

SiGe HBT 传输电流模型研究*

胡辉勇[†] 张鹤鸣 戴显英 宣荣喜 崔晓英 王 青 姜 涛

(西安电子科技大学微电子学院 宽禁带半导体材料与器件教育部重点实验室, 西安 710071)

摘要: 基于 SiGe 异质结双极晶体管(HBT)大信号等效电路模型,建立了 SiGe HBT 传输电流模型.重点考虑发射结能带的不连续对载流子输运产生的影响,通过求解流过发射结界面的载流子密度,建立了 SiGe HBT 传输电流模型.该模型物理意义清晰,拓扑结构简单.对该模型进行了模拟,模拟结果与文献报道的结果符合得较好.将该模型嵌入 PSPICE 软件中,实现了对 SiGe HBT 器件与电路的模拟分析,并对器件进行了直流分析,分析结果与文献报道的结果符合得较好.

关键词: SiGe; 异质结双极晶体管; 传输电流; PSPICE 软件

PACC: 6185; 8160C; 9240C

中图分类号: TN431

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2006)06-1059-05

1 引言

近年来随着应变 SiGe 材料制备技术的发展, SiGeHBT (异质结双极晶体管 HBT) 备受重视. 由于 SiGe HBT 频率特性、线性特性和噪声特性等性能较 Si 器件优越,特别是与传统的 Si 工艺技术兼容,使其成为新一代微电子器件的研究热点^[1~4].

SiGe HBT 的诸多优点使其得到愈来愈广泛的应用,随着器件及电路的不断发展,迫切需要相应的电路模拟软件实现 SiGe HBT 电路的模拟仿真.本

文基于 SiGe HBT 大信号等效电路模型,建立了传输电流 I_{CT} 模型.并将该模型与其他参数模型嵌进了 PSPICE 软件中,实现了 PSPICE 的资源共享和 SiGe HBT 器件及电路的模拟仿真,取得了预期的结果.

2 SiGe HBT 大信号等效电路模型

SiGe HBT 大信号等效电路模型如图 1 所示^[5].该等效电路分为本征和非本征两部分, B' , C' , E' 是本征晶体管的外结点.

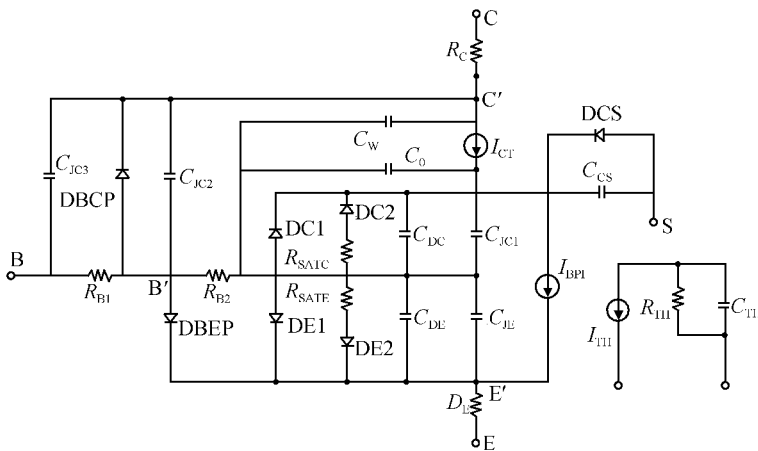


图 1 SiGe HBT 大信号等效电路模型

Fig.1 SiGe HBT large signal equivalent circuit model

* 国家部委预研基金(批准号:4130806108)和模拟集成电路国家重点实验室基金(批准号:51408010301DZ01)资助项目

[†] 通信作者. Email: huhy@xidian.edu.cn

2005-09-05 收到, 2005-10-28 定稿

当 npn SiGe HBT 工作在线性区时,发射区电子注入基区,部分电子与空穴复合,其余的电子将输运至集电结势垒区边界,并在势垒区强电场的作用下漂移到集电区,这一过程在图 1 所示等效电路模型中用电流源 I_{CT} 来表示.

$$I_{CT} = I_{CF} - I_{CR} \quad (1)$$

式中 I_{CF} 为 HBT 正向工作时 ($V_{BC'} = 0$) 的基区复合电流;发射区的注入电流为 I_{CF}/β_F ,在图 1 的模型中用二极管 DE1 来等效, β_F 为晶体管正向工作时的电流放大倍数; I_{CR} 为 HBT 反向工作时 ($V_{BE'} = 0$) 的基区复合电流;集电区的注入电流为 I_{CF}/β_R ,在图 1 的模型中用二极管 DC1 来等效, β_R 为晶体管反向工作时的电流放大倍数.

模型中二极管 DE2,DC2 用来描述空间电荷区和表面复合电流的非理想特性.另外,为了更好地描述直流特性曲线,引入电阻 R_{SATE}, R_{SATC} .

C_{DE}, C_{DC} 分别是发射结和集电结扩散电容; C_{JE} 是发射结势垒电容; $C_{JC1}, C_{JC2}, C_{JC3}$ 是集电结分布电容; C_{CS} 为衬底电容.

R_E, R_C, R_{B1} 和 R_{B2} 分别为集电区、发射区串联电阻、基区固定电阻和由载流子引起的基区可变电阻.恒流源 I_{EPI} 与 C_O, C_W 用于描述准饱和效应与速度饱和效应.二极管 DBCP, DBEP 用于描述周边复合电流. I_{TH} 为电路中消耗的总功率, R_{TH}, C_{TH} 为自热效应的模型参数. DCS 为衬底二极管.

3 传输电流 I_{CT} 模型

本文采用一维电流密度方程对 HBT 进行分析,基区电子电流密度 J_n 和空穴电流密度 J_p 分别为^[6]:

$$J_n = q\mu_n p(x)\epsilon(x) - qD_n dn(x)/dx \quad (2)$$

$$J_p = q\mu_p p(x)\epsilon(x) - qD_p dp(x)/dx \quad (3)$$

式中 μ_n, μ_p 分别为基区电子和空穴的迁移率; D_n, D_p 分别为基区电子和空穴的扩散系数; $\epsilon(x)$ 为基区自建电场; $n(x)$ 为基区电子浓度; $p(x)$ 为基区空穴浓度.

在 HBT 的基区中, $J_n \gg J_p$, 则 $J = J_p + J_n \approx J_n$,

由爱因斯坦关系 $\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q}$, 可得

$$\begin{aligned} p(x)J_n &= qD_n n(x)dp(x)/dx + \\ & qD_n p(x)dn(x)/dx \\ &= qD_n d[n(x)p(x)]/dx \quad (4) \end{aligned}$$

在只有外加直流偏置的情况下,基区复合电流所占比例非常小,可以近似认为 J_n 为常量.将上式从发射极空间电荷区基区一侧的边界 X_{pE} 到集电极空间电荷区基区一侧的边界 X_{pC} 积分,可以得到^[7]

$$J_n = qD_n \frac{p(X_{pC})n(X_{pC}) - p(X_{pE})n(X_{pE})}{\int_{X_{pE}}^{X_{pC}} p(x)dx} \quad (5)$$

对于 Si BJT 而言,在空间电荷区内及其边界电子与空穴浓度的积^[8]

$$n(x)p(x) = n_i^2 e^{\frac{qV_A}{kT}} \quad (6)$$

其中 V_A 为外加电压,等于空间电荷区两侧费米能级之差.而在异质结中,由于能带在界面上不连续,势垒上将出现一个尖峰,如图 2 所示.此时通过异质结界面的电流除了漂移扩散流外,还有热电子发射电流、隧穿电流等^[9],所以(6)式对异质结不适用.

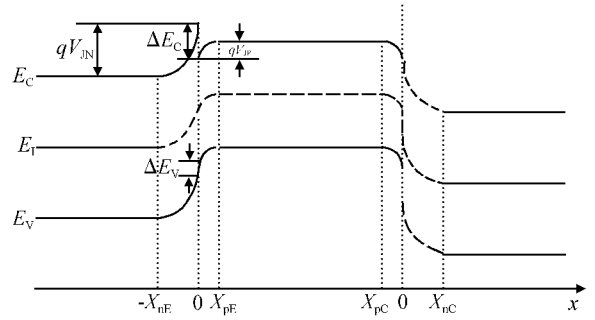


图 2 npn SiGe 能带结构示意图

Fig. 2 Schematic band diagram of npn SiGe HBT

设通过发射结空间电荷区的电子流量为 F_{EN} ^[7], 则

$$\begin{aligned} F_{EN} &= F_1 - F_2 \\ &= v_x n(x = 0^-) - v_x n(x = 0^+) e^{-\frac{\Delta E_C}{kT}} \quad (7) \end{aligned}$$

式中 $v_x = (\frac{kT}{2\pi m_n^*})^{\frac{1}{2}}$ ^[10] 为电子通过发射结界面处的速度, m_n^* 为电子的有效质量; F_1 为发射结界面处从发射区流入基区的电子流量; F_2 为从基区流入发射区的电子流量.由于在异质结界面处的准费米能级不连续,而在界面两侧的空间电荷区电子和空穴的准费米能级仍为常量,那么就有^[7]

$$F_{EN} = v_x n(X_{nE}) e^{-\frac{qV_{JN}}{kT}} - v_x n(X_{pE}) e^{-\frac{qV_{JP} - \Delta E_C}{kT}} \quad (8)$$

$V_J = V_{JN} + V_{JP}$ 是发射结空间电荷区势垒高度.

设 S_{EN} 为发射结界面载流子有效速度^[7], S_{CN} 为集电结界面载流子有效速度, 则有

$$\begin{cases} S_{EN} = v_x e^{\frac{qV_{JP} - \Delta E_C}{kT}} \\ S_{CN} = v_x e^{-\frac{qV_{JN}}{kT}} \end{cases} \quad (9)$$

则

$$F_{EN} = S_{EN} [n(X_{nE}) e^{-\frac{qV_{JN}}{kT}} - n(X_{pE})] \quad (10)$$

得到

$$n(X_{pE}) = -\frac{F_{EN}}{S_{EN}} + n(X_{nE})e^{-\frac{qV_J + \Delta E_C}{kT}} \quad (11)$$

(11)式表示异质结两侧电子浓度的关系,右边第一项描述能带尖峰的影响.如果尖峰很小,则 S_{EN} 很大,那么 $\frac{F_{EN}}{S_{EN}}$ 可以忽略.同理可得到

$$p(X_{pE}) = -\frac{F_{EP}}{S_{EP}} + p(X_{nE})e^{-\frac{qV_J + \Delta E_V}{kT}} \quad (12)$$

其中 S_{EP} 为界面载流子有效速度; F_{EP} 为通过发射结空间电荷区的空穴流量.如图 2 所示,界面处价带顶未出现尖峰,故(12)式右边第一项可以忽略.将(11),(12)式相乘得

$$p(X_{pE})n(X_{pE}) = -\frac{F_{EN}}{S_{EN}}p(X_{nE})e^{-\frac{qV_J + \Delta E_V}{kT}} + p(X_{nE})n(X_{nE})e^{-\frac{\Delta E_G}{kT}} \quad (13)$$

而

$$p(X_{nE})n(X_{nE}) = n_{iE}^2 e^{-\frac{E_{FN}(X_{nE}) - E_{FP}(X_{nE})}{kT}} = n_{iE}^2 e^{-\frac{qV_{BE'}}{kT}} \quad (14)$$

又^[7]

$$n_{iE}^2 e^{-\frac{\Delta E_G}{kT}} = n_{iB}^2 \quad (15)$$

式中 $\Delta E_G = \Delta E_C + \Delta E_V$, 所以

$$p(X_{pE})n(X_{pE}) = -\frac{F_{EN}}{S_{EN}}p(X_{nE})e^{-\frac{qV_J + \Delta E_V}{kT}} + n_{iB}^2 e^{-\frac{qV_{BE'}}{kT}} \\ = -\frac{F_{EN}}{S_{EN}}p(X_{pE}) + n_{iB}^2 e^{-\frac{qV_{BE'}}{kT}} \quad (16)$$

同理

$$p(X_{pC})n(X_{pC}) = -\frac{F_{CN}}{S_{CN}}p(X_{pC}) + n_{iB}^2 e^{-\frac{qV_{BC'}}{kT}} \quad (17)$$

式中,通过集电结空间电荷区的电子流量为 F_{CN} ^[7], 所以

$$J_n = \frac{qD_n}{\int_{X_{pE}}^{X_{pC}} p(x)dx} [n_{iB}^2 e^{-\frac{qV_{BC'}}{kT}} - n_{iB}^2 e^{-\frac{qV_{BE'}}{kT}} - \frac{F_{CN}}{S_{CN}}p(X_{pC}) + \frac{F_{EN}}{S_{EN}}p(X_{pE})] \quad (18)$$

又有

$$J_n = -F_{EN}q = F_{CN}q \quad (19)$$

将(19)式代入(18)式得

$$\left[\frac{D_n p(X_{pC})}{S_{CN}} + \frac{D_n p(X_{pE})}{S_{EN}} + \int_{X_{pE}}^{X_{pC}} p(x)dx \right] J_n = -qD_n \left(n_{iB}^2 e^{-\frac{qV_{BC'}}{kT}} - n_{iB}^2 e^{-\frac{qV_{BE'}}{kT}} \right)$$

即

$$J_n = \frac{-q^2 D_n n_{iB}^2}{\frac{qD_n p(X_{pC})}{S_{CN}} + \frac{qD_n p(X_{pE})}{S_{EN}} + \int_{X_{pE}}^{X_{pC}} p(x)dx} \times \left(e^{-\frac{qV_{BC'}}{kT}} - e^{-\frac{qV_{BE'}}{kT}} \right) \quad (20)$$

则流过基区的少子电流为 $I_n = AJ_n$, A 为发射结面积.而从集电区流向发射区的总传输电流 $I_{CT} = -I_n$, 则

$$I_{CT} = AJ_{CT} = AJ_n = \frac{qAD_n n_{iB}^2}{\frac{D_n p(X_{pC})}{S_{CN}} + \frac{D_n p(X_{pE})}{S_{EN}} + \int_{X_{pE}}^{X_{pC}} p(x)dx} \times \left(e^{-\frac{qV_{BC'}}{kT}} - e^{-\frac{qV_{BE'}}{kT}} \right) \quad (21)$$

即

$$J_{CT} = J_n = \frac{qD_n n_{iB}^2}{\frac{D_n p(X_{pC})}{S_{CN}} + \frac{D_n p(X_{pE})}{S_{EN}} + \int_{X_{pE}}^{X_{pC}} p(x)dx} \times \left(e^{-\frac{qV_{BC'}}{kT}} - e^{-\frac{qV_{BE'}}{kT}} \right) \quad (22)$$

式中

$$V_J = \frac{q\Delta E_G}{2kT} - V_{BE'} = V_{JN} + V_{JP} \quad (23)$$

$$\frac{V_{JN}}{V_{JP}} = \frac{\epsilon_B N_B}{\epsilon_E N_E} \quad (24)$$

将(23)和(24)式联立,得

$$\begin{cases} V_{JP} = \frac{V_J}{1 + \frac{\epsilon_B N_B}{\epsilon_E N_E}} \\ V_{JN} = V_J \left(\frac{\epsilon_B N_B}{\epsilon_B N_B + \epsilon_E N_E} \right) \end{cases} \quad (25)$$

4 模拟结果与分析

取发射极面积为 $0.4\mu\text{m} \times 12\mu\text{m}$, $V_{CE} = 1\text{V}$ ^[11], 将(9),(23),(24)和(25)式代入(21)式,在 Ge 组分分别为 0.15, 0.2 和 0.25 时进行数值分析,结果如图 3 所示.本文的模拟结果与文献^[11]报道的结果吻合得较好.从图中可得传输电流 I_{CT} 随 Ge 组分的增加而增大,这是由于随着 Ge 组分的增加,基区禁带宽度变窄,发射结两侧禁带差加大,使得器件发射结注入比迅速提高,从而引起传输电流 I_{CT} 增大.

利用 PSPICE 软件留给用户的外部端口——器件方程开发包 DEVEQ(device equations developer),重新编译生成用户自己的模块,可将上述基于大信号传输电流模型的 SiGe HBT 模型嵌入到 PSPICE 软件中.

应用已嵌入 SiGe HBT 模型的 PSPICE 软件模拟出的 $I-V$ 特性如图 4 所示.文献^[12]图 8(a)给出的 $I-V$ 特性曲线在基极电流分别为 0.15 和 0.25mA 时, I_C 分别约为 1.8 和 3.2mA; 而本文模

拟的结果从图 4 中可以看出,在相同的参数下 I_C 分别约为 1.8 和 3.1mA,两者吻合得较好.

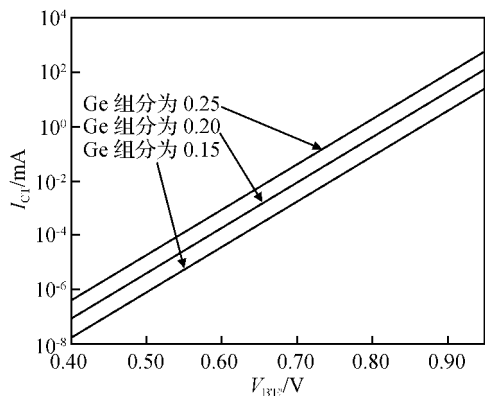


图 3 $I_{CT}-V_{BE}$ 特性曲线

Fig.3 $I_{CT}-V_{BE}$ characteristics curve

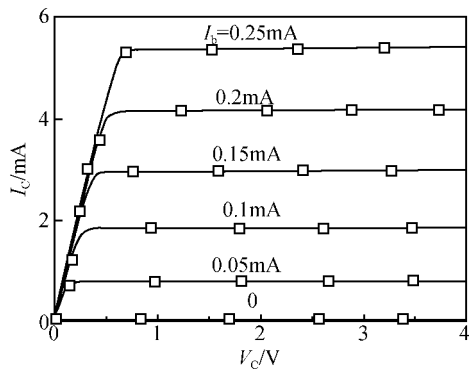


图 4 SiGe HBT 直流特性模拟

Fig.4 DC simulation results of SiGe HBT

5 结论

本文基于 SiGe HBT 大信号等效电路模型,以及发射结能带的不连续对载流子输运产生的影响,建立了 SiGe HBT 大信号传输电流 I_{CT} 模型.该模型物理意义清晰,拓扑结构简单.对该模型进行了模拟,模拟结果与文献报道的结果符合得较好.将该模型嵌入 PSPICE 软件中,实现对 SiGe HBT 器件与电路的模拟分析,并对器件进行了直流分析,分析结果与理论分析结果相一致,并且与文献报道的结果符合得较好.

参考文献

- [1] Guo Baozeng. Study of Si/Si_{1-x}Ge_x strained layer heterojunction bipolar transistors(HBT) by simulating AC/DC characteristics. Chinese Journal of Semiconductors, 1998, 19(10): 764(in Chinese)[郭宝增. Si/Si_{1-x}Ge_x 应变层异质结双极晶体管(HBT)交直流特性的仿真研究. 半导体学报, 1998, 19(10):764]
- [2] Dai Xianying, Zhang Heming, Wang Wei, et al. Characterization of doping concentration for strained Si_{1-x}Ge_x material. Chinese Journal of Semiconductors, 2003, 24(9): 946(in Chinese)[戴显英, 张鹤鸣, 王伟, 等. 应变 Si_{1-x}Ge_x 材料掺杂浓度的表征. 半导体学报, 2003, 24(9):946]
- [3] Hu H Y, Zhang H M, Dai X Y, et al. Hole-sheet-density in SiGe pMOS quantum well with δ -doping-layer. Acta Physica Sinica, 2004, 53(12): 4314(in Chinese)[胡辉勇, 张鹤鸣, 戴显英, 等. 含有 δ -掺杂层的 SiGe pMOS 量子阱沟道空穴密度研究. 物理学报, 2004, 53(12): 4314]
- [4] Lü Y, Zhang H M, Dai X Y, et al. Junction capacitance models of SiGe HBT. Acta Physica Sinica, 2004, 53(9): 3239(in Chinese)[吕懿, 张鹤鸣, 戴显英, 等. SiGe HBT 势垒电容模型. 物理学报, 2004, 53(9): 3239]
- [5] Hu Huiyong, Zhang Heming, Lü Yi, et al. SiGe HBT large signal equivalent circuit model. Acta Physica Sinica, 2006, 54(1): 403(in Chinese)[胡辉勇, 张鹤鸣, 吕懿, 等. SiGe HBT 大信号等效电路模型. 物理学报, 2006, 54(1): 403]
- [6] Zhang H M, Dai X Y, Lin D S, et al. Optimization of the base Ge composition profile for base transit time minimization in the SiGe heterojunction bipolar transistor. Journal of Xidian University, 2000, 27(3): 305(in Chinese)[张鹤鸣, 戴显英, 林大松, 等. SiGe HBT 基区渡越时间与基区 Ge 组分剖面优化. 西安电子科技大学学报, 2000, 27(3): 305]
- [7] Chetan D P, Fredrik A L. A new charge-control model for single- and double- heterojunction bipolar transistor. IEEE Trans Electron Devices, 1992, 39(6): 1303
- [8] Zhang P Y, Zhou Y M. Transistor theory. Shanghai: Shanghai Scientific and Technical Publishers, 1985: 13(in Chinese)[张屏英, 周佑谟. 晶体管原理. 上海: 上海科技出版社, 1985: 13]
- [9] Yu L S. Semiconductor heterojunction physics. Beijing: Science Press, 1990: 87(in Chinese)[虞丽生. 半导体异质结物理. 北京: 科学出版社, 1990: 87]
- [10] Ryum B R, Abdel-Motaleb I M. A gummel-poon model for abrupt and graded heterojunction bipolar transistor(HBTs). Solid-State Electron, 1990, 33(7): 869
- [11] Wagner S, Palankovski V, Röhrer G, et al. Direct extraction feature for scattering parameters of SiGe-HBTs. Appl Surf Sci, 2004, 224: 365
- [12] Lin Fujiang, Zhou Tianshu, Chen Bo. Extraction of VBIC model for SiGe HBTs made easy by going through Gummel-Poon model. Proc SPIE Int Soc Opt Eng, 2000, 4228: 249

Transport Current Model of SiGe HBT*

Hu Huiyong[†], Zhang Heming, Dai Xianying, Xuan Rongxi, Cui Xiaoying,
Wang Qing, and Jiang Tao

(Key Laboratory of the Ministry of Education for Wide Band-Gap Semiconductor Materials and Devices,
School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Based on the large signal equivalent circuit model of SiGe heterojunction bipolar transistor (HBT), a SiGe HBT transport current model is developed that takes the influence on carrier transport of the energy band discontinuity of the emitter into account. The model features the definite physical meaning and simple topology. The simulated results agree well with the results theoretically analyzed in other literature. The DC characteristic simulated by PSPICE, into which the model is embedded, is in accord with that in other literatures.

Key words: SiGe; heterojunction bipolar transistor; transport current; PSPICE

PACC: 6185; 8160C; 9240C

Article ID: 0253-4177(2006)06-1059-05

* Project supported by the Pre-Research Foundation of National Ministries and Commissions (No. 41308060108) and the Foundation of the Key Laboratory of National Analog IC (No. 51408010301DZ01)

[†] Corresponding author. Email: huhy@xidian.edu.cn

Received 5 September 2005, revised manuscript received 28 October 2005

©2006 Chinese Institute of Electronics