1975.
8. M. Rudolph, R. Doerner, K. Beilenhoff and P. Heymann, "Scalable GainP/GaAs HBT Large-Signal Model," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 12, December 2000, pp. 2370-2376.
9. Y. B. Sun, J. Fu and J. Yang, J. Xu, Y. Wang, J. Cui, W. Zhou, Z. Wei and Z. Liu, "An Improved Small-Signal Model for SiGe HBT Under Off-State, Derived from Distributed Network and Corresponding Model Parameter Extraction," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 63, No. 10, October 2015, pp. 3131-3141.
10. T. K. Johansen, R. Leblanc, J. Poulain and V. Delmouly, "Direct Extraction of InP/GaAsSb/InP DHBT Equivalent-Circuit Elements from S-Parameters Measured at Cut-Off and Normal Bias Conditions," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 64, No. 1, January 2016, pp. 115-124.

上接第34页

平下的器件温度。该装置通过使用标准的AuSn焊料连接到金刚石-银复合材料和CuW基板上。为了评估两种材料在热管理效率方面的差异, 图9给出了不同功率值时器件中心叉指处拉曼测量的温度。即器件峰值温度升高, 而背后的基板温度保持在25摄氏度。

安装在金刚石-银复合基板上的器件的峰值温度大约是安装在CuW基板上的器件的峰值温度的一半, 特别是在高功率情况下, 这是器件工作的标准。外面叉指的温度也有同样的趋势。然而由于

串扰效应, 中心叉指的温度更高。

此外, 从热提取的角度来看, 也存在明显的改善, 对设备可靠性和系统需求有明显的好处。该装置的三维有限元模型被建立起来进行仿真, 并与实验数据进行了对比。仿真结果与实验结果吻合较好。图10展示了与CuW基板上的温度分布相比, 整个装置上的金刚石-银的温度分布。同样的, 在镀金刚石-银复合材料的设备中, 温度有明显降低。

该项目的最终报告称: "L波段HPA已经取得了最先进的成果, 反映了

基板材料对射频功率模块的强大影响。在L波段可以获得高达65%的PAE以及180W的射频功率, 而无需调整使用金刚石-银基板材料的功率模块。对于CuW标准微封装的类似设计, PAE的增益约为10个点。"■

参考文献

1. M. Faqir, T. Batten, T. Mrotzek, S. Knippscheer, L. Chalumeau, M. Massiot, M. Buchta, J. Thorpe, H. Blanck, S. Rochette, O. Vendier and M. Kuball, "Novel Packaging Solutions for GaN Power Electronics: Silver-Diamond Composite Packages," *CS MANTECH Conference*, May 2010.