

- 族化合物 HBT 模型参数提取 *

刘 军[†] 孙玲玲

(杭州电子科技大学微电子 CAD 所, 杭州 310018)

摘要: 对 - 族化合物 HBT 模型本征集电极和发射极电流方程进行了改进, 加强了模型的拟合能力. 给出了 HBT 在零偏和冷偏下的等效电路模型, 为精确提取基-射、基-集结本征和外围结电容, 开发出一种新的、从零偏条件下测量所得 S 参数中直接提取本征、外部结电容的方法, 该方法同时允许本征集电极电阻 (R_{ci}) 的解析提取. 运用该方法精确提取了一发射结面积为 $180\mu\text{m}^2$ 的 GaAs HBT 器件参数, 验证结果表明, 算法精度可达 40GHz.

关键词: - 族; HBT 模型; 冷偏; 本征和外部结电容; 本征集电极电阻; 解析提取

EEACC: 1220; 1350

中图分类号: TN386

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2006)05-0874-07

1 引言

针对确定的器件及工艺, 在可用于该工艺下器件物理、电特性模拟的等效电路级模型拓扑结构及模型方程开发完成之后, 模型参数的精确提取, 即模型的精度成为该模型最终能否提供给设计方用于相关电路设计的关键. 模型参数提取的难度和复杂度则随着器件应用频率的升高而不断提高. 这一问题在 - 族化合物 HBT 建模工作中显得尤为突出^[1].

在过去的 15 年中, 有关 - 族化合物 HBT 器件等效电路模型建模和参数提取的文章已逾 500 篇, 研究内容涉及: (1) 大信号模型开发: 对传统 E-M, G-P 模型进行改进, 对 HBT 器件如高电流效应、异质结势垒阻挡效应、双异质结器件缓变结 Early 效应、基-集结间的附加 Kirk 效应等不同于传统 BJT 器件的物理效应进行表征, 发展尽可能正确表征相关工艺 HBT 特性的新模型, 或者直接开发新模型 (如 Agilent HBT^[2]); (2) 小信号建模及模型参数提取: 针对确定的模型拓扑, 从多频率点多偏置条件下实测网络参数中以数值最优化、解析提取、解析和最优化技术相结合等手段提取模型参数; (3) 结电容偏置依赖性、少子载流子渡越时间建模及其改进; (4) 噪声特性建模及其参数提取; (5) 已有的基于 Si 基开发的 BJT 模型在 - 族化合物 HBT 器件建模中的应用等.

在尝试将以上技术用于 - 族化合物 HBT 建

模及模型参数提取技术开发时, 笔者发现: (1) 基于传统 G-P 开发的本征集电极电流模型方程未能对低水平工作条件下正、反向非理想饱和电流进行描述 (见图 1, 2 虚线框标识部分), 这在一定程度上影响了模型对实际器件的表征能力, 着重表现在对器件正、反向 曲线的拟合上; (2) 用于小信号模型拓扑结构多为 T 型, 由于模型参数是从正偏条件下测试所得网络参数中提取, 从提取结果中通常无法区分结区静态和动态电阻, 无法区分结区耗尽电荷及漂移电荷组分, 无法区分不同工作水平下实际器件的不同物理效应; 模型参数提取流程基于大量的近似, 且通常仅针对一个或几个偏置点开展, 模型和模型参数提取算法实用性低; (3) 对结电容分布效应考虑不足, 这通常表现在考虑外 B-C 结电容, 但不考虑或者在参数提取流程中忽略 B-E 结外部结电容的影响; (4) 开发解析提取技术时, 为便于推导参数提取算法, 认为本征集电极电阻 (R_{ci}) 很小而予以忽略^[3] 或并入 R_{cx} 中一并考虑, 而事实上, R_{ci} 虽小, 简单的忽略却也足以造成参数提取算法、尤其是解析提取算法的不精确或者错误.

基于此, 本文对文献[4]中提出的 HBT 模型集电极、发射极电流进行了改进, 增强了模型对器件低水平条件下电流特性的表征能力, 并给出了模型参数提取方法. 开发了一种新的运用零偏和冷偏下测试所得 S 参数解析提取器件分布电容及本征集电极电阻 R_{ci} 、本征基极电阻 R_{bi} 的方法, 并应用于 - 5 发射结指、每个发射结指尺寸为 $2\mu\text{m} \times 18\mu\text{m}$ 的 GaAs 基 HBT 模型参数提取中.

* 浙江省重大科技计划 (批准号: 2004C21044) 和浙江省重大国际合作 (批准号: 2004C14004) 资助项目

[†] 通信作者. Email: ljun77@163.com

2005-07-26 收到, 2005-10-12 定稿

2 电流模型改进及模型参数提取

集电极电流在原有模型基础上分别引入非理想正偏饱和电流 I_{sf2} 和非理想反偏饱和电流 I_{sr2} 组分及相应理想度因子,以增强模型对低水平条件下表征能力,改进后集电极正、反偏工作电流为:

$$I_{cf} = \frac{1}{D} [I_{sf} (\exp \frac{V_{be1}}{N_f V_{tv}} - 1) + I_{sf2} (\exp \frac{V_{be1}}{N_{f2} V_{tv}} - 1)] \quad (1)$$

$$I_{cr} = \frac{1}{D} [I_{sr} (\exp \frac{V_{be1}}{N_r V_{tv}} - 1) + I_{sr2} (\exp \frac{V_{be1}}{N_{r2} V_{tv}} - 1)] \quad (2)$$

引入 I_{ben2} 及相应理想度因子 N_{en2} 组分,增强模型对基-射结低水平工作条件下拟合能力,改进后的模型方程为:

$$I_{be} = W_{be1} [I_{bei} (\exp (\frac{V_{be1}}{N_{ei} V_{tv}}) - 1) + I_{ben} (\exp (\frac{V_{be1}}{N_{en} V_{tv}}) - 1) + I_{ben2} (\exp (\frac{V_{be1}}{N_{en2} V_{tv}}) - 1)] \quad (3)$$

以上方程中其余量的物理及数学意义笔者在文献[4]中已有叙述,在此不作说明。

由于模型方程形式和传统 G-P 或是 VBIC BJT 模型并没有太大的区别,因此依然可借鉴上述两个模型电流和模型参数提取方法,从正、反向 Gummel 曲线中提取改进后的电流模型参数.图 1,2 分别给出对该 HBT 器件执行正、反向 Gummel 测试曲线,其中正向测试条件为: $V_b = 0V, V_c = 0V, V_e = -1.6 \sim -0.4V$;反向测试条件为: $V_b = 0V, V_e = 0V, V_c = -1.5 \sim -0.1V$,并对相关参数的提取区域作了标示.改进后模型各电流组分分别从虚线和 y 轴截距中提取(注意此时 y 轴为对数数量),电流理想度因子 N_j 从虚线斜率中提取,并和虚线斜率 Slop、温度相关电压 V_{tv} (本文取室温下 26mV)满足以下关系:

$$Slop = \frac{1}{2.236 N_j V_{tv}} \quad (4)$$

图 1,2 同时给出了 I_{kf} 和 I_{kr} 的提取方式.值得注意的是,高水平工作条件下 GaAs HBT 器件自热等寄生效应影响加重,室温下提取所得 I_{kf} 和 I_{kr} 组分通常含多种寄生效应的影响,在后续最优化流程中必须作较大调整.此外,受自热效应影响,室温下从测试所得器件 $I-V$ 特性中提取模型正、反向 Early 电压 V_{ef}, V_{er} 通常无法正确提取,文中将其设为 0,仿真时不考虑其影响。

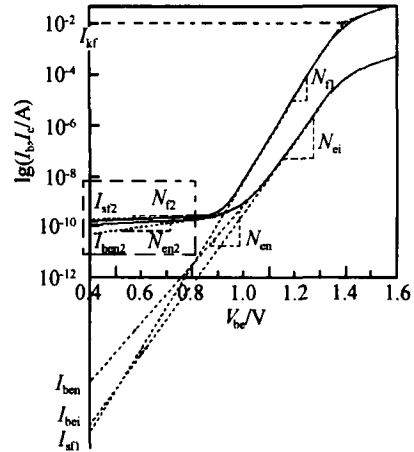


图 1 从正向 Gummel 曲线中提取电流模型参数
Fig. 1 Extract current model parameters from forward Gummel plot

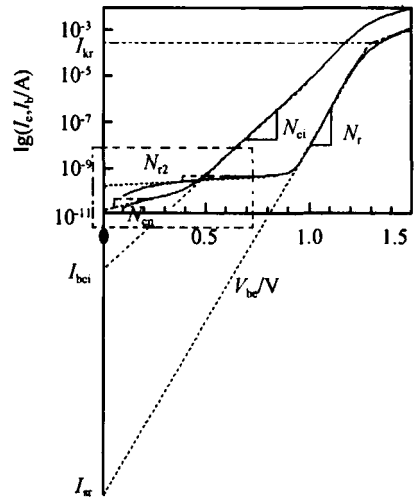


图 2 从反向 Gummel 曲线中提取电流模型参数
Fig. 2 Extract current model parameters from reverse Gummel plot

3 解析提取结电容和本征区体电阻 R_{ei}, R_{bi}

在“零偏”($V_b = 0; V_c = 0; V_e = 0$)和“冷偏”(V_{be} 和 V_{ce} 均小于结导通电压),晶体管处于关态(Cut-off),此时晶体管结电流趋于零,结区动态电阻 ($R_{dynamic} = \frac{nKT}{qI_j}$) 可视为趋于无穷大而近乎开路,可将晶体管等效为如图 3 所示无源网络.结合传统技术^[5]提取寄生电容、电感以及外体区电阻之后,可直接运用已提取量对冷偏下测试所得晶体管网络参数进行“去嵌”,获取本征结构(见图 3 虚线框部分)网络参数,由此给采用解析算法提取本征结构参数带来可能,图 3 为本征结构参数提取算法描述。

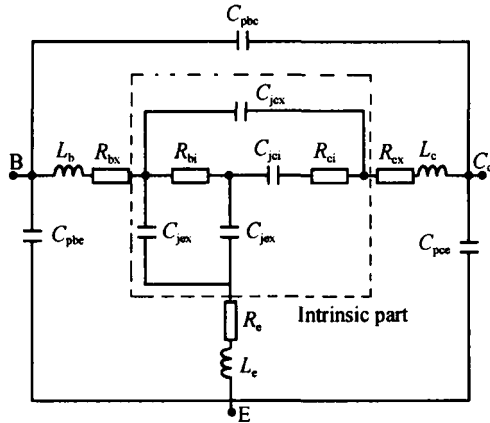


图 3 HBT 器件冷偏下等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of cold biased HBT device

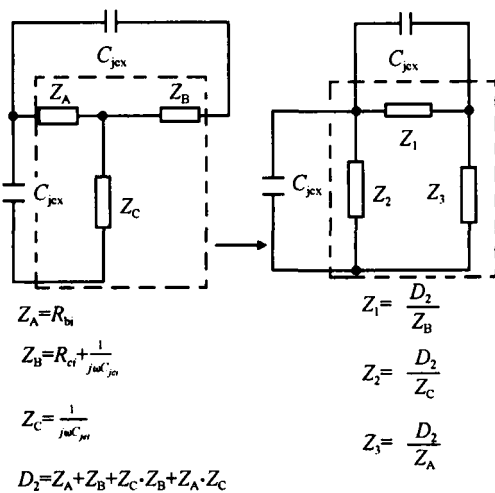


图 4 使用 T- 转换关系压缩本征部分等效电路

Fig. 4 Compact intrinsic part of equivalent circuit using T- transformations

采用 T- 电路结构转换关系,将图 3 所示本征部分电路结构压缩为图 4 右侧所示电路结构,并推导其 Y 参数表达式:

$$Y_{11} = j C_{jex} + j C_{jex} + 1/Z_1 + 1/Z_2 \quad (5)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = - j C_{jex} - 1/Z_2 \quad (6)$$

$$Y_{22} = j C_{jex} + 1/Z_3 + 1/Z_2 \quad (7)$$

由(5)和(6)式可得,本征结构参数可由以下推导结果逐一提取:

$$\text{Re}\left(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}\right) = R_{ci} - \frac{1}{K_1} \quad (8)$$

$$\text{Im}\left(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}\right) = - \frac{K_2}{K_1} \quad (9)$$

式中:

$$K_1 = R_{bi} C_{jei} C_{jex}$$

$$K_2 = R_{bi} C_{jei} + (R_{bi} + R_{ci}) C_{jex}$$

由(8)式,作 $\text{Re}(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}})$ 对 $\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}$ 关系曲线,由直线斜率可提取 R_{ci} ,由截距可确定 K_1 的值.由

(9)式,作 $\text{Im}(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}})$ 对 $\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}$ 关系曲线,进而可确定 K_2 的值.

$$\text{Re}\left(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}\right) = C_{jei} \left[K_2 + \frac{1}{K_2} \left(\frac{K_1 R_{ci} - 1}{K_1} \right)^2 \right]^{-1} \quad (10)$$

$$\text{Im}\left(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}\right) = C_{jex} - \frac{C_{jei} (K_1 R_{ci} - 1)}{(K_2)^2 + (K_1 R_{ci} - 1)^2} \quad (11)$$

由(10),(11)式,可获取 C_{jei} 和 C_{jex} 的值.

对 K_1 和 K_2 表达式重新进行处理:

$$R_{bi} = \frac{K_2 - \frac{K_1}{C_{jei}}}{C_{jei}} - R_{ci} \quad (12)$$

$$C_{jei} = \frac{R_{bi} C_{jex}}{K_1} \quad (13)$$

由(12)式可获取 R_{bi} 和 C_{jei} 的值.

$$\frac{\text{Im}(Y_{12} + Y_{11})}{|C_{jei} + K_4 \text{Re}(K_3)|} = C_{jex} + \frac{|C_{jei} + K_4 \text{Re}(K_3)|}{[1 + R_{bi} \text{Re}(K_3)]^2 + [R_{bi} \text{Im}(K_3) + K_4]^2} \quad (14)$$

式中 $K_3 = \frac{1}{Z_B}$; $K_4 = \frac{K_1}{C_{jei}} = R_{bi} C_{jei}$.

由于之前已经完成了 R_{ci} , K_1 , K_2 , C_{jei} , R_{bi} 和 C_{jex} 的提取,由(14)式可直接获取 C_{jex} 的值.至此,总的结电容 C_{je} 和 C_{jc} 可由以下关系式确定: $C_{je} = C_{jei} + C_{jex}$, $C_{jc} = C_{jei} + C_{jex}$,并进而可确定结电容内、外组划分因子: $W_{bec} = C_{jei}/C_{je}$, $W_{bcc} = C_{jex}/C_{je}$.

重复以上步骤,提取零偏和不同冷偏电压下 C_{jc} 和 C_{je} 的值,获取结电容 $C_{je}(V_{bc})$ 和 $C_{je}(V_{be})$ 对偏置电压的依赖性,采用一个简单的最优化流程即可获取结电势 V_j ,以及结电容平滑因子 M_j ,拟和因子 F_e 和 F_c 的值.

图 5 和图 6 给出了零偏下,去除测试结构寄生电容、引线寄生电感及晶体管外体区寄生电阻影响后的 Y 参数关系式: $\text{Re}(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}})$ 与 $\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}$, $\text{Im}(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}})$ 与 $\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}$ 关系曲线,两者都近乎为直线,这也进一步验证了本文假设和公式推导的正确性.图 7 给出了该晶体管在 $V_{bc} = 0$, $V_{be} = -3 \sim -0.4$ V 下,提取所得 C_{je} , C_{jei} 和 C_{jex} 与 V_{be} 关系曲线;图 8 则给出了 $V_{be} = 0$, $V_{bc} = -3 \sim -0.4$ V 下,提取所得 C_{jc} , C_{jci} 和 C_{jcx} 与 V_{bc} 关系曲线.本征基区、集电区电阻 R_{bi} , R_{ci} 在零偏条件下测试所得晶体管 S 中提取,分别为 2.7 和 2.1 Ω .

4 弱雪崩、渡越时间等参数提取及器件自热热效应的考虑

模型引用的弱雪崩电流模型和 VBIC BJT 模型

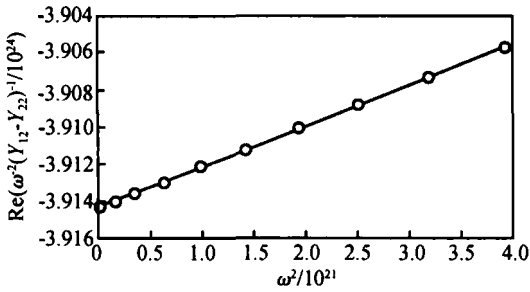


图 5 零偏下 $\text{Re}(\omega^2(Y_{12} + Y_{22})^{-1})$ 与 ω^2 关系曲线
Fig. 5 $\text{Re}(\omega^2(Y_{12} + Y_{22})^{-1})$ versus ω^2 at zero bias

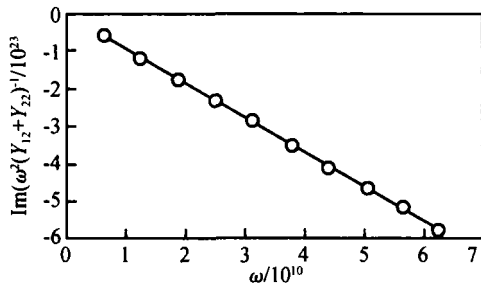


图 6 零偏下 $\text{Im}(\omega^2(Y_{12} + Y_{22})^{-1})$ 与 ω 关系曲线
Fig. 6 $\text{Im}(\omega^2(Y_{12} + Y_{22})^{-1})$ versus ω at zero bias

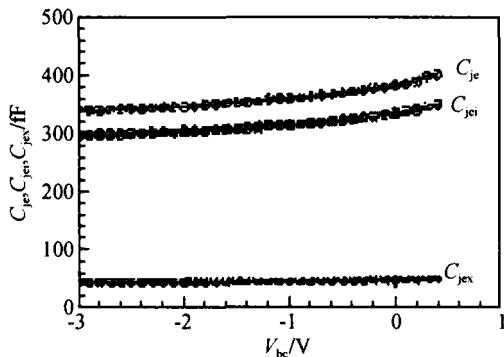


图 7 C_{je}, C_{jei}, C_{jex} 与 V_{be} 关系曲线
Fig. 7 C_{je}, C_{jei}, C_{jex} versus V_{be} V_{be} from - 3 to 0. 4V, step: 0. 1V

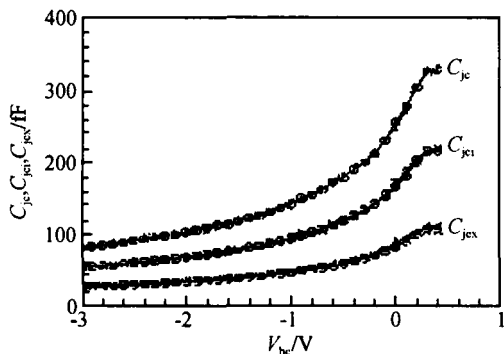


图 8 C_{je}, C_{jei}, C_{jex} 和 V_{be} 关系曲线
Fig. 8 C_{je}, C_{jei}, C_{jex} versus V_{be} V_{be} from - 3 to 0. 4V, step: 0. 1V

一致,相关参数提取借鉴 VBIC 模型提取方法予以提取.与 Si 基 BJT 器件不同的是,受热效应的影响, GaAs HBT 器件弱雪崩电流随集电极电压的升高有一个明显的上升过程,而后下降,因此将相关参数结合热效应参数一同优化.图 9 给出了该晶体管测量和仿真所得弱雪崩电流的对比,两者达到了很好的吻合.

本文用于少数载流子渡越时间以及 Kirk 效应模型参数提取算法主要借鉴文献[6,7],篇幅所限,这里不再展开.受条件所限,实验室目前无法完成热效应测试及模型参数精确提取,相关参数系结合热效应对器件 $I-V$ 、弱雪崩电流的影响,借助最优技术获取.

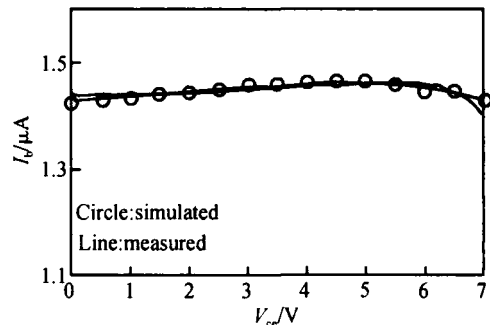


图 9 弱雪崩电流测量和仿真结果对比 $V_e = -1.2V; V_b = 0V; V_c = 0 \sim 7V, \text{Step} = 1V$
Fig. 9 Comparison of measured and simulated average avalanche current $V_e = -1.2V; V_b = 0V; V_c = 0 \sim 7V, \text{Step} = 1V$

5 全模型参数仿真实证

依以上各步提取所得模型参数已有较好表征能力,仅需对部分参数进行微调和最优化即可获得理想的精度.最终提取完成模型参数列于表 1 和表 2 中,各参数物理及数学意义的说明,读者可参考文献[4].

图 10(a) 和 (b) 分别给出了本文第二节正、反向偏置条件下测量和采用 VBIC 模型、本文改进模型仿真所得器件正、反向电流增益的对比曲线.从对比结果来看,改进后电流模型对器件低水平工作下表征能力明显好于 VBIC 模型.图 11 给出了 $I_b = 10 \sim 210\mu A, \text{Step} = 100\mu A; V_{ce} = 0 \sim 3.5V, \text{Step} = 0.05V$ 条件下,测量和仿真所得器件 $I-V$ 特性对

表 1 测试结构寄生电容和电感

Table 1 Parasitic capacitance and inductance of test structure

Parameter	Value	Parameter	Value
L_b/H	9.6×10^{-11}	C_{pce}/F	3.1×10^{-14}
L_c/H	5.9×10^{-11}	C_{pbe}/F	2.9×10^{-14}
L_e/H	2.3×10^{-11}	C_{pbc}/F	0.2×10^{-14}

表 2 HBT 模型参数

Table 2 HBT model parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
I_s/A	7.4062×10^{-25}	$R_{ex}/$	2.5
N_f	1.007	$R_{ci}/$	2.2
I_{sr}/A	1.072×10^{-24}	$R_{bx}/$	0.6
N_r	1.083	$R_{bi}/$	2.71
I_{sf2}/A	1.256×10^{-10}	$R_e/$	0.4
N_{r2}	30.4	A_{vc1}	0.08
I_{ben2}/A	3.3×10^{-11}	A_{vc2}/V	21.5
N_{en2}	16.2	N_{bk}	0.474
I_{sr2}/A	1.303×10^{-10}	τ_{b0}/s	1.69×10^{-12}
N_{r2}	21.9	τ_{c0}/s	0.51×10^{-12}
I_{kf}/A	0.26	E_{as}/eV	1.43
I_{kr}/A	1	E_{ac}/eV	1.43
I_{bei}/A	3.566×10^{-24}	τ_i/s	1.12×10^{-9}
N_{ei}	1.152	τ_x/s	1.12×10^{-9}
I_{ben}/A	1.101×10^{-20}	I_{crit0}/A	0
N_{en}	2.1415	V_{crit0}/V	0
I_{bci}/A	3.543×10^{-14}	I_{tc}/A	0.029
N_{ci}	1.9333	I_{tc2}/A	0.27
I_{bcn}/A	1.27×10^{-11}	V_{tc}/V	4.93
N_{cn}	7.95	F_{ex}	0.366
C_{je}/F	3.98×10^{-13}	F_{ke}	0.545
V_{je}/V	0.9	C_{th}/F	1×10^{-10}
M_{je}	0.083	$R_{th}(\text{? } W)$	30
C_{emin}/F	1.0×10^{-26}	I_{krk}/A	0.1277
F_e	0.78	V_{krk}/V	1.300
C_{jc}/F	2.49×10^{-13}	τ_{krk}/s	0.6×10^{-12}
V_{jc}/V	0.89	V_{kmx}/V	1.656
M_{jc}	0.85	V_{ktr}/V	1.31
C_{emin}/F	1.0×10^{-16}	E_{krk}	4.07
V_{af}/V	0	F_c	0.3
V_{ar}/V	0	E_{ac}/eV	1.43
X_{ti}	3	X_{tb}	8.4
W_{bei}	1.0	T_{ne}	-0.0045
W_{bec}	0.87	T_{nc}	0
W_{bci}	0.6938	E_{ar}/eV	1.43
W_{bcc}	0.67	$T_{nom}/$	27

比. 从对比结果来看,改进后的电流模型可对 HBT 器件 I-V 特性进行精确的表征. 图 12 给出了 50MHz ~ 40GHz 频率范围内,典型冷偏条件下 ($V_b = 0.6V, I_b = 0.745\mu A, V_{ce} = 1.5V$) 测量和仿真所得 S 参数对比,从对比结果来看, S 参数在整个频率范围内都达到了很好的吻合,同时也说明本文提出冷偏下 HBT 器件等效电路结构及参数提取算法的正确性. 图 13 则给出了 50MHz ~ 40GHz 频率范围内,较低水平工作条件下 ($V_b = 1.18V, I_b = 0.71\mu A, V_{ce} = 1.5V$) 测量和仿真所得 S 参数对比,从对比结果来看, S 参数吻合得很好.

本文参数提取过程中采用的主要仪器及软件

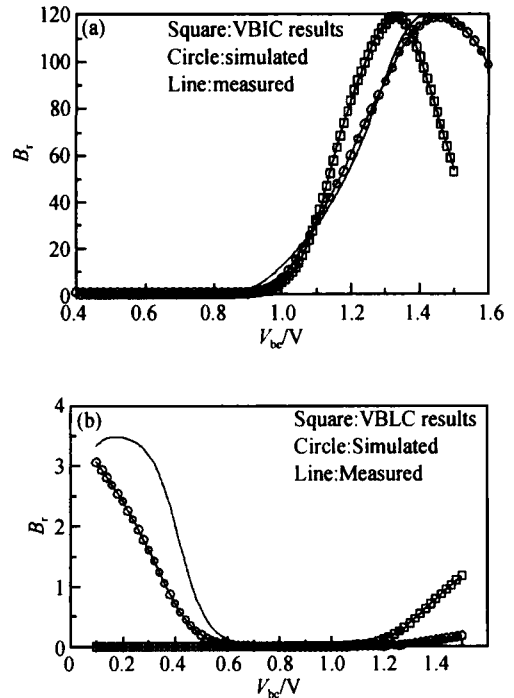


图 10 测量和仿真所得正、反向电流增益对比
Fig. 10 Comparison of measured and simulated forward and reverse current gain

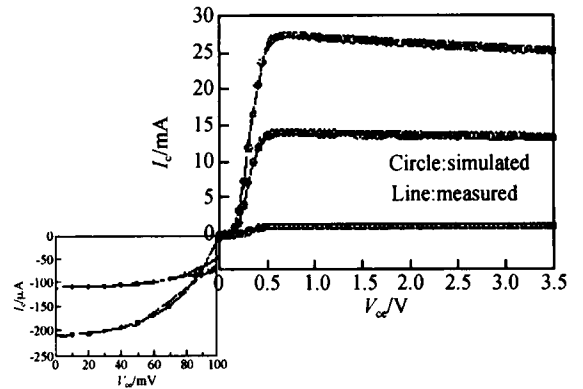


图 11 $I-V$ 特性测量和仿真结果对比 $I_b: 10 \sim 210\mu A$;
Step: $100\mu A$; $V_{ce}: 0 \sim 3.5V$; Step: $0.05V$
Fig. 11 Comparison of measured and simulated current-voltage characteristics $I_b: 10 \sim 210\mu A$;
Step: $100\mu A$; $V_{ce}: 0 \sim 3.5V$; Step: $0.05V$

为: Agilent E8363B (50MHz ~ 40GHz) 矢量网络分析仪; Agilent 4156C 直流偏置源; 参数提取软件为 Agilent IC-CAP2004A, 模型仿真在 ADS2004A 中完成.

6 结论

本文尝试对传统 G-P, VBIC BJT 本征集电极

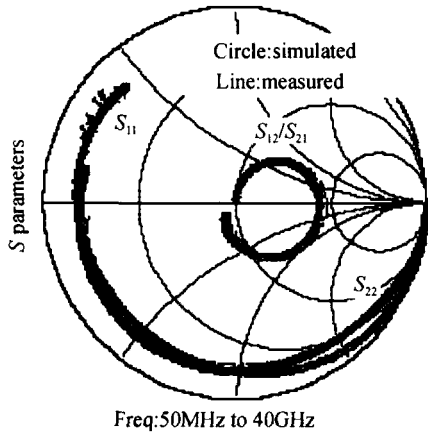


图 12 典型冷偏下 S 参数特性测量和仿真结果对比
 Fig.12 Comparison of measured and simulated S -parameters at cold-bias condition Freq: 50MHz ~ 40GHz; $V_b = 0.6V$; $I_b = 0.745nA$; $V_{ce} = 1.5V$

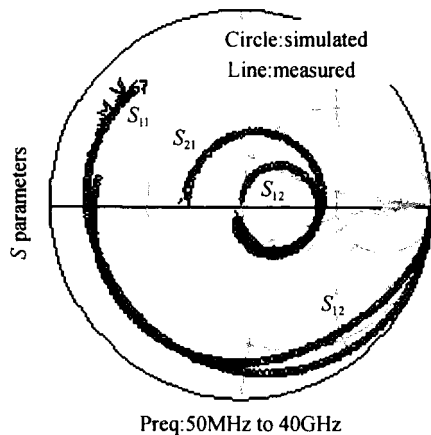


图 13 低水平条件下 S 参数特性测量和仿真结果对比
 Fig.13 Comparison of measured and simulated S -parameters at low-level conditions Freq: 50MHz ~ 40GHz; $V_b = 1.18V$; $I_b = 0.74\mu A$; $V_{ce} = 1.5V$

和发射极电流方程进行了改进,并用于化合物 HBT 建模中,较好地改善了模型对 HBT 器件低水平工作条件下的表征能力.开发了一种新的、基于零偏和冷偏 S 参数精确提取 HBT 器件本征集电极、基极电阻,以及晶体管 B-E, B-C 结内外分布电容的解析算法.并应用于 $1.5\mu m$ 发射结指、每发射结指尺寸为 $2\mu m \times 18\mu m$ 的 GaAs 基 HBT 建模中.在 40GHz 频率范围内,测试和模型仿真所得数据达到很好的吻合.

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] 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 Trans Microw Theory Tech S Digest, 2003 : 635
- [3] Bousnina S, Mandeville P, Kouki A B. Direct parameter-extraction method for HBT small-signal model. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2002, 50(2) : 529
- [4] Sun Lingling, Liu Jun. - compound HBT modeling. Chinese Journal of Semiconductors, 2005, 26(11) : 2175 (in Chinese) [孙玲玲,刘军. - 族化合物 HBT 建模. 半导体学报, 2005, 26(11) : 2175]
- [5] Wei C J, Pavlidis D. DC to high-frequency HBT-model parameter evaluation using impedance block conditioned optimization. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1995, 43 : 2035
- [6] Samelis A. Modeling the bias dependence of the base-collector capacitance of power heterojunction bipolar transistors. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1999, 47(5) : 642
- [7] Schroter M, Lee Tzungyin. Physics-based minority charge and transit time modeling for bipolar transistors. IEEE Trans Electron Devices, 1999, 46(2) : 288

Parameter Extraction of a Γ -Compound HBT Model*

Liu Jun[†] and Sun Lingling

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

Abstract: Novel equations in terms of the current of the intrinsic collector and emitter are implemented to improve the fitting ability of a Γ -compound HBT model. An equivalent circuit for the HBT under zero- and cold-bias conditions is proposed for the extraction of access resistances and parasitic inductances. In order to determine the intrinsic and extrinsic parts of the base-emitter, base-collector junction capacitances accurately, a novel direct parameter-extraction method based on "cold-bias" S -measurements is developed. After directly extracting the intrinsic collector resistance R_{ci} , this method describes how to extract the intrinsic and extrinsic capacitances from different "cold bias" points. Experimental validation on a GaAs HBT device with a $180\mu\text{m}^2$ emitter is carried out, and excellent results are obtained up to 40GHz.

Key words: Γ -group; HBT model; cold-bias; intrinsic and extrinsic junction capacitances; intrinsic collector resistance; direct extraction

EEACC: 1220; 1350

Article ID: 0253-4177(2006)05-0874-07

* Project supported by the Major Plan of Science and Technology of Zhejiang Province (No. 2004C21044) and the Major International Collaboration Program of Zhejiang Province (No. 2004C14004)

[†] Corresponding author. Email: ljun77@163.com

Received 26 July 2005, revised manuscript received 12 October 2005

©2006 Chinese Institute of Electronics