

一种 InP 双异质结双极晶体管小信号物理模型及其提取方法*

葛 霁 金 智† 苏永波 程 伟 刘新宇 吴德馨

(中国科学院微电子研究所, 北京 100029)

(2009 年 3 月 27 日收到, 2009 年 4 月 21 日收到修改稿)

研究了 InP 双异质结双极晶体管(DHBT)的能带结构对集电极电容的影响, 解决了传统方法不能准确提取 InP DHBT 集电极电容的问题. 考虑了基极-发射极和集电极-发射极引线间的交叠电容, 并从物理上区分了 InP DHBT 的本征电阻、外部电阻与寄生电阻, 建立了一个基于物理的 InP 基 DHBT 小信号模型. 同时提出了一套直接提取模型参数的方法, 该方法无需引入数学优化, 具有清晰的物理意义. 提取的结果在很宽的偏置范围内准确地拟合了器件特性, 验证了模型的准确性与提取方法的有效性.

关键词: InP 双异质结双极晶体管, 集电极电容, 小信号模型, 参数提取

PACC: 7340L, 6185, 5270G

1. 引 言

InP 基双异质结双极晶体管(DHBT)具有频率特性好、击穿电压高等特点, 近年来得到了深入的研究, 器件特性得到了很大的提高. 由于开启电压的一致性, InP DHBT 在高速数字电路、数模混合电路以及微波毫米波电路中有广泛的应用^[1,2]. 为了准确模拟 InP DHBT 特性, 优化器件性能, 设计高速高性能的微波毫米波集成电路, 需要建立基于物理的小信号器件模型以及快速精确的参数提取方法.

与传统的 InP 单异质结双极晶体管(SHBT)相比, InP DHBT 为了得到较高的击穿电压与较好的散热性能, 采用宽带隙的 InP 作为集电极^[3]. 由于基极的 InGaAs 与集电极的 InP 存在导带的不连续而产生了导带尖峰, 导带尖峰阻止电子向集电极迁移, 使基极电流增加并降低了电子在集电区中的速度, 从而严重影响器件的直流以及高频特性. 为了消除导带尖峰, 在集电极中引入了 InGaAs 缩进(setback)层、组分渐变层和 δ 掺杂层, 形成了复合结构的集电极^[3]. 这导致了集电极电容随电压变化关系比较复杂, 并不能直接采用传统的 p-n 结耗尽电容方程来

表征. 同时, 为了减小集电区渡越时间, 提高器件频率特性, InP DHBT 集电区很薄且掺杂较低(一般为 10^{16} cm^{-3} 量级), 结耗尽区主要在集电区一边, 集电区在较小的反向电压下就完全耗尽. 此时结耗尽区进入亚集电区, 亚集电区掺杂较高(一般为 10^{19} cm^{-3} 量级), 耗尽区宽度随反向电压变化很小, 集电极电容基本不发生变化, 所以集电极电容由于集电结耗尽区宽度变化而随电压变化的范围很小.

目前关于 HBT 小信号模型参数提取的报道中, 最为普遍的提取寄生参数的方法是测试器件的截止状态提取焊点寄生电容, 集电极开路状态提取焊点寄生电阻和电感^[4-7], 提取的参数中包含器件的本征和焊点寄生两个部分. 为了区分寄生电容与结电容, 传统方法根据耗尽层近似, 推得结电容随外加电压变化的公式用以分离结电容与焊点寄生电容, 但 InP DHBT 复合集电极的结构使得传统方法不再适用. 另外, 传统方法无法区分器件电阻和焊点寄生电阻, 从而不能去掉焊点寄生电阻得到准确的器件模型. 最后, 为提高器件的频率特性, 目前的 HBT 多采用平坦化的工艺技术^[3], 以减小各极引线所引起的寄生, 而在平坦化工艺中, 各极金属引线之间交叠电容的影响不可忽略, 传统方法也无法直接提取这些

* 中国科学院“百人计划”资助的课题.

† 通讯联系人. E-mail: jinzhi@ime.ac.cn

电容.

为了解决上述的问题,本文从物理上区分了 InP DHBT 的本征电阻、外部电阻与寄生电阻,加入了金属引线交叠电容,建立了一个基于物理的小信号模型.分析了 InP DHBT 的能带结构对集电极电容的影响,采用了测试结构提取焊点的寄生电容,并应用去寄生后的开路状态提取器件外部电阻,同时根据版图计算引线交叠电容,最后提取本征参数.整个提取过程不需要引入数学优化或近似方法,可以快速准确地提取出所有小信号模型参数.经与测试结果比较,提取的小信号模型十分准确地拟合了器件特性.

2. InP DHBT 小信号物理模型及等效电路

参考我们制作的 InP 基 DHBT 断面图,在平坦化工艺中,存在着发射极引线和基极、集电极接触交叠的情况,交叠部分的金属用 BCB 介质隔开,这相当于基极-发射极(BE)和集电极-发射极(CE)间存在 MIM 电容,考虑到这两个电容的存在,InP DHBT 器件 π 型小信号模型的横截面示意图如图 1 所示^[8],加入了焊点寄生的完整模型的等效电路见图 2.图 1 从物理上区分了器件的各个电阻,其中发射极电阻 R_e 包括发射极金属接触电阻 R_{econt} 、帽层电阻 R_{cap} 、

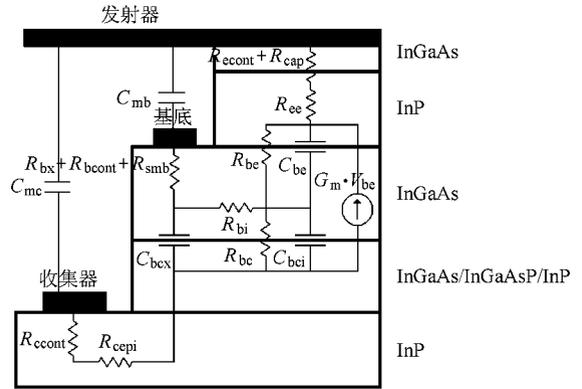


图 1 InP DHBT 的小信号模型横截面示意图

发射极外延层电阻 R_{ee} 、外基极电阻 R_b ,包括基极金属接触电阻 R_{bcont} 、外基区体电阻 R_{bx} ,由于基极较薄,还要加入金属趋肤电阻 R_{smb} .集电极电阻 R_c 包括集电极金属接触电阻 R_{ccont} 和集电区体电阻 R_{cepi} .器件的本征部分包括内基极电阻 R_{bi} ,内外基极-集电极电容 C_{bci} 和 C_{bex} ,基极-发射极电容 C_{be} ,基极-发射极动态电阻 R_{be} ,基极-集电极动态电阻 R_{bc} ,直流跨导 G_m ,延迟时间 τ .图 2 虚线框外部为焊点的寄生模型,包括寄生电阻 $R_{bpad}, R_{cpad}, R_{epad}$,寄生电感 $L_{bpad}, L_{cpad}, L_{epad}$,寄生电容 $C_{pbc}, C_{pbe}, C_{pbc}$.虚线框内为器件模型,由于基极-发射极、集电极-发射极金属

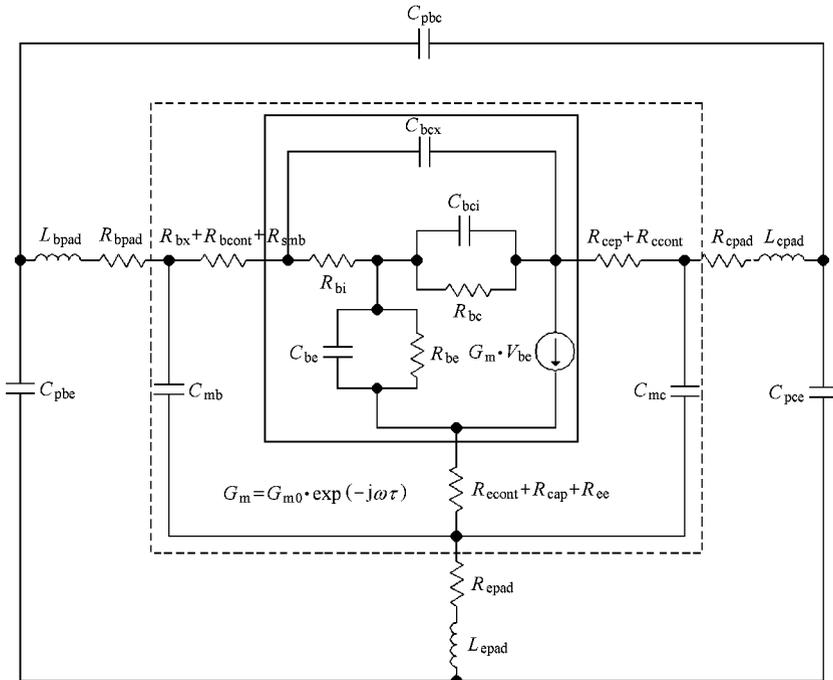


图 2 InP DHBT 小信号模型等效电路

引线出现交叠现象,还要考虑基极-发射极、集电极-发射极引线间的电容 C_{mb} , C_{mc} . 图 2 实线框内为器件的本征部分. 其中焊点寄生参数、引线交叠电容、器件外电阻与偏置无关,器件本征部分的 7 个参数与偏置有关.

3. 参数提取理论

传统提取寄生电容的方法是首先测试器件截止状态不同集电极偏置 V_{bc} 下的 S 参数^[7],并将其转换为 Y 参数,运用电路网络理论,分析小信号模型中的 Y 参数,得到器件电容(包括寄生电容 C_{pbc} 与基-集结耗尽电容 C_{bc})随 V_{bc} 的变化曲线,其中 C_{pbc} 不随外加电压变化. 然后由耗尽层近似,得到 C_{bc} 随集电极偏置 V_{bc} 的变化关系^[5]. 最后根据推得的 C_{bc} 随 V_{bc} 的变化关系,拟合测试得到的 $C_{pbc} + C_{bc}$ 随 V_{bc} 的变化曲线,得到不随 V_{bc} 变化的 C_{pbc} ^[7]. 采用以上的方法,得到 InP DHBT 集电极电容 C_{bc} 与焊点电容 C_{pbc} 的和随 V_{bc} 变化曲线,如图 3 所示,其中 C_{pbc} 不随外加电压变化. 然而,由图 3 可以看到,在图 3 曲线的 I 段 ($V_{bc} = -2.5 \sim -0.2$ V), $C_{bc} + C_{pbc}$ 基本不随电压变化,很难根据 C_{bc} 随电压的变化准确地提取出 C_{pbc} . 这是因为 InP DHBT 集电区掺杂较低(一般为 10^{16} cm^{-3} 量级),结耗尽区主要在集电区一边. 而为提高频率特性,减小集电区的渡越时间,集电区制作得很薄(100—300 nm),在较小的反向电压下 (-0.2 V) 就完全耗尽,此时结耗尽区进入亚集电区. 亚集电区掺杂较高(一般为 10^{19} cm^{-3} 量级),耗尽区宽度随反向电压变化很小,集电极电容基本不随外加电压而变化. 在图 3 曲线的 II 段 ($V_{bc} = -0.2 \sim 0$ V), C_{bc} 开始随 V_{bc} 变化,但 InP DHBT 为了得到较高的击穿电压,采用宽带隙的 InP 作为集电极,同时为了消除基极的 InGaAs 与集电极的 InP 间的导带尖峰,又在集电极中引入了 InGaAs 缩进层、组分渐变层和 δ 掺杂层,形成了复合结构^[8]. C_{bc} 随外加电

压变化的关系十分复杂,不能根据耗尽层假设推得 C_{bc} 随 V_{bc} 变化的关系从而分离 C_{bc} 与 C_{pbc} .

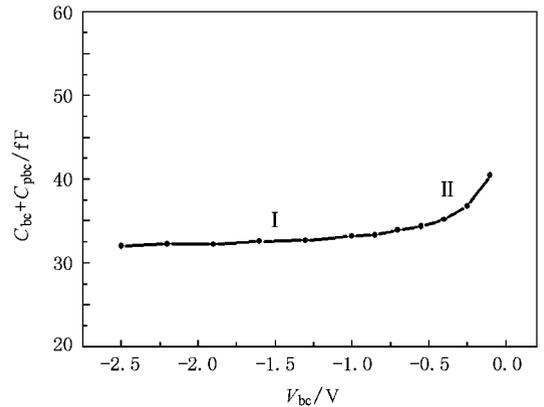


图 3 $C_{bc} + C_{pbc}$ 随 V_{bc} 的变化曲线

为了解决上述问题,准确提取模型参数,本文采用新的 4 步提取方法.(1)提取器件的焊点寄生参数,并将寄生参数去掉,得到器件模型等效电路.(2)计算极间金属引线交叠电容,再将其从等效电路中去掉.(3)提取器件的外部电阻,由于焊点寄生电阻已经在(1)中去掉,此处提取的电阻为器件本身的电阻.并将其在电路中去掉,得到器件本征模型.(4)提取本征模型参数.下面逐一进行详细讨论.

(1)利用开路焊点和短路焊点结构,提取焊点的寄生电阻、寄生电感、寄生电容^[9,10]. 首先提取寄生电容,开路焊点结构的 Y 参数可以表示如下:

$$Y_0 = \begin{pmatrix} j\omega C_{pbc} + j\omega C_{pbc} & -j\omega C_{pbc} \\ -j\omega C_{pbc} & j\omega C_{pbc} + j\omega C_{pbc} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

由(2)–(4)式可以得到提取寄生电容,见表 1.

$$\omega C_{pbc} = -\text{In}(Y_{012}), \quad (2)$$

$$\omega C_{pbc} = \text{In}(Y_{011} + Y_{012}), \quad (3)$$

$$\omega C_{pbc} = \text{In}(Y_{022} + Y_{012}). \quad (4)$$

然后,用短路焊点结构的 Y_s 参数减去 Y_0 ,得到焊点间互连的 Y 参数^[10],

$$Y_{s0} = Y_s - Y_0. \quad (5)$$

将其变为 Z 参数,有

$$Z_{s0} = \begin{pmatrix} R_{\text{bpad}} + R_{\text{epad}} + j\omega(L_{\text{bpad}} + L_{\text{epad}}) & R_{\text{epad}} + j\omega L_{\text{epad}} \\ R_{\text{epad}} + j\omega L_{\text{epad}} & R_{\text{cpad}} + R_{\text{epad}} + j\omega(L_{\text{cpad}} + L_{\text{epad}}) \end{pmatrix}. \quad (6)$$

因而,可以提取焊点寄生电阻和寄生电感,见表 1.

$$R_{\text{epad}} = R_{\text{e}}(Z_{\text{SO12}}), \quad (7)$$

$$R_{\text{bpad}} = R_{\text{e}}(Z_{\text{SO11}} - Z_{\text{SO12}}), \quad (8)$$

$$R_{\text{cpad}} = R_{\text{e}}(Z_{\text{SO22}} - Z_{\text{SO12}}), \quad (9)$$

$$\omega L_{\text{epad}} = \text{Im}(Z_{\text{SO12}}), \quad (10)$$

$$\omega L_{\text{bpad}} = \text{Im}(Z_{\text{SO11}} - Z_{\text{SO12}}), \quad (11)$$

$$\omega L_{\text{cpad}} = \text{Im}(Z_{\text{SO22}} - Z_{\text{SO12}}), \quad (12)$$

最后,将焊点寄生从完整的模型中去除^[10],即得器件模型的 S 参数 S_{D} ,其等效电路图见图 2 中虚线框内部分。

(2)根据所提取器件的材料结构和版图,应用平行板电容器公式,计算出基极-发射极引线电容 C_{mb} 、集电极-发射极引线电容 C_{mc} ,见表 2。从等效电路中将引线交叠电容去掉,得到等效电路的 Y 参数,再将 Y 参数变为 S 参数。其中, ω 是角频率。

$$Y_{\text{D}} \Leftarrow S_{\text{D}}, \quad (13)$$

$$Y = Y_{\text{D}} - \begin{pmatrix} j\omega C_{\text{mb}} & 0 \\ 0 & j\omega C_{\text{mc}} \end{pmatrix}. \quad (14)$$

(3)采用集电极开路的方法提取器件电阻^[7]。由于焊点寄生电阻已经在第一步中去掉,此处提取的电阻为器件本身的电阻。此时,集电极电流为零,基极电流较大,基极-集电极结电阻 R_{bc} 和基极-发射极结电阻 R_{be} 相对于基极-集电极结电容 C_{bc} , C_{bcx} 和基极-发射极结电容 C_{be} 要小得多,因此电流主要流经 R_{bc} 和 R_{be} ,而 C_{bc} , C_{bcx} 和 C_{be} 被视为短路^[7]。图 4 为集电极开路下的等效电路,为了简化,将器件发射极电阻直接写为 R_{e} ,集电极电阻直接写为 R_{c} ,基极外电阻直接写为 R_{b} 。那么,等效电路的 Z 参数可以写为如下方程(由于已经去掉寄生电感,虚部非常小,可以省略):

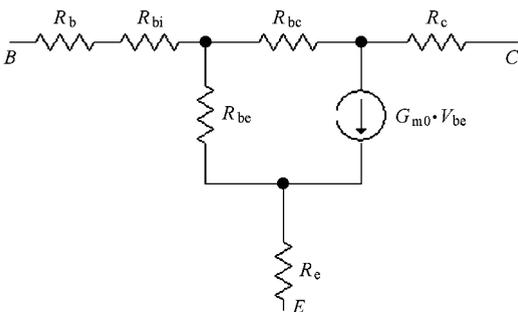


图 4 InP DHBT 集电极开路偏置的等效电路

$$Z_{11} = R_{\text{b}} + R_{\text{bi}} + R_{\text{c}} + \frac{R_{\text{be}}}{1 + G_{\text{m0}} R_{\text{be}}}, \quad (15)$$

$$Z_{12} = R_{\text{e}} + \frac{R_{\text{be}}}{1 + G_{\text{m0}} R_{\text{be}}}, \quad (16)$$

$$Z_{21} = R_{\text{e}} + (1 - G_{\text{m0}} R_{\text{be}}) \frac{R_{\text{be}}}{1 + G_{\text{m0}} R_{\text{be}}}, \quad (17)$$

$$Z_{22} = R_{\text{c}} + R_{\text{e}} + \left(1 + \frac{R_{\text{bc}}}{R_{\text{be}}}\right) \frac{R_{\text{be}}}{1 + G_{\text{m0}} R_{\text{be}}}, \quad (18)$$

$$R_{\text{be}} = 1 / \frac{dI_{\text{be}}}{dV_{\text{be}}} = \frac{\eta_{\text{be}} k_{\text{B}} T}{q I_{\text{be}}}, \quad (19)$$

$$R_{\text{bc}} = 1 / \frac{dI_{\text{bc}}}{dV_{\text{bc}}} = \frac{\eta_{\text{bc}} k_{\text{B}} T}{q I_{\text{bc}}}. \quad (20)$$

这里, η_{f} , η_{be} 和 η_{bc} 分别是集电极电流、基-射结电流和基-集结电流理想因子, k_{B} 为 Boltzmann 常数, T 是温度, q 是电子电荷, I_{be} 和 I_{bc} 分别是流经 R_{be} 和 R_{bc} 的电流。

为了更准确地计算器件电阻,此处取 Z 参数的实部,由(15)–(20)式可推出

$$R_{\text{b}} + R_{\text{bi}} = R_{\text{e}}(Z_{11} - Z_{12}), \quad (21)$$

$$R_{\text{e}} = R_{\text{e}}(Z_{12}) - \frac{R_{\text{be}}}{1 + G_{\text{m0}} R_{\text{be}}}, \quad (22)$$

$$R_{\text{c}} = R_{\text{e}}(Z_{22} - Z_{12}) - \frac{R_{\text{bc}}}{1 + G_{\text{m0}} R_{\text{be}}}. \quad (23)$$

由(19)和(20)式可知,在基极电流很大时, R_{be} , R_{bc} 和 R_{bi} 会变得很小,近似为零^[7]。那么可提取 R_{b} , R_{e} , R_{c} ,见图 5。

$$R_{\text{b}} = R_{\text{e}}(Z_{11} - Z_{12})_{I_{\text{b}} \rightarrow \infty}, \quad (24)$$

$$R_{\text{e}} = R_{\text{e}}(Z_{12})_{I_{\text{b}} \rightarrow \infty}, \quad (25)$$

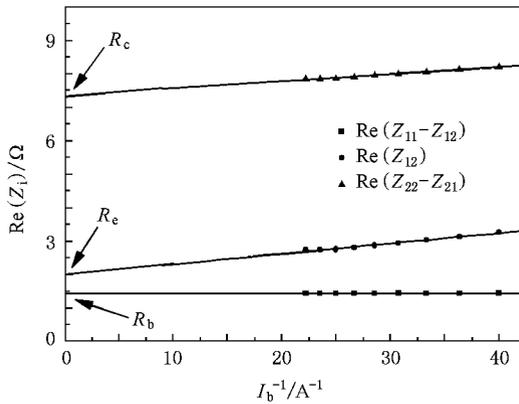
$$R_{\text{c}} = R_{\text{e}}(Z_{22} - Z_{21})_{I_{\text{b}} \rightarrow \infty}. \quad (26)$$

图 5 为测试 $Z_{11} - Z_{12}$, $Z_{22} - Z_{21}$, Z_{12} 的实部随 $1/I_{\text{b}}$ 的变化曲线。由图 5 可见,三者均随电流增大而减小,这是由于 R_{be} , R_{bc} 和 R_{bi} 均随 I_{b} 增大而减小。当 $I_{\text{b}} \rightarrow \infty$ 时, R_{be} , R_{bc} 和 R_{bi} 近似为零,那么,由(21)–(23)式可知,三条直线的截距分别为 R_{b} , R_{e} 和 R_{c} ,由于第二步已经去掉焊点电阻,所得电阻即为器件电阻,见表 2。将器件外部电阻从等效电路中剥离出去,得到本征模型 S_{IN} ,见图 2 中实线框部分。

$$Z \Leftarrow Y, \quad (27)$$

$$Z_{\text{IN}} = Z - \begin{pmatrix} R_{\text{b}} + R_{\text{e}} & R_{\text{e}} \\ R_{\text{e}} & R_{\text{e}} + R_{\text{c}} \end{pmatrix}, \quad (28)$$

$$S_{\text{IN}} \Leftarrow Z_{\text{IN}}, \quad (29)$$

图5 集电极开路偏置的 Z 参数实部随 $1/I_b$ 的变化

(4) 提取本征电路参数. 为了快速准确地提取本征模型参数, 而不引入过多的数学近似, 采用 Degachi 的方法^[11,12], 提取的不同偏置下的本征参数见表3.

4. 结果分析与讨论

提取电路参数所用的器件是由中国科学院微电子研究所微波器件与集成电路研究室工艺线设计、流片实现的 InP/InGaAs DHBT, 发射极面积为 $1.4 \times 15 \mu\text{m}^2$, 采用了 BCB 钝化平坦化工艺^[13]. 测试 S 参数采用型号为 AgilentE8363B 的矢量网络分析仪(工作频段为 0.05—40 GHz), 直流偏置由 Agilent4142 提供. 所有测试均为在片测试, 使用 Cascade 探针台, 测试软件为 Agilent-ICCAP.

由表1和表2可见, 由于材料结构和版图设计合理, 金属引线间的交叠电容很小, 对器件性能产生的影响并不明显. 另外, 焊点寄生电阻特别是 R_{bpad} 不可忽略, 须将其与器件外部电阻分别提取, 从而得到准确的器件模型.

表1 本文提取的焊点寄生参数值

参数	计算值	参数	计算值	参数	计算值
C_{pbc}/fF	3.4	R_{bpad}/Ω	0.51	$L_{\text{bpad}}/\text{pH}$	58.4
C_{pbc}/fF	27.6	R_{cpad}/Ω	0.13	$L_{\text{cpad}}/\text{pH}$	11.1
C_{pcc}/fF	28.2	R_{cpad}/Ω	0.51	$L_{\text{cpad}}/\text{pH}$	56.3

表3为不同偏置下提取的器件本征参数值. 从表3可以看到, 随偏置的变化, 各个参数都发生了变化, 这种变化是由各个参数的物理意义决定的. 直流跨导 G_{m0} 表征器件直流偏置, 其随电流增大而增

表2 本文提取的交叠电容和外部电阻参数

参数	计算值
C_{mb}/fF	1.95
C_{mc}/fF	1.70
R_{b}/Ω	1.41
R_{c}/Ω	2.01
R_{e}/Ω	7.35

表3 本文提取的本征参数

	$V_{\text{ce}} = 2 \text{ V}$ $I_{\text{c}} = 8 \text{ mA}$	$V_{\text{ce}} = 2 \text{ V}$ $I_{\text{c}} = 21 \text{ mA}$	$V_{\text{ce}} = 2 \text{ V}$ $I_{\text{c}} = 29 \text{ mA}$	$V_{\text{ce}} = 3.5 \text{ V}$ $I_{\text{c}} = 15 \text{ mA}$
R_{bi}/Ω	8.11	6.48	6.75	8.35
R_{bc}/Ω	260	60	29	120
$R_{\text{bc}}/10^5 \Omega$	2.45	5.20	1.90	2.45
C_{bci}/fF	21.1	18.2	19.5	15.7
C_{bc}/fF	339	948	1540	500
C_{bcx}/fF	15.5	14.1	14.7	11.6
G_{m0}	0.25	1.09	1.92	0.50
τ/ps	0.36	0.31	0.26	0.48

大^[14], 与表3中的变化符合. 基极-发射极的二极管电流特性在独立的一个偏置点下用动态电阻 R_{bc} 来表征, 由(19)式可知, 其随电流增大而减小, 与表3中的变化相符. R_{bc} 同样表征了基极-集电极的二极管电流特性, 但由于基极-集电极反向偏置, 电流很小, R_{bc} 较大, 高频下被电容 C_{bci} 短路, 对 S 参数影响很小, 所以表3中其随电流的变化不明显. HBT 正常工作下, 反向渡越时间可以忽略, C_{bci} 和 C_{bcx} 表示基极-集电极的耗尽电容. 根据 p-n 结理论, 其随反向电压增大而减小^[14]. 另外, 考虑到可动电荷对电容的调制作用, 其会先随电流增大而减小, 当电流增大到发生 Krik 效应时, 由于耗尽区的变窄其又会随电流增大而增大. 由表3可见, C_{bci} 和 C_{bcx} 的变化与上述分析相符.

图6是在 0.1—26.1 GHz, 电流为 8, 15, 21 和 29 mA, 电压为 2, 3.5 V 的不同偏置点下, 测试结果与提取的小信号模型结果的比较. 由图6可见, 提取的小信号模型在很大的偏置范围内, 准确地拟合了测试的结果. 这表明建立的基于物理的小信号模型准确地表征了器件的特性, 同时, 新的参数提取方法也准确地提取出了模型的参数. 但由于针间的耦合,

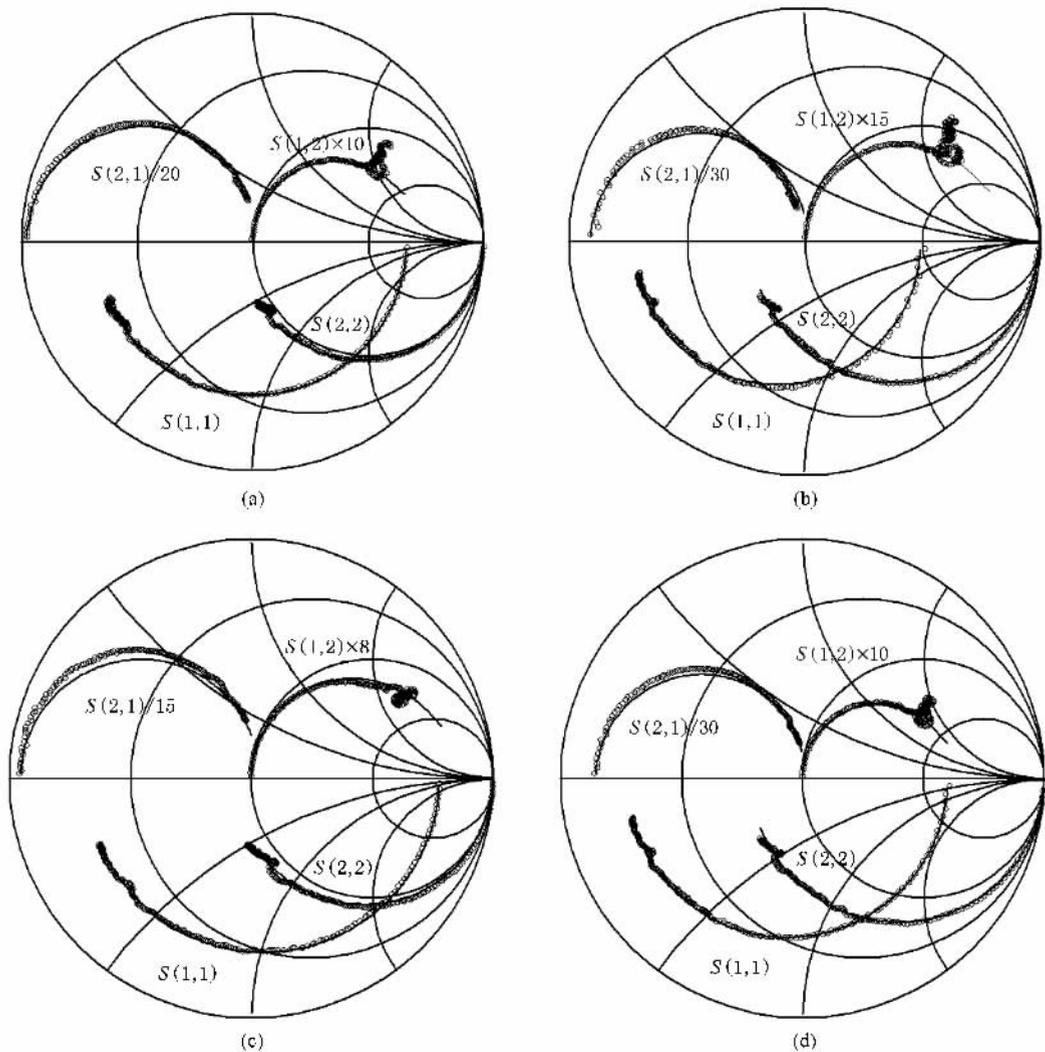


图6 不同偏置下 测试(圆点)和模型(实线)S参数的比较 (a) $V_{ce} = 3.5 \text{ V}$, $I_c = 15 \text{ mA}$, (b) $V_{ce} = 2 \text{ V}$, $I_c = 29 \text{ mA}$, (c) $V_{ce} = 2 \text{ V}$, $I_c = 8 \text{ mA}$ (d) $V_{ce} = 2 \text{ V}$, $I_c = 21 \text{ mA}$

S_{12} 在高频段出现了抖动,希望在进一步的测试中可以解决这个问题.

5. 结 论

本文分析了 InP DHBT 的能带结构对集电极电容的影响,从物理上区分了本征电阻、外部电阻与寄

生电阻,加入了表示基极-发射极和集电极-发射极引线间的交叠电容,建立了基于物理的 InP DHBT 小信号模型.提出了一套新的小信号参数提取方法,提取的参数毋须优化,物理意义清晰,将其直接代入模型仿真所得的结果在多偏置点下与测试结果符合完好,表明建立的模型以及参数提取方法的准确性.

- [1] Rodwell M J W 2008 *The 11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications* Lapland, Finland, September 8—11, 2008
- [2] Paidi V K, Griffith Z, Wei Y, Dahlstrom M, Urteaga M, Parthasarathy N, Munkyo S, Samoska L, Fung A, Rodwell M J W

2005 *IEEE Trans. Microwave Theor. Tech.* **53** 598

- [3] Jin Z, Su Y B, Chen W, Liu X Y, Xu A H, Qi M 2008 *Chin. Phys. Lett.* **25** 2683
- [4] Gobert Y, Tasker P J, Bachem K H 1997 *IEEE Trans. Microwave Theor. Tech.* **45** 598

- [5] Liu H W , Sun X W , Cheng Z Q , Che Y F , Li Z F 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2298 (in Chinese) [刘海文、孙晓玮、程知群、车延峰、李征帆 2003 物理学报 **52** 2298]
- [6] Gao J J , Li X P , Wang H , Boeck G 2006 *IEEE Trans. Semicond. Manufact.* **19** 138
- [7] Bousnina S , Mandeville P , Kouki A B , Surridge R , Ghannouchi F M 2002 *IEEE Trans. Microwave Theor. Tech.* **50** 529
- [8] Jin Z , Su Y B , Chen W , Liu X Y , Xu A H , Qi M 2008 *Chin. Phys. Lett.* **25** 2686
- [9] Costa D , Liu W U , Harris J S Jr 1991 *IEEE Trans. Electron. Devices* **38** 2018
- [10] Lee S 1999 *IEEE Trans. Electron. Devices* **46** 275
- [11] Degachi L , Ghannouchi F M 2006 *IEEE Trans. Microwave Theor. Tech.* **54** 682
- [12] Degachi L , Ghannouchi F M 2008 *IEEE Trans. Microwave Theor. Tech.* **56** 1207
- [13] Jin Z , Su Y B , Chen W , Liu X Y , Xu A H , Qi M 2008 *Chin. Phys. Lett.* **25** 3075
- [14] Liu W 1998 *Handbook of III - V Heterojunction Bipolar Transistors* (New York : Wiley-Interscience) pp635 , 671 , 1060

A physical-model of small-signal InP-based double heterojunction bipolar transistors and its parameter extraction technique *

Ge Ji Jin Zhi[†] Su Yong-Bo Cheng Wei Liu Xin-Yu Wu De-Xin

(Institute of Microelectronics , Chinese Academy of Sciences , Beijing 100029 , China)

(Received 27 March 2009 ; revised manuscript received 21 April 2009)

Abstract

The influence on the base-collector junction capacitance C_{bc} of the energy band structure of the InP heterojunction bipolar transistors is researched. A physical model of small-signal InP double heterojunction bipolar transistor (DHBT) is developed , which takes into account the base-emitter and collector-emitter metalisations by using two additional capacitances C_{mb} and C_{mc} . The resistance of the model is divided into the intrinsic resistance , the extrinsic resistance and the parasitic resistance. Meanwhile , a physically meaningful small-signal parameter extraction procedure for the model is presented , in which all the equivalent circuit elements are extracted without reference to numerical optimization. An experimental validation is carried out , and excellent results are obtained over a wide range of bias points , which demonstrates good modeling accuracy.

Keywords : InP double heterojunction bipolar transistor , base-collector capacitance , small-signal model , parameter extraction

PACC : 7340L , 6185 , 5270G

* Project supported by the " Hundred Talents Program " of Chinese Academy of Sciences.

[†] Corresponding author. E-mail jinzhi@ime.ac.cn