

# - 族化合物 HBT 建模 \*

刘 军 孙玲玲

(杭州电子科技大学微电子 CAD 研究所, 杭州 310018)

**摘要:** - 族化合物 HBT 微波特性的精确建模对该类器件的微波功率应用极为重要. 本文开发了一个可精确用于表征 - 族化合物 HBT 直流、大、小信号特性的新模型, 并可用于对 HBT 器件极为重要的自热效应的仿真. 模型开发过程中对 UCSD HBT 模型和 VBIC BJT 模型进行了借鉴, 但新模型不同于以上两个模型. 模型通过对比直流、S 参数和功率测量结果进行验证.

**关键词:** - 族; 微波 HBT; 大、小信号; 建模

EEACC: 1220; 1350

中图分类号: TN386 文献标识码: A 文章编号: 0253-4177(2005)11-2175-07

## 1 引言

- 族化合物 HBT IC 已在频率从 0.9 GHz 到 100 GHz 的微波功率和低功率无线通信中得到广泛应用, 而该类器件大、小信号等效电路模型迄今却未形成能为业界广泛认可的统一的模型拓扑和相应的参数提取方法<sup>[1]</sup>. 已有的可用于高级 BJT 器件仿真的如 VBIC<sup>[2]</sup>, HICUM<sup>[3]</sup>, MEXTRAM<sup>[4]</sup> 等模型多基于 Si 及 SiGe 工艺开发, 用于 - 族化合物 HBT 时模型缺乏针对性, 且多存在模型拓扑网络和器件实际物理结构及相关寄生效应无法严格对应、模型参数提取技术难以开发、模型参数值难以提取或参数值物理意义不明确等缺陷. 已开发用于 - 族 HBT 建模的如 Agilent HBT 模型电荷方程只是简单借用了 HICUM 电荷表征方式, 漂移电荷组分物理意义难以解释<sup>[5]</sup>.

基于以上问题, 本文在对业界已有可用于 InP, GaAs HBT 模型进行分析、比较, 对 VBIC BJT 和 UCSD HBT<sup>[6]</sup> 等模型进行了借鉴, 同时在充分考虑国内外最新研究成果基础上开发完成了一个新颖的、适用于 - 族化合物 HBT 大信号模型. 模型大、小信号特性验证结果表明, 模型可对 - 族化

合物如 InGaP/ GaAs HBT 器件特性进行精确表征, 并可同时用于高、低电流工作条件下.

## 2 模型拓扑和模型方程开发

模型拓扑结构如图 1 所示, 其中虚线框部分为本征部分. 在拓扑结构开发过程中, 忽略基底寄生效应(- 族化合物 HBT 基底寄生效应微弱), 在节点  $B_x$  和  $C_x$  之间引入  $Q_{bcx}$  和  $I_{bcx}$  表征外部 B, C 结饱和和电流效应; 以二极管  $I_{bcx}$  和电荷元件  $Q_{bcx}$  的并联结构表征外 B, E 结寄生效应, 并更好地与器件物理机制相适应; 在节点  $C_i$  和  $B_i$  间引入电流  $I_{bk}$  以表征雪崩击穿效应; 分别在节点 B, E, C 之间引入  $C_{pce}$ ,  $C_{pbe}$ ,  $C_{pbc}$  表征器件封装寄生电容效应. 值得注意的是, 模型每一组分表征的物理意义可能并不单一. 以下对模型拓扑结构各组分物理意义、各组分对应数学方程及改进点进行说明.

### 2.1 电流模型

本征集电结电流:

本征集电极电流模型方程对 VBIC 模型对该电流的表征方式作了借鉴, 并在此基础上引入了  $W_{bei}$  和  $W_{bei}$  因子区分本征和非本征部分电流组分, 同时

\* 国防科技重点实验室基金(批准号: 51491010105DZ0401), 浙江省重大国际合作(批准号: 2004C14004)资助项目

刘 军 男, 1977 年出生, 硕士, 主要研究方向为元器件建模及 RF/ MMIC 设计.

孙玲玲 女, 1956 年出生, 教授, IEEE 会员, 主要研究领域包括微波及深亚微米集成电路 CAD.

2005-04-04 收到, 2005-05-17 定稿

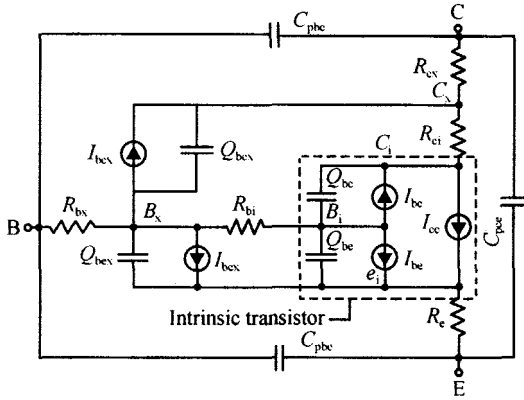


图 1 HBT 大信号模型拓扑

Fig. 1 HBT large-signal model topology

便于参数提取;引入反偏饱和电流  $I_{sr}$  组分以和正偏饱和电流  $I_s$  相区分;引入  $I_{sa}$  和  $I_{sb}$  组分,以期描述 HBT 异质结能带尖峰效应,并综合考虑器件 Early 及正、反偏 Knee 电流效应。

$$I_{cf} = I_s \frac{\exp(V_{be}/(N_f V_{tv})) - 1}{D} \quad (1)$$

$$I_{cr} = I_{sr} \frac{\exp(V_{be}/(N_r V_{tv})) - 1}{D} \quad (2)$$

式中

$$D = Q_b + \frac{I_s}{I_{sa}} \exp\left(\frac{V_{be}}{N_a V_{tv}}\right) + \frac{I_s}{I_{sb}} \exp\left(\frac{V_{be}}{N_b V_{tv}}\right) \quad (3)$$

$$Q_b = Q_1 + \frac{Q_2}{Q_b} \quad (4)$$

$$Q_1 = 1 / \left(1 - \frac{V_{be}}{V_{ef}} - \frac{V_{be}}{V_{er}}\right) \quad (5)$$

$$Q_2 = I_{sr} \frac{\exp(V_{be}/(N_r V_{tv})) - 1}{I_{kr}} + I_s \frac{\exp(V_{be}/(N_f V_{tv})) - 1}{I_{kf}} \quad (6)$$

这里  $V_{er}, V_{ef}$  为正、反偏 Early 电压;  $V_{tv}$  参照本文 2.3 节定义;  $I_{kr}, I_{kf}$  为正、反偏 Knee 电流;  $V_{be}, V_{bc}$  为本征区节点电压. 模型中其余量多起曲线拟合作用, 没有明确的物理意义. 集电极电流表达式为:

$$I_{cc} = I_{cf} - I_{cr} \quad (7)$$

本征基-射结电流:

含理想和非理想部分,引入基-射结电流比例因子  $W_{bei}$ ,并以该比例因子区分内、外基-射结饱和电流,这一方式的引入给外基-射结电流参数的提取提供了方便.

$$I_{be} = W_{bei} (I_{bei} (\exp\left(\frac{V_{bei}}{N_{ei} V_{tv}}\right) - 1) + I_{ben} (\exp\left(\frac{V_{bei}}{N_{en} V_{tv}}\right) - 1)) \quad (8)$$

式中  $I_{bei}$  为理想基-射结饱和电流;  $I_{ben}$  为非理想基-射结饱和电流;  $V_{bei}$  为本征区基-射结节点电压;  $N_{ei}, N_{en}$  为饱和电流理想度因子.

外基-射结电流:

$$I_{bex} = (1 - W_{bei}) (I_{bei} (\exp\left(\frac{V_{bex}}{N_{ei} V_{tv}}\right) - 1) + I_{ben} (\exp\left(\frac{V_{bex}}{N_{en} V_{tv}}\right) - 1)) \quad (9)$$

式中  $V_{bex}$  为外基-射结节点电压.

本征基-集结电流:

和本征基-射结电流表征方式相似,引入基-集结电流比例因子  $W_{bci}$ ,并以该比例因子区分内、外基-射结饱和电流.

$$I_{bc} = W_{bci} (I_{bci} (\exp\left(\frac{V_{bci}}{N_{ci} V_{tv}}\right) - 1) + I_{bcn} (\exp\left(\frac{V_{bci}}{N_{cn} V_{tv}}\right) - 1)) \quad (10)$$

式中  $I_{bci}$  为理想基-集结饱和电流;  $I_{bcn}$  为非理想基-集结饱和电流;  $V_{bci}$  为本征区基-集结节点电压;  $N_{ci}, N_{cn}$  为饱和电流理想度因子.

外基-集结间电流:

$$I_{bcx} = (1 - W_{bci}) (I_{bci} (\exp\left(\frac{V_{bcx}}{N_{ci} V_{tv}}\right) - 1) + I_{bcn} (\exp\left(\frac{V_{bcx}}{N_{cn} V_{tr}}\right) - 1)) \quad (11)$$

式中  $V_{bcx}$  为外基-集结节点电压.

## 2.2 电荷存储

方程对 UCSD HBT 模型电荷方程形式作了继承,结区电荷区分为耗尽和扩散电荷分别予以求解. 引入文献[5]的成果,对 Kirk 效应的表征作了加强,重构了和 Kirk 效应相关的电荷方程,以期解决 UCSD HBT 模型对 Kirk 效应表征过于简单、拟合能力差的问题. 为表征功率 HBT 基-集结间电容对偏置条件的依赖性,基于文献[7]对漂移电荷方程做了修正.

耗尽电荷方程模板

$$\text{MOD}(V_d, C_j, V_j, M_j, F_j, C_{\min}) \quad (12)$$

该模板方程用于计算结区耗尽电荷,UCSD HBT 模型耗尽电荷方程在结电压越过  $F_j V_j$  ( $F_j$  为近似因子,  $V_j$  为结电势)时,求解出的电容值趋于无

穷大,实际仿真中易引起仿真的不收敛. 本文借鉴 VBIC 表征方式,在节点电压越过临界值时令其为常量. 模板中: $V_d$  为结电压; $G_j$  为零偏条件下结电容; $V_j$  为零偏条件下的结电势; $M_j$  为结电容平滑因子; $F_j$  为结电容近似因子; $C_{min}$  为结区最小电容.

模板方程定义如下:

$$\text{令 } V_{min} = V_d [1 - (\frac{G_j}{C_{min}})^{1/M_j}]$$

若  $V_d < F_j V_j, V_d < V_{min}$

$$Q_d = C_{min} (V_d - V_j) + \frac{C_{min} V_j M_j}{M_j - 1} (\frac{G_j}{C_{min}})^{1/M_j} \quad (13)$$

若  $V_d < F_j V_j, V_d > V_{min}$

$$Q_d = \frac{-G_j V_j (1 - V_d/V_j)^{1-M_j}}{1 - M_j} \quad (14)$$

若  $V_d > F_j V_j, G_j > C_{min} (1 - F_j)^{M_j}$

$$Q_d = \frac{-G_j V_j (1 - F_j)^{1-M_j}}{1 - M_j} \quad (15)$$

若  $V_d > F_j V_j, G_j < C_{min} (1 - F_j)^{M_j}$

$$Q_d = C_{min} (V_d - V_j) + \frac{C_{min} V_j M_j}{M_j - 1} (\frac{G_j}{C_{min}})^{1/M_j} + \frac{1}{2(1 - F_j)^{M_j+1}} G_j V_j (\frac{V_d}{V_j} - F_j)^2 M_j \quad (16)$$

基-射结电荷组分  $Q_{bej}$ :

由耗尽电荷、扩散电荷及 Kirk 电荷组分构成,和 UCSD HBT 模型不同,本文将 Kirk 效应独立进行了考虑,并引入  $F_{ke}$  因子以区分 Kirk 效应对基、集区电荷存储的不同影响. 此外,引入基-射结电容比例因子  $W_{bec}$  区分本征和外基-射结耗尽电荷组分,并和本征、外基-射结电流比例因子  $W_{bei}$  相区别.

$$Q_{bej} = W_{bec} Q_{bej} + (1 - F_{ex}) Q_{diff} + (1 - F_{ke}) Q_{krk} \quad (17)$$

式中  $F_{ex}$  为超相位因子,模型中以  $(1 - F_{ex})$  表征电流对  $Q_{diff}$  的影响,方程和 Fossum 开发用于 MAX-TREM 的附加相移方程相近.  $Q_{bej}$  为结耗尽电荷,表达式为:

$$Q_{bej} = \text{MOD}(V_{bei}, C_{je}, V_{je}, M_{je}, F_e, C_{emin}) \quad (18)$$

$Q_{diff}$  (和集电极电流相关) 为基-射结扩散电荷,并为基区电荷重要组成部分.

基-射结扩散电荷  $Q_{diff}$  和 Kirk 电荷:

本文采用的基-射结扩散电荷求解方程和 UCSD HBT 模型基本一致,方程的具体推导过程请参考文献[6]. 不同的是本文基于文献[7]对  $I_{crit}$  表达式作了修正,以加强模型对功率特性的表征能力.

$$I_{crit} = I_{crit0} \frac{q_c}{f_{tt}} (1 + \frac{V_{bei}}{V_{crit0}}) \quad (19)$$

式中  $V_{crit0}$  为对应于临界电流  $I_{crit0}$  的临界电压,为新引入参量,值为 0 时该方程处理为和 UCSD HBT 临界电流方程相同.

本文采用的 Kirk 电荷求解方程引用了文献[5]的成果,具体推导过程这里不再展开.

本征基-集间电荷  $Q_{bcj}$ :

由耗尽电荷、扩散电荷及 Kirk 电荷组分构成,本文引入基-射结电容比例因子  $W_{bec}$  区分本征和外基-射结耗尽电荷组分,并和本征、外基-射结电流比例因子  $W_{bei}$  相区别:

$$Q_{bcj} = W_{bec} Q_{bcj} + F_{ex} Q_{diff} + F_{ke} Q_{krk} + t_{ri} I_{cr} \quad (20)$$

式中  $t_{ri}$  为本征集电区渡越时间.

外基-射结电荷  $Q_{bex}$ :

$$Q_{bex} = (1 - W_{bec}) \text{MOD}(V_{bex}, C_{je}, V_{je}, M_{je}, F_e, C_{emin}) \quad (21)$$

外基-集结电荷  $Q_{bcx}$ :

$$Q_{bcx} = (1 - W_{bec}) \text{MOD}(V_{bex}, C_{jc}, V_{jc}, M_{jc}, F_c, C_{emin}) + t_{rx} I_{bex} \quad (22)$$

式中  $t_{rx}$  为外集电区渡越时间.

### 2.3 自热效应模型及热子电路

和传统表征方式相似,本文以一热子电路(图 2)表征器件自热效应. 图中节点  $T_h$  为外部节点,  $T$  为内部节点,  $R_{th}$  为功率电阻,  $I_{th}$  为功率流,  $C_{th}$  为热电容,该子电路结构物理上典型对应于一散热器. 为加快收敛速度,引入最高期望温度  $T_{max}$  (非物理意义参数),以表明温度不可超出  $T_h + T_{max}$ .

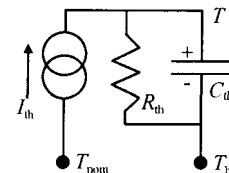


图 2 热子电路

Fig. 2 Thermal sub-circuit

模型中引入以下温度参量:

$T_{nom}$ : 参考温度,一般为室温;  $T_h$ : 器件散热器绝对温度;  $T_d$ : 器件结指当前温度,动态温度.

令  $V_{tv} = k T_d / q, V_{tnom} = k T_{nom} / q$ , 其中  $k$  为 Boltzmann 常数,各组分热效应方程定义为:

$N$  因子:

$$N(T) = N_0 + T_{ni}(T_d - T_{nom}) \quad (23)$$

其中  $N_0$  为  $T_d = T_{nom}$  时的值;  $T_{ni}$  为温度放缩系数, 不同的  $N$  因子对应不同的  $T_{ni}$  量.

饱和电流组分:

和相关文献报道不同, 本文采用下式对饱和电流组分进行温度放缩:

$$I(T) = I(T_{nom}) \exp(\arg) \quad (24)$$

$$\arg = -\frac{E_{ai}}{N(T)V_{tv}} + \frac{E_{ai}}{N(T)V_{tnom}} + \left(\frac{X_{ta}}{N(T)} - X_{tb}\right) \ln \frac{T_d}{T_{nom}} \quad (25)$$

其中  $X_{ta}$ ,  $X_{tb}$  为独立组分;  $E_{ai}$  为能量因子, 依电流组分不同而不同.

寄生电阻:

引入指数因子  $X_{rti}$  进行温度放缩:

$$R(T) = R(T_{nom}) (T_d/T_{nom})^{X_{rti}} \quad (26)$$

$X_{rti}$  依寄生电阻不同而不同.

热子电路参数:

$C_{th}$  和温度无关,

$$R_{th}(T) = R_{th}(T_{nom}) (T_d/T_{nom})^{X_{rt}} \quad (27)$$

$X_{rt}$  为热电阻温度放缩指数.

结电势和结电容:

引入放缩系数  $T_{ivj}$  进行计算:

$$V_j(T) = V_j(T_{nom}) - T_{ivj}(T_d - T_{nom}) \quad (28)$$

$$C_j(T) = C_j(T_{nom}) (V_j(T_{nom})/V_j(T))^{M_j} \quad (29)$$

$T_{ivj}$  依组分不同而不同.

时延:

$T_{fb}$  和  $T_{fc}$  通过参数  $f_{tt}$  和温度相关:

$$f_{tt}(T) = f_{tt}(T_{nom}) (T_d/T_{nom})^{X_{tif}} \quad (30)$$

$T_{fc}$  亦依赖于  $q_{cc}$ , 且随温度变化:

$$I_{tc}(T) = I_{tc}(T_{nom}) (T_d/T_{nom})^{X_{tite}} \quad (31)$$

$$I_{tc2}(T) = I_{tc2}(T_{nom}) (T_d/T_{nom})^{X_{tite2}} \quad (32)$$

式中  $X_{tite}$ ,  $X_{tite2}$  为温度放缩指数.

### 3 模型实现及大、小信号特性仿真验证

模型开发完成之后, 针对 Agilent ADS2003C 对模型 C 代码进行了开发, 并成功编译、链接到该软件中, 用户可在 ADS 模型库中方便地调用并执行线性、非线性、瞬态及噪声响应等仿真. 之后, 对某工艺线 InGaP/GaAs HBT 器件进行了测试和参数提取, 提取所得模型参数值如表 1 所示. 篇幅所限, 模

型参数提取过程拟在它处说明.

表 1 HBT 模型参数

Table 1 HBT model parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
$I_s/A$	$4.248 \times 10^{-24}$	$R_{cx}/$	2.618
$N_f$	1.044	$R_{ci}/$	0.1
$I_{sr}/A$	$1.257 \times 10^{-24}$	$R_{bx}/$	0.6735
$N_r$	1.011	$R_{bi}/$	3.75
$*I_{sa}/A$	$1.0 \times 10^{10}$	$R_e/$	0.4875
$*N_a$	2	$*A_{vc1}/V$	0
$*I_{sb}/A$	$1.0 \times 10^{10}$	$A_{vc2}/V$	17
$*N_b$	2	$N_{bk}$	0.8
$*I_{kf}/A$	1.0	$\tau_{b0}/s$	$2.45 \times 10^{-12}$
$*I_{kr}/A$	1.0	$\tau_{c0}/s$	$0.82 \times 10^{-12}$
$*V_{at}/V$	500	$*bexs/s$	0
$*V_{ar}/V$	1000	$*bcxs/s$	0
$I_{bei}/A$	$3.168 \times 10^{-25}$	$n/s$	$1.5 \times 10^{-9}$
$N_{ei}$	1.0943	$\tau_x/s$	$1.5 \times 10^{-9}$
$I_{ben}/A$	$3.232 \times 10^{-15}$	$I_{crit0}/A$	0.8326
$N_{en}$	2.686	$V_{crit0}/V$	0.054
$I_{bei}/A$	$3.5456 \times 10^{-23}$	$I_{tc}/A$	0.006
$N_{ci}$	1.29365	$I_{tc2}/A$	0.012
$I_{bcn}/A$	$3.1904 \times 10^{-14}$	$V_{tc}/V$	5
$N_{cn}$	1.60438	$F_{ex}$	0.7
$C_{je}/F$	$3.5624 \times 10^{-13}$	$F_{ke}$	0.9
$V_{je}/V$	1.11	$C_{th}/F$	0.128
$M_{je}$	0.04709	$R_{th}/(^\circ \cdot W^{-1})$	55.4625
$C_{emn}/F$	$1.0 \times 10^{-16}$	$I_{krk}/A$	0.32
$F_e$	0.9	$V_{krk}/V$	1.2
$C_{jc}/F$	$2.955 \times 10^{-13}$	$krk/s$	$1 \times 10^{-12}$
$V_{jc}/V$	1.41	$V_{kmx}/V$	3
$M_{jc}$	0.72276	$V_{ktr}/V$	1.2
$C_{emn}/F$	$1.0 \times 10^{-16}$	$E_{krk}$	4
$C_{pbe}/F$	$3.2 \times 10^{-14}$	$F_c$	0.9
$C_{pbc}/F$	$1.449 \times 10^{-14}$	$X_{ta}$	0
$C_{pcc}/F$	$2.24 \times 10^{-14}$	$X_{tb}$	25
$W_{bei}$	1.0	$T_{ne}$	-0.003
$W_{bcc}$	1.0	$T_{nc}$	-0.003
$W_{bci}$	0.25	$T_{nom}/$	27
$W_{bcc}$	0.21	$*T_{max}/$	1000
$E_{as}/eV$	1.68	$E_{ac}/eV$	1.68
$E_{ac}/eV$	1.68	$E_{ar}/eV$	1.68

注:表中以 \* 标注参数值为默认值, 未作精确提取.

图 3 给出了一 4 发射结指、每结指尺寸为  $2\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$  InGaP/GaAs HBT 室温下  $I-V$  特性测量和仿真数据对比, 图 4 给出了基极电流为  $60 \sim 160\mu\text{A}$ , 步进值为  $50\mu\text{A}$ , 集电极电压为  $3.5\text{V}$  偏置条件下采用 Agilent E8363B 矢量网络分析仪及实验室在片测试系统  $50\text{MHz} \sim 30\text{GHz}$  频率范围内测量和模型仿真所得  $S$  参数对比. 图 5 和图 6 分别为端口负载为  $50\Omega$  时,  $2\text{GHz}$  频率下, 集电极电压为  $1\text{V}$ , 较低基极

电流 ( $I_b = 50\mu A$ ) 条件下, 测量和仿真所得基频、2

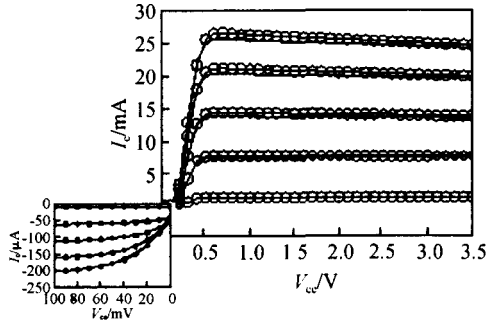


图 3  $I-V$  特性测量和仿真结果对比

Fig. 3 Comparison of measured and simulated  $I-V$  characteristics (circle = measurement value, solid lines = simulation value)  $I_b$ : 10 ~ 200 $\mu A$ , Step: 50 $\mu A$ ,  $V_{ce}$ : 0 ~ 3.5V

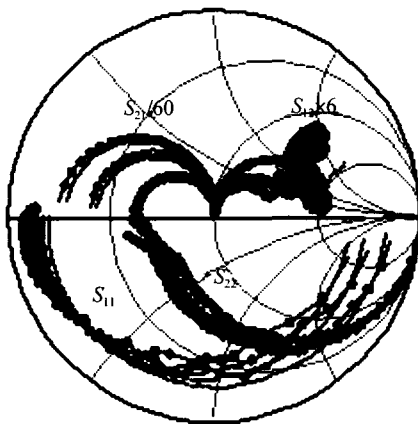


图 4  $s$  参数特性测量和仿真结果对比

Fig. 4 Comparison of measured and simulated  $S$ -parameters characteristics (circle = measurement value, solid lines = simulation values)  $f$ : 50MHz ~ 30GHz,  $I_b$ : 60 ~ 160 $\mu A$ , Step: 50 $\mu A$ ,  $V_{ce}$ : 3.5V

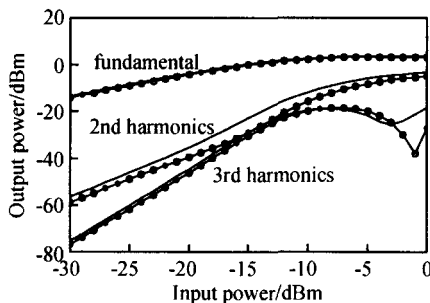


图 5 基频、2 阶、3 阶谐波测量和仿真

Fig. 5 Fundamental, 2nd and 3rd harmonics versus input power (circle = measurement value, solid lines = simulation value)  $f = 2\text{GHz}$ ,  $V_{ce} = 1\text{V}$ ,  $I_b = 50\mu A$

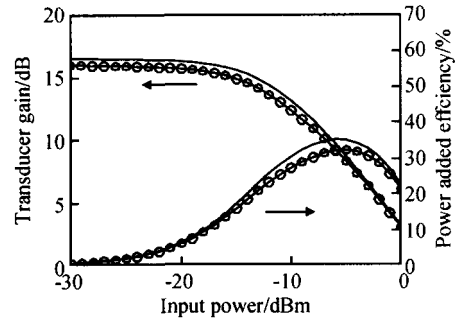


图 6 转移功率增益、功率增加效率测量和仿真

Fig. 6 Transducer gain and PAE for conditions (circle = measurement value, solid lines = simulation value)  $f = 2\text{GHz}$ ,  $V_{ce} = 1\text{V}$ ,  $I_b = 50\mu A$

阶、3 阶谐波特性及转移功率特性、PAE 特性仿真和测量结果对比. 图 7 和图 8 则对模型在较高工作电流 ( $I_b = 300\mu A$ ,  $V_{ce} = 3\text{V}$ ) 下拟合能力进行了对比验证.

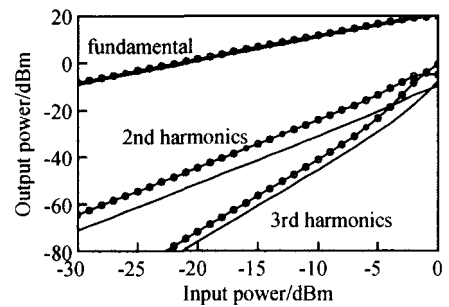


图 7 基频、2 阶、3 阶谐波测量和仿真

Fig. 7 Fundamental, 2nd and 3rd harmonics vs. input power (circle = measurement value, solid lines = simulation value)  $f = 2\text{GHz}$ ,  $V_{ce} = 3\text{V}$ ,  $I_b = 300\mu A$

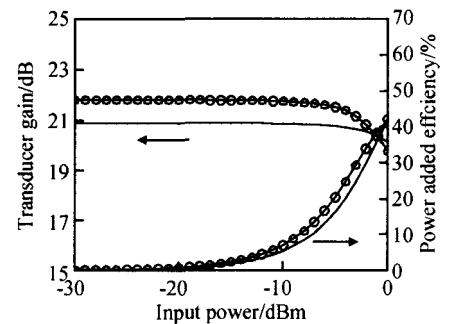


图 8 转移功率增益、功率增加效率测量和仿真

Fig. 8 Transducer gain and PAE for conditions (circle = measurement value, solid lines = simulation value)  $f = 2\text{GHz}$ ,  $V_{ce} = 3\text{V}$ ,  $I_b = 300\mu A$

DC  $I-V$  特性、多偏置条件多频率点  $s$  参数测量和仿真对比结果表明, 模型可对该器件小信号特性

进行精确的表征,且精度可达毫米波段. 2 GHz 频率下基频、谐波、转移功率特性及 PAE 测量和仿真对比结果表明,模型可同时对器件高、低电流工作下大信号特性进行精确表征. 高电流工作条件下,器件自热效应相对严重,而本文提供自热效应模型参数系借助最优技术获取(条件所限,实验室目前无法完成热效应模型参数测试和精确提取),模型仿真时仅考虑了自热效应对部分电流组分的影响,由此造成了图 7、图 8 中模型仿真和测量数据间的误差,但模型整体拟合能力依然很强. 图 9 则对谐波特性测试系统架构和主要仪器设备型号进行了说明.

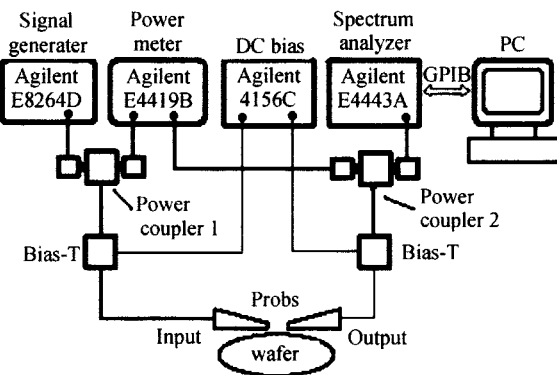


图 9 谐波特性测试系统设置

Fig. 9 Harmonic characteristics measurement equipment setup

考虑到模型用于实际电路设计时,通常对仿真速度有要求,表 2 给出了执行以上谐波仿真耗用的时间. 仿真所用微机配置为: CPU P4 2.8G/内存 512M,仿真器为 ADS2003C. 从仿真所需时间看,模型收敛性良好,仿真速度完全可满足实际设计要求.

表 2 ADS 中谐波平衡仿真设置和仿真时间

Table 2 HB simulation set and simulation time for ADS

Bias condition	Solver selection	Convergence mode	Simulation time
$I_b = 50\mu\text{A}$ , $V_{ce} = 1\text{V}$	Krylov Status level :4	Basic (Fast)	1.27s
$I_b = 300\mu\text{A}$ , $V_{ce} = 3\text{V}$	Krylov Status level :4	Basic (Fast)	1.35s

## 4 结论

本文给出了一个可用于 III-V 族化合物 HBT 大、小信号建模的新模型. 模型 DC  $I-V$  特性、多偏置条件多频率点  $S$  参数、基频、谐波、转移功率及 PAE 等特性仿真和测量对比结果表明,模型可对实际器件大、小信号特性进行精确表征,可供实用.

## 参考文献

- [1] Sun Lingling, Liu Jun. Review of microwave HBT modeling technique research. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(2): 336 (in Chinese) [孙玲玲, 刘军. 微波 HBT 建模技术研究综述. 电子学报, 2005, 33(2): 336]
- [2] McAndrew C C, Bettinger T, Lemaitre L. VBIC95: An improved vertical, IC bipolar transistor model. Proceedings of the BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 1995: 170
- [3] Stubing H, Rein H M. A compact physical large-signal model for high-speed bipolar transistors at high current densities-part 1: one-dimensional model. IEEE Trans Electron Devices, 1987, 34: 1741
- [4] Paasschens J C J, Kloosterman W J. The mextram bipolar transistor model level 504. National Laboratory Unclassified Report NL-UR 2000/811, 2001: 1
- [5] Iwamoto M, Root D E, Scott J B, et al. Large-signal HBT model with improved collector transit time formulation for GaAs and InP technologies. IEEE MTT-S Digest, 2003: 635
- [6] <http://www.hbt.ucsd.edu>. HBT Model Equations. 2000: rev 9.001a:1
- [7] Samelis A. Modeling the bias of the dependence of the base-collector capacitance of power heterojunction bipolar transistors. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1999, 47(5): 642

## - Compound HBT Modeling \*

Liu Jun and Sun Lingling

(*Microelectronic CAD Center, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China*)

**Abstract :** Accurate modeling of the microwave characteristics of - compound heterojunction bipolar transistors(HBT 's) is extremely useful for microwave power applications of the device. A new large-signal for - HBT devices ,which is valid for DC ,small- and large-signal AC operation ,is developed. The model may be used for self-heating effects which are very important for HBT 's. Through the use of several novel features ,the proposed approach is differentiated from the UCSD HBT or VBIC BJT representations. Simulation results are verified with comparisons to DC , $S$ -parameters ,and large-signal measurements.

**Key words :** - ; microwave HBTs; large- and small-signal ; modeling

**EEACC:** 1220 ; 1350

**Article ID :** 0253-4177(2005)11-2175-07

---

\* Project supported by the National Defence Key Laboratory Foundation (No. 51491010105DZ0401) and Key Cooperation Plan of Zhejiang Province (No. 2004C14004)

Liu Jun male ,was born in 1977 ,master. He is majoring in device modeling and RF/ MMIC design.

Sun Lingling female ,was born in 1956 ,professor ,member of IEEE. Her research interest focuses on microwave and deep sub-micron IC CAD.

Received 4 April 2005 ,revised manuscript received 17 May 2005

©2005 Chinese Institute of Electronics