

考虑载流子速度和耗尽层宽度随电压变化的 VBIC 模型*

葛 霁 金 智[†] 刘新宇 程 伟 王显泰 陈高鹏 吴德馨

(中国科学院微电子研究所, 北京 100029)

摘要: 针对 VBIC(vertical bipolar inter-company)模型对 HBT 多电压偏置下 S 参数拟合不够准确的问题,考虑了 GaAs 基 HBT 集电区载流子速度和耗尽层宽度随电压的变化关系,建立了随外加电压变化的集电区渡越时间方程.将得到的渡越时间方程内嵌到 VBIC 模型中,改进的模型提高了 GaAs 基 HBT 多电压偏置下 S 参数的拟合精度,其在很宽的电压范围内均与实际测试结果符合良好.

关键词: 载流子速度; 耗尽层宽度; 集电区渡越时间; VBIC 模型

PACC: 8160C; 9240C; 6185

中图分类号: TN402 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-4177(2008)11-2270-05

1 引言

在传统的基于物理的 BJT-HBT 模型中,VBIC 模型作为 SPICE Gummel-Poon(SGP)的直接扩展而被广泛应用^[1,2].然而,由于其基于 Si-BJT 而开发,在应用于 GaAs 基 HBT 建模时,需要作出相应的修改,许多研究者进行了相关研究^[3~6].其中 Iwamoto 和 Camnitz 等人指出^[7,8],渡越时间方程的准确与否,是模型能否准确模拟高频和大信号特性的关键.VBIC 模型的渡越时间方程并不适用于 HBT,其原因是,Si-BJT 中基区渡越时间是整个渡越时间中最重要的部分,VBIC 的渡越时间方程就只考虑了基区渡越时间随外加偏置的变化^[9].而 HBT 的基区高掺杂且非常薄,载流子很快扩散通过基区,基区渡越时间很短,载流子在集电区的渡越时间起主要作用.所以,准确的集电区渡越时间方程是建立准确的 HBT 渡越时间方程的关键.

载流子在集电区的渡越时间由两个因素决定:一是载流子在集电区的运动速度;二是载流子在集电区运动的距离(即集电区的耗尽层宽度)^[10].在 GaAs 基 HBT 中,GaAs 材料作为集电极,其能带为多能谷结构,不同能谷中载流子的有效质量不同^[10].当外加电场变化时,载流子在不同能谷中散射,有效质量发生变化,导致了载流子速度的变化,同时集电区耗尽层宽度也随外加电压变化,这两个因素造成集电区渡越时间随外加电压的变化而变化.为了建立准确的 GaAs 基 HBT 渡越时间方程,必须研究集电区渡越时间随外加电压的变化关系.许多研究者对 HBT 集电区渡越时间进行了研究^[5,7,9,11,12],但均侧重于其随电流变化的关系,而未深入研究其随电压的变化.

本文考虑了 HBT 集电区 GaAs 材料中载流子速度随电场强度变化的关系,建立了载流子速度随电场的变

化方程,并考虑了集电区耗尽层宽度随电压的变化关系,从而得到了随电压变化的集电区渡越时间方程.接着,采用 SDD(symbolically defined device)将得到的渡越时间方程加入到 VBIC 模型中.最后,改进的模型直接在 ADS 中仿真并与 VBIC 模型的仿真结果进行比较,多电压偏置下 S 参数的拟合得到了改善,其在很宽的电压范围内均与测试结果拟合良好.

2 GaAs 基 HBT 渡越时间方程

HBT 的大信号模型基于电荷模型而建立,准确的电荷模型是准确模拟器件高频和大信号特性的关键.HBT 的电荷分为 B-E 结耗尽电荷,B-C 结耗尽电荷以及扩散电荷,其可以写为

$$Q_b(V_{bc}, I_c) = Q_{bc}^{dep}(V_{bc}) + Q_{bc}^{dep}(V_{bc}) + \int_0^{I_c} \tau(V_{bc}, I) dI \quad (1)$$

式中的前两项为耗尽电荷项,通过 B-E 结, B-C 结耗尽电容模型对电压积分来实现.Si-BJT 的耗尽电容模型基于 p-n 结理论建立,同样适用于 HBT 的耗尽电容模型.最后一项为扩散电荷项,通过渡越时间对电流的积分来实现,与外加电压和集电极电流均相关.为了确立集电区渡越时间随外加电压的变化关系而排除其他因素的影响,本文不考虑由于发生 Krik 效应而导致渡越时间随电流变化的情况.

HBT 的渡越时间是指载流子从发射极经过基极到达集电极所用的时间,由以下四部分组成^[10]:

$$\tau_{cc} = \tau_e + \tau_b + \tau_{sc} + \tau_c \quad (2)$$

其中 $\tau_e = \frac{\eta kT}{qI_c}(C_{je} + C_{jc})$, $\tau_c = (R_E + R_C)C_{jc}$,分别为发射结和集电结电容充放电时间.在 VBIC 模型中,已有表示相关电阻、电容的参数来模拟发射结和集电结电

* 国家重点基础研究发展规划资助项目(批准号:2002CB311902)

[†] 通信作者. Email: jinzhi@ime.ac.cn

2008-06-05 收到,2008-07-08 定稿

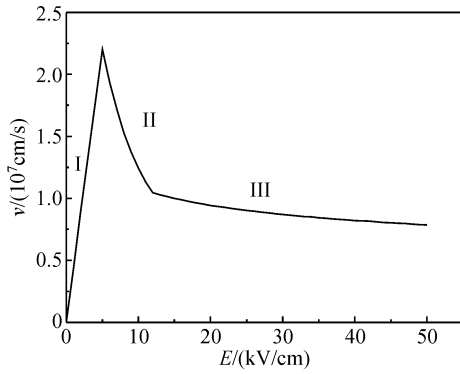


图 1 GaAs 电子迁移速度随电场变化特性

Fig.1 Velocity/field characteristic for electrons in GaAs

容的充放电时间,所以,改进模型中的渡越时间为基区渡越时间 τ_b 和集电区耗尽层渡越时间 τ_{sc} 两部分之和. 下面从物理意义上分别研究 τ_b 和 τ_{sc} ,并推导出相应的渡越时间方程,其中,重点考虑集电区渡越时间随外加电压的变化.

载流子扩散通过基区, τ_b 与载流子迁移率 D_n ,基区自建场(用 v 来表示其影响),基区宽度 X_b 有关,表示如下^[10]:

$$\tau_b = \frac{X_b^2}{vD_n} \quad (3)$$

τ_{sc} 为载流子被电场扫过集电区耗尽层所用的时间,与耗尽层宽度和载流子的速度有关,表示如下^[10]:

$$\tau_{sc} = \frac{X_{dep}}{2v_{sat}} \quad (4)$$

其中 X_{dep} 为耗尽层宽度; v_{sat} 为载流子的饱和速度.

首先研究载流子速度随外加电场的变化.传统模型理论认为载流子速度为常量,等于其饱和速度^[10].实际上,载流子的速度随外加电场而发生变化,应写为 $v(E)$,见图 1.下面分析一下 $v(E)$ 的变化原因,GaAs 基 HBT 集电区材料 GaAs 掺杂较低(一般小于 $3 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$),当外加电场较小时,电子主要集中在能量最低的 Γ 能谷,随着电场的增大,电子速度随电场线性增大(图 1 的区域 I).当外加电场继续增大时,电子获得足够的能量,不断跃迁到 L 和 X 能谷,有效质量加大,电子迁移率不断减小,速度随电场增大反而减小(图 1 的区域 II, III),最后达到饱和速度^[10].根据上面的分析, $v(E)$ 可以分为三段建立关系式:

$$v(E) = \begin{cases} v_{peak} \frac{E}{E_0}, & E < E_0 \\ v_{peak} \frac{1 + \left(\frac{E}{E_0}\right)^{n_1}}{1 + \left(\frac{E}{E_0}\right)^{n_2}}, & E_0 < E < E_1 \\ \frac{v_{peak}}{2\left(\frac{E}{m_1}\right)^{m_2}}, & E_1 < E \end{cases} \quad (5)$$

其中 $E_0, E_1, n_1, n_2, m_1, m_2, v_{peak}$ 根据材料的实际测试数据确定.图 1 为模拟(5)式建立的电子迁移速度随电场变化的关系曲线,其很好地模拟了实验结果^[13].

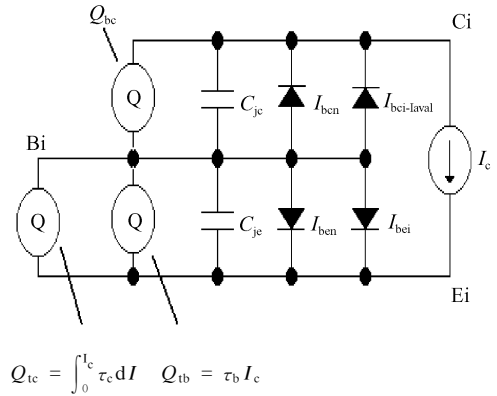


图 2 加入随电压变化的渡越时间方程的 VBIC 模型的本征部分

Fig.2 Intrinsic part of VBIC model with the formulation of the voltage-dependent transit time

HBT 正常工作时,集电区耗尽层外加电场一般处于图 1 的 III 段,可以看出,载流子速度随电场的变化比较明显.

另外,考虑到温度对 $v(E)$ 的影响,有下式^[10]:

$$v(E, T) = v(E)(1.28 - 0.0015T) \quad (6)$$

除了载流子速度的影响,集电区渡越时间还与集电区耗尽层的宽度 X_{dep} 有关.要建立准确的集电区渡越时间随电压变化的方程,必须研究 X_{dep} 随电压 V_{cb} 的变化.其可表示为^[10],

$$X_{dep} = \sqrt{\frac{2\epsilon_r\epsilon_0(V_{cb} + \phi_{cb})}{qN_c}} \left(1 - \frac{I_c}{I_0}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (7)$$

$$I_0 = A_c qv_{sat} N_c \quad (8)$$

其中 ϕ_{cb} 为 B-C 结自建势; N_c 为集电区掺杂; A_c 为发射极面积.

将(5)~(7)式代入(4)式,可得集电极渡越时间公式,其中,利用 $E = \frac{V_{cb}}{X_{dep}}$,可以将 $v(E, T)$ 变换为 $v(V_{cb}, T)$.

$$\tau_{sc} = \frac{X_{dep}}{2v_{sat}} = \frac{\left[\sqrt{\frac{2\epsilon_r\epsilon_0(V_{cb} + \phi_{cb})}{qN_c}} \left(1 - \frac{I_c}{I_0}\right)^{-\frac{1}{2}}\right]^{1-m_2}}{2v(V_{cb}, T)} \quad (9)$$

3 加入随电压变化的 HBT 渡越时间的 VBIC 模型

为了考虑 GaAs 基 HBT 渡越时间随电压的变化,从而准确地拟合多电压偏置下的 S 参数,要对 VBIC 模型作出修改.图 2 为修改后的 VBIC 本征部分拓扑图,改进模型的扩散电荷由 Q_{ic} 和 Q_{ib} 组成.其中, Q_{ic} 为上文得到的随电压变化的集电区渡越时间对电流的积分,用 SDD 加入 VBIC 中,具体见下. Q_{ib} 为基区渡越时间对电流的积分,利用原 VBIC 模型的正向渡越时间方程简化而得,并对电流积分.其他部分的修改参见传统利用 VBIC 建立 HBT 模型的方法^[3,6].拓扑图包括了内基极(Bi)、内发射极(Ei)、内集电极(Ci)之间的电荷模型与电流模型. I_c 为集电极电流, I_{ben}, I_{bei} 为 B-E 结电流, $I_{bci-laval}, I_{bcn}$ 为包括弱雪崩电流的 B-C 结电流. C_{jc}, C_{je} 分

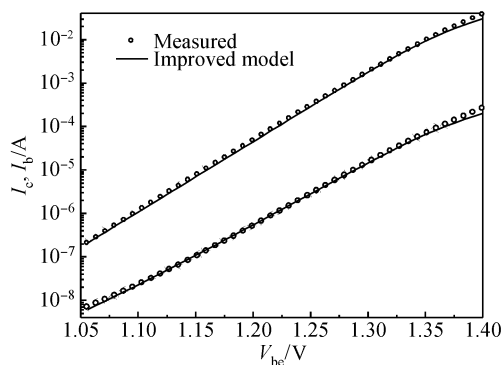


图 3 正向 Gummel plot 模型(实线)与测试(圆点)

Fig.3 Measured (dot) and model (solid lines) forward Gummel-plots

别表示 B-C 结, B-E 结耗尽电容模型. Q_{bc} 为 VBIC 反向扩散电荷.

首先简化 VBIC 的正向渡越时间方程, 建立改进模型的基区渡越时间方程. 原 VBIC 的正向渡越时间方程表示的是基区渡越时间随外加偏置变化的关系^[1]:

$$\tau_F = TF \times (1 + QTF \cdot q_1) \times \left[1 + XTF \left(\frac{I_c}{I_c + ITF} \right)^2 e^{\frac{V_{BCI}}{1.41VTF}} \right] \quad (10)$$

其中 QTF 为表示由于发生厄利效应而使基区宽度变化的参数, HBT 中由于基区重掺杂并不发生此效应, 可设为 0; XTF, VTF 表示基区渡越时间随电压, 电流变化的参数, 本文不考虑 Kirk 效应引起的基区宽度变化, 也可设为 0. 那么, 原 VBIC 的正向渡越时间方程可简化, 并用来表示改进模型的基区渡越时间:

$$\tau_F = TF = \frac{X_B^2}{vD_n} \quad (11)$$

HBT 基区高掺杂, 集电区低掺杂, 一般不发生厄利效应. 基区渡越时间不随外加偏置而变化, 可以直接与电流相乘得到扩散电荷:

$$Q_{tb} = \tau_b I_c \quad (12)$$

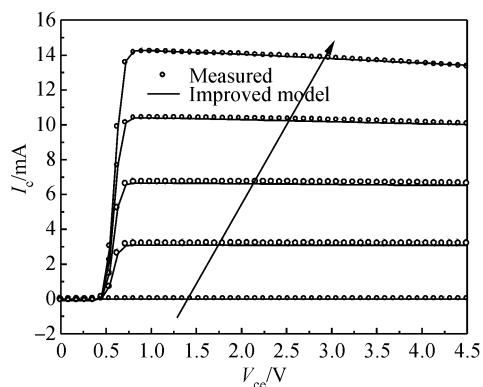
接着, 将(9)式表示的随电压变化的集电区渡越时间方程对电流积分, 见(13)式. 因为 τ_{sc} 与电流有关, 建立电荷模型一定要积分, 而不能像 VBIC 中一样简单相乘^[1]. 应用 SDD 将(13)式表示的 Q_{ic} 内嵌入 VBIC 中, 与 Q_{tb} 一起构成改进模型的扩散电荷模型.

$$Q_{ic} = \int_0^{I_c} \tau_{sc} dI = \frac{\left[\frac{2\varepsilon_r \varepsilon_0 (V_{cb} + \phi_{cb})}{qN_c} \right]^{1-m_2}}{2v(V_{cb}, T)} \times \left[\frac{2}{1+m_2} I_0 - \frac{2}{1+m_2} I_0 \left(1 - \frac{I_c}{I_0} \right)^{\frac{1+m_2}{2}} \right] \quad (13)$$

4 模型验证与讨论

采用中国科学院微电子研究所微波集成电路研究室工艺线设计、流片实现的 InGaP/GaAs HBT 进行参数提取, 其发射极面积为 $2.6\mu\text{m} \times 30\mu\text{m}$, f_T 为 46.5GHz.

图 3 为模型仿真和测试的正向 Gummel plots. 模型

图 4 I_c - V_{cc} 曲线 输入 I_b 0~100 μA , 步进 25 μA 模型(实线)与测试(圆点), 箭头所指为 I_b 增大方向Fig.4 I_c - V_{cc} characteristics I_b from 0 to 100 μA in 25 μA steps, as indicated by the arrow, model (line) and measured (dot)

仿真结果(实线)与实际测试结果(圆点)拟合良好. 由 Gummel plots 提取饱和电流、理想因子^[14], 见表 1. 图 4 为输入 I_b (0~100 μA), I_c 随 V_{cc} 变化图. 实线为模型仿真结果, 圆点为测试结果, 箭头所指方向为 I_b 增大方向. 在很宽范围的集电极电压下, 模型与测试结果拟合完好. 在较大 I_b 时, I_c 随 V_{cc} 增大而减小, 即 β 减小, 这是自热效应所导致的, 可提取热阻及能量参数^[14]. 另外, 可根据输出特性的饱和区提取出电阻参数, 见表 1.

图 5 为 $I_c = 6.5\text{mA}$, V_{cb} 在 0.1, 0.5, 0.9, 1.5, 2.5 和 3.5V 下, 频率从 0.1GHz 到 10.1GHz 下的 S 参数, 实线为改进模型仿真结果, 虚线为 VBIC 模型仿真结果, 圆点为测试结果, 实箭头表示改进模型仿真时 V_{cb} 增大的方向, 虚箭头表示 VBIC 模型仿真时 V_{cb} 增大的方向. 为了研究 S 参数由于集电区渡越时间随外加电压变化而变化的关系, 计算出 $V_{cb} = 0.1\text{V}$ 时, Kirk 电流为 15mA ^[10]. 测量时设置 $I_c = 6.5\text{mA}$, 小于最小偏置电压对应的 Kirk 电流(Kirk 电流随电压的增加而增大), 这样可保证电压在很宽的范围内变化, 而不发生 Kirk 效应. 同时 S 参数分别用相位和幅度表示, 可以更清晰地显示其随外加电压的变化. 将改进的模型与 VBIC 模型都在 $V_{cb} = 0.1\text{V}$ 时与测试结果拟合到最好, 由图 5 可以看出, 改进的模型随外加电压的变化趋势与实际测试结果相同, 其在很宽的电压范围内很好地拟合了实际测试的结果. 而 VBIC 模型的仿真结果随电压的变化与测试结果随电压的变化趋势相反, 只有 S_{22} 的幅度与测试结果随电压变化的趋势相同, 但拟合不够准确. 这是因为 Si-BJT 中渡越时间主要是基区渡越时间, 厄利效应

表 1 改进的 VBIC 模型的直流相关参数

Table 1 Improved VBIC model DC parameters

参数	值	参数	值	参数	值	参数	值
IS	2.51×10^{-24}	NF	1.05	NR	0.81	IBEI	1.41×10^{-24}
NEI	1.15	IBEN	5.75×10^{-19}	NEN	1.82	IBCI	7.56×10^{-12}
NCI	1.36	IBCN	9.63×10^{-10}	NCN	1.20	RE	2.33
RBX	4.37	RBI	6.87	RCX	0.50	RCI	0.55
RTH	1.11×10^3	AVC1	0.05	AVC2	14.59	Ea	1.54
Eaie	1.50	Eaic	1.48				

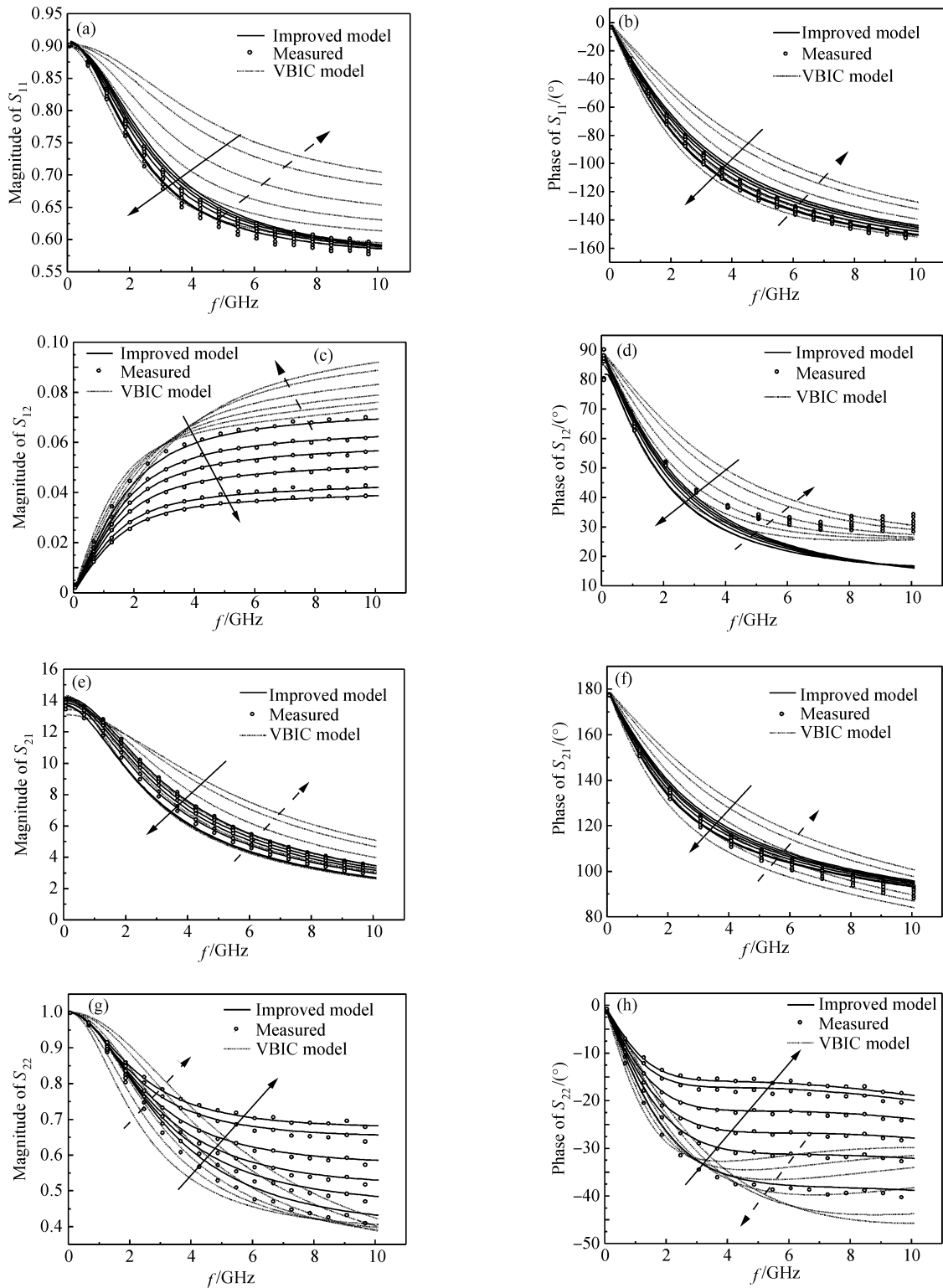


图 5 $I_c = 6.5\text{mA}$, $V_{cb} = 0.1, 0.5, 0.9, 1.5, 2.5$ 和 3.5V , 0.1GHz 到 10.1GHz 的 S 参数 箭头表示 V_{cb} 增大的方向.

Fig. 5 S -parameters from 0.1GHz to 10.1GHz , at $I_c = 6.5\text{mA}$ and $V_{cb} = 0.1, 0.5, 0.9, 1.5, 2.5, 3.5\text{V}$ The arrow direction indicates increasing V_{cb} .

导致基区变窄, 渡越时间随电压增大而减小, VBIC 模型考虑了这个效应. 而 HBT 并不发生厄利效应, 相比之下, 集电区渡越时间更为重要, 载流子速度随外加电场增大而减小, 耗尽层宽度随外加电压增大而增大, 这两个因素导致渡越时间随电压增大而增大. 改进的模型准

确地建立了 HBT 渡越时间随电压变化的方程, 使得 S 参数在很宽的 V_{cb} 变化范围内均与实际测试结果拟合完好, 提高了多电压偏置下 HBT 器件 S 参数的拟合精度. 只是 S_{12} 的相位在高频段有一定偏差, 努力在后续研究中进一步改进. 通过全局优化, 得到模型的高频相关参

表 2 改进的 VBIC 模型的高频相关参数

Table 2 Improved VBIC model AC parameters

参数	值	参数	值	参数	值	参数	值
CJE	7.93×10^{-14}	CJC	2.86×10^{-14}	CJX0	1.63×10^{-14}	TF	3.93×10^{-13}
PE	1.60	PC	1.41	CJX0	5.41×10^{-15}	XTF	0
ME	0.21	MC	0.51	CTH	2.06×10^{-9}	TR	1×10^{-9}
CBEO	2.03×10^{-14}	CBCO	5.97×10^{-15}	CCEO	2.74×10^{-15}	TD	2×10^{-12}
m_1	4.01×10^{-4}	m_2	0.24				

数,见表 2.

5 结论

本文建立了 GaAs 基 HBT 集电区载流子速度随外加电场变化的关系式,考虑了集电区耗尽层宽度随外加电压的变化,得到了随电压变化的集电区渡越时间方程.采用 SDD 将得到的渡越时间方程嵌入 VBIC 模型中,建立了改进的 InGaP/GaAs HBT VBIC 模型.由于建立了准确的集电区渡越时间方程,改进模型的 S 参数在很宽的电压范围内与测试结果符合良好,适合为应用在很宽的电压范围下的功率器件建模.另外,模型在 VBIC 的基础上建立,可以直接在 ADS 等软件中进行仿真建模,从而进行电路设计.

参考文献

- [1] McAndrew C C, Seitchik J A, Bowers D F. VBIC95: the vertical bipolar inter-company model. *IEEE J Solid-State Circuits*, 1996, 31(10):1476
- [2] Divergilio A, Zampardi P, Newton K. VBIC: a new standard in advanced bipolar modeling. *IBM Micronews*, 1999, 4(5):13

- [3] Cherepko S V, Hwang J C M. VBIC model applicability and extraction procedure for InGaP/GaAs HBT. *Proc Asia-Pacific Microwave Conf*, 2001:716
- [4] Wei C J, Gering J, Sprinkle S. Modified VBIC model for GaAs-InP HBT applications. *Asia-Pacific Microwave Conf Dig*, 2002: 354
- [5] Wei C J, Gering J M, Tkachenko Y A. Enhanced high-current VBIC model. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2005, 53(4): 1235
- [6] Liu Jun, Sun Lingling. A simplified VBIC model and InGaP/GaAs HBT wideband amplifier design. *Chinese Journal of Semiconductors*, 2005, 26(5):994 (in Chinese) [刘军, 孙玲玲. 一种简单的 VBIC 模型和 InGaP/GaAs HBT 宽带放大器设计. *半导体学报*, 2005, 26(5):994]
- [7] Iwamoto M, Root D E, Scott J B. Large-signal HBT model with improved collector transit time formulation for GaAs and InP technologies. *IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig*, Philadelphia, 2003:635
- [8] Camnitz L H, Kofol S, Low T, et al. An accurate, large signal, high frequency model for GaAs HBT's. *GaAs IC Tech Digest*, 1996:303
- [9] Tseng Shengche, Meng Chinchun, Chen Weiyu. A physics-based transit time model for GaInP/GaAs HBT devices. *IEEE APMC Proceedings*, 2005
- [10] Liu W. *Handbook of III-V hetero-junction bipolar transistors*. New York: Wiley, 1998
- [11] Samelis A. Modeling the dependence of the base-collector capacitance of power heterojunction bipolar transistors. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 1999, 5(47):642
- [12] Schroter M, Lee T Y. Physics-based minority charge and transit time modeling for bipolar transistors. *IEEE Trans Electron Devices*, 1999, 46(2):288
- [13] Houston P A, Evans A G R. Electron velocity in nGaAs at high electric fields. *Electron Lett*, 1974, 10(16):332
- [14] Olavsbråten M. A practical method of parameter extraction for the VBIC model used on a GaAs HBT. *GaAs 2000*, 2000

A VBIC Model with Voltage-Dependent Carrier Velocity and Depletion-Layer Thickness*

Ge Ji, Jin Zhi[†], Liu Xinyu, Cheng Wei, Wang Xiantai, Chen Gaopeng, and Wu Dexin

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

Abstract: The voltage-dependent carrier velocity and the depletion-layer thickness in the collector of a GaAs-based HBT have been investigated. The formulation of the voltage-dependent collector transit time has been established. An improved vertical bipolar inter-company (VBIC) model with the collector transit time has been developed. The model more accurately predicts S -parameters over a wide range of the bias voltage than the VBIC model.

Key words: carrier velocity; depletion-layer thickness; collector transit time; VBIC model

PACC: 8160C; 9240C; 6185

Article ID: 0253-4177(2008)11-2270-05

* Project supported by the State Key Development Program for Basic Research of China (No.2002CB311902)

[†] Corresponding author. Email: jinzhi@ime.ac.cn

Received 5 June 2008, revised manuscript received 8 July 2008