

# 与 CMOS 工艺兼容的横向双极晶体管直流特性的新算法

马槐楠 徐葭生 清华大学微电子学研究所, 北京 100084

(1991年10月6日收到, 1991年12月13日收到修改稿)

本文提出了一种适用于 CMOS 工艺中横向双极型晶体管直流特性计算的新方法。新方法采用解析形式计算电流  $I_c$ , 所需模型参数均保留明确的物理意义, 不用数值和曲线拟合参数的方法就能得到处于任何注入水平的本征收集极电流  $I_c$  和跨导  $g_{m0}$ 。该方法为在设计高精度的 CMOS 模拟 IC 中利用横向双极器件提供了良好的 CAD 器件模型。模型值和实验值呈现良好的一致性。

EEACC: 2560, 2560B, 2560J, 2560R

## 一、引言

BiCMOS 工艺因其将双极器件和 CMOS 器件各自的优点集于一身而成为九十年代先进的 IC 工艺。现有 BiCMOS 工艺一般追求高速度和高精度, 适用于视频领域(一般要求双极器件的  $f_T > 1GHz$ ), 以提高工艺难度和增加成本为代价。而在应用广泛的音频领域, 用纯 CMOS 工艺中兼容的横向双极器件, 也能够达到大大改善 CMOS 模拟电路精度的目的, 且不增加任何工艺步骤、难度和费用。这种 CMOS 兼容横向双极器件简称 CLBT (Compatible Lateral Bipolar Transistor), 实际上是一个以双极型偏置方式工作的、位于阱中的、具有环形向心结构的 MOSFET, 见图 1。源区(发射极)位于中心, 被漏区(收集极)包围; 阵(基极)和栅之间的偏置使硅表面处于强积累状态。CLBT 的基区宽度由 CMOS 工艺特征尺寸确定, 而积累层对界面缺陷的屏蔽作用使得 CLBT 不再是表面器件而成为体内器件了。体内器件的优点使其在微功耗、低噪声、高精度的 CMOS 模拟 IC 中得到了广泛的应用<sup>[1-4]</sup>。但迄今这种横向器件还缺乏良好的 CAD 模型。

当硅表面处于强积累状态后, 栅压对 CLBT 的特性的影响可以忽略<sup>[10]</sup>。在此条件下, 和通常的双极器件相比, 其不同之处在于 CLBT 总是和一个正向工作的纵向衬底双极器件并联在一起, 两个并联器件共用发射极和基极。本文首先并主要讨论横向  $I_c$  的算法, 其次考虑衬底分流电流  $I_s$  和基极电流  $I_B$ 。利用 3μm P 阵 CMOS 工艺的 CLBT 样品来检验模型的正确性。本文提供的是正偏工作状态下的 CLBT 直流模型的计算方法, 以便为精密 CMOS 模拟 IC 的设计提供 CAD 工具。

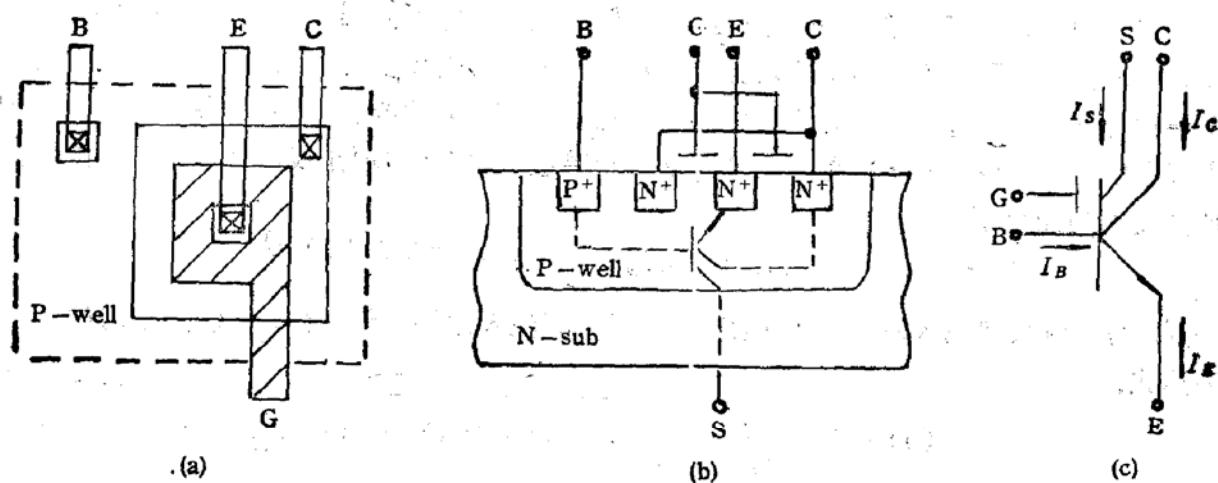


图1 P阱 CMOS 工艺中 CLBT 的版图(a), 截面图(b)和电路符号(c)

## 二、横向电流 $I_c$

对于一维等效的模型, 基区杂质为任意分布的双极器件, 其收集极电流在正偏工作状态下可表示为<sup>[11]</sup>:

$$I_c = \frac{A^2 q^2 n_i^2 \bar{D}_N \exp(V_{BE}/U_T)}{Q_B}, \quad (1)$$

式中  $A$ 、 $q$ 、 $n_i$ 、 $\bar{D}_N$ 、 $U_T$  分别为面积、电荷电量、本征载流子浓度、等效扩散系数和热电压,  $Q_B$  为基区多子电量 ( $Q_B = qA \int_0^{V_B} p(x) dx$ ). 小注入下,  $Q_B$  为常数, 由固定电荷决定, 大注入下  $Q_B$  为变量, 与注入水平有关. (1)式是著名的 GP 模型的出发点<sup>[11]</sup>. 选择好的  $Q_B$  的计算方法, 就能使(1)式描写任意注入水平情况下的  $I_c$ . 在广泛采用的 GP 模型中,  $Q_B$  的求解需要解一个一元二次方程, 同时需要引入“膝点”电流  $I_K$  和 Early 电压  $V_A$  等参数来分别描述大注入和 Early 效应. 由于串联寄生电阻的存在, 使得  $I_K$  值的确定变得很困难, 而  $V_A$  一般也是直流工作点的函数, 因此  $I_K$  和  $V_A$  不具有十分明确的物理意义, 实质上是曲线的拟合参数. 在其他模型中<sup>[12,13]</sup>, 大注入效应也是通过经验公式来拟合的. 本节针对 CLBT 的特点, 提出一种  $Q_B$  的新算法, 避免了拟合参数方法而成功地描述了正偏状态下 CLBT 的各主要的二级效应.

横向  $Q_B$  的基本假设和近似包括: (1)一维等效近似; (2) BE 和 BC 结用突变结近似; (3)耗尽近似; (4)横向基区杂质梯度为零; (5)有效基区宽度  $W_B$  等于有效栅长  $L_{eff}$  与 BC 结耗尽宽度  $X_D$  之差 ( $W_B = L_{eff} - X_D$ ); (6)基区过剩少子以饱和速度  $v_s$  漂移通过 BC 结电荷区而被收集极收集(即使在  $V_{BC} = 0$  的偏置下. 该电荷区的平均场强已经超过临界电场强度)<sup>[10]</sup>, 这样基区 BC 结边界的过剩少子浓度  $n'(W_B)$  由下式决定:

$$n'(W_B) = \frac{I_c}{A q v_s} \quad (2)$$

$n'(W_B)$  正比于  $I_c$ ,  $n'(W_B)$  对 BC 结耗尽宽度  $X_D$  的影响使得基区扩展 (Kirk) 效应得以描述.

基区中非平衡多子浓度  $p(x)$  等于离化了的受主浓度  $N_A$  与过剩多子浓度  $p'(x)$  之和, 而  $p'(x)$  等于基区过剩少子浓度  $n'(x)$  (由于电中性的要求). 因此  $Q_B$  分为两部分:  $Q_B = Q_{B\text{max}} + Q'_{B\text{min}}$ ,  $Q_{B\text{max}}$  由  $N_A$  决定,  $Q'_{B\text{min}}$  由  $n'(x)$  决定. 严格地讲,  $n'(x)$  是一个复杂的函数, 但将  $n'(x)$  在  $x=0$  点展开台劳级数, 取前两项作线性近似,  $Q_B$  的积分计算便大为简化了:

$$Q_B = Q_{B\text{max}} + Q'_{B\text{min}} = AqN_A W_B + Aq \frac{n'(0) + n'(W_B)}{2} \cdot W_B, \quad (3)$$

$n'(0)$  为发射极向基区注入的少子浓度. 考虑到注入水平的任意性,  $n'(0)$  采用如下的表达式:

$$n'(0) = \frac{N_A}{2} \left\{ \sqrt{1 + \frac{4n_i^2}{N_A^2} [\exp(V_{BE}/U_T) - 1]} - 1 \right\}. \quad (4)$$

小注入时,  $n'(0) \propto \exp(V_{BE}/U_T)$ , 大注入时  $n'(0) \propto \exp(V_{BE}/2U_T)$ .

我们知道, 在小注入和大注入极限,  $n'(x)$  的线性分布是一个很好的近似, 问题出在这种线性近似是否对任意水平都能接受. 为此我们将  $Q'_{B\text{min}}$  的近似值与数值解进行了比较, 并充分考虑了基区浓度  $N_A$ 、基区宽度  $W_B$  和少子扩散长度  $L_D$  等参数变化的影响, 结果表明, 在最坏条件下,  $Q'_{B\text{min}}$  的相对误差约 6%, 小于大多数物理参数 ( $L_{\text{eff}}, N_A, A$  等) 本身的不确定性(一般它们大于 10%), 见图 2. 所以  $n'(x)$  的线性分布是一个很好的、完全可以接受的近似.

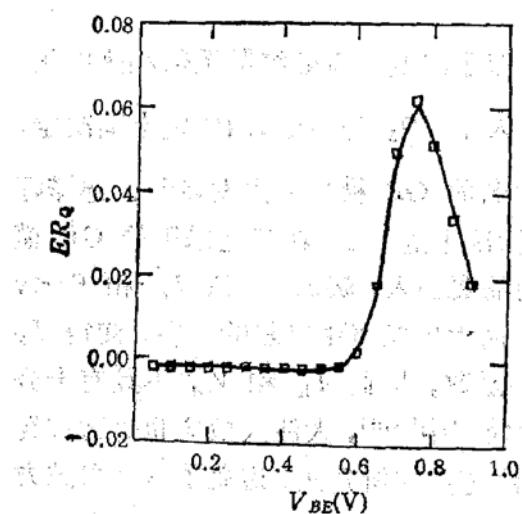


图 2  $Q'_{B\text{min}}$  相对误差  $ER_Q \sim V_{BE}$  曲线  
 $ER_Q = \Delta Q'_{B\text{min}} / Q'_{B\text{min}}$

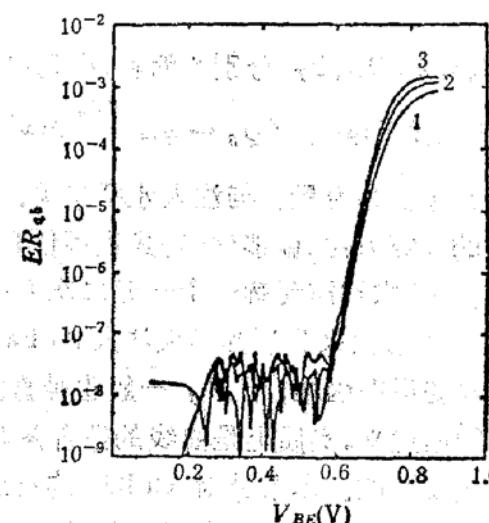


图 3 解析根  $q_b$  的相对误差  $ER_{q_b} \sim V_{BE}$  曲线  
 $V_{BC} = 0, -2, -4$  V (对应曲线 1, 2, 3),  
 $ER_{q_b} = \frac{\Delta q_b}{q_b}$

依据上述假设和近似, 利用突变结深计算公式以及(2)式, (3)式可以表示为  $I_e$  的函数:

$$Q_B = Aq \left( L_{\text{eff}} - \frac{X_{D0}}{\sqrt{1 + \frac{I_e}{Aq\nu_s N_A}}} \right) \left[ N_A + \frac{n'(0) + \frac{I_e}{2Aq\nu_s}}{2} \right]. \quad (5)$$

式中  $L_{eff}$ 、 $X_{D0}$  分别为有效栅长和小注入下 BC 结空间电荷区宽度。利用(1)式可以消去上式中的  $I_c$ , 进而得到一个  $Q_B$  方程。一旦求出  $Q_B$ , 以下问题便迎刃而解: (1) 收集电流  $I_c$ ; (2) 边界浓度  $n'(W_B)$ ; (3) 基区宽度  $W_B$ ; (4) 基区渡越时间  $\tau_B(\tau_B = Q_{Bmin}/I_c)$ 。然而所得方程经化简后为一元五次方程, 无解析根。为此需寻求  $Q_B$  的解析根。数值计算表明,  $n'(W_B)/n'(0)$  是一个小量  $x$  ( $< 0.05$ ), 利用  $\frac{1}{1+x} \approx 1-x$  的台劳展开近似, 该式最后可化为一元三次方程<sup>[10]</sup>:

$$q_b^3 + a_2 q_b^2 + a_1 q_b + a_0 = 0, \quad (6)$$

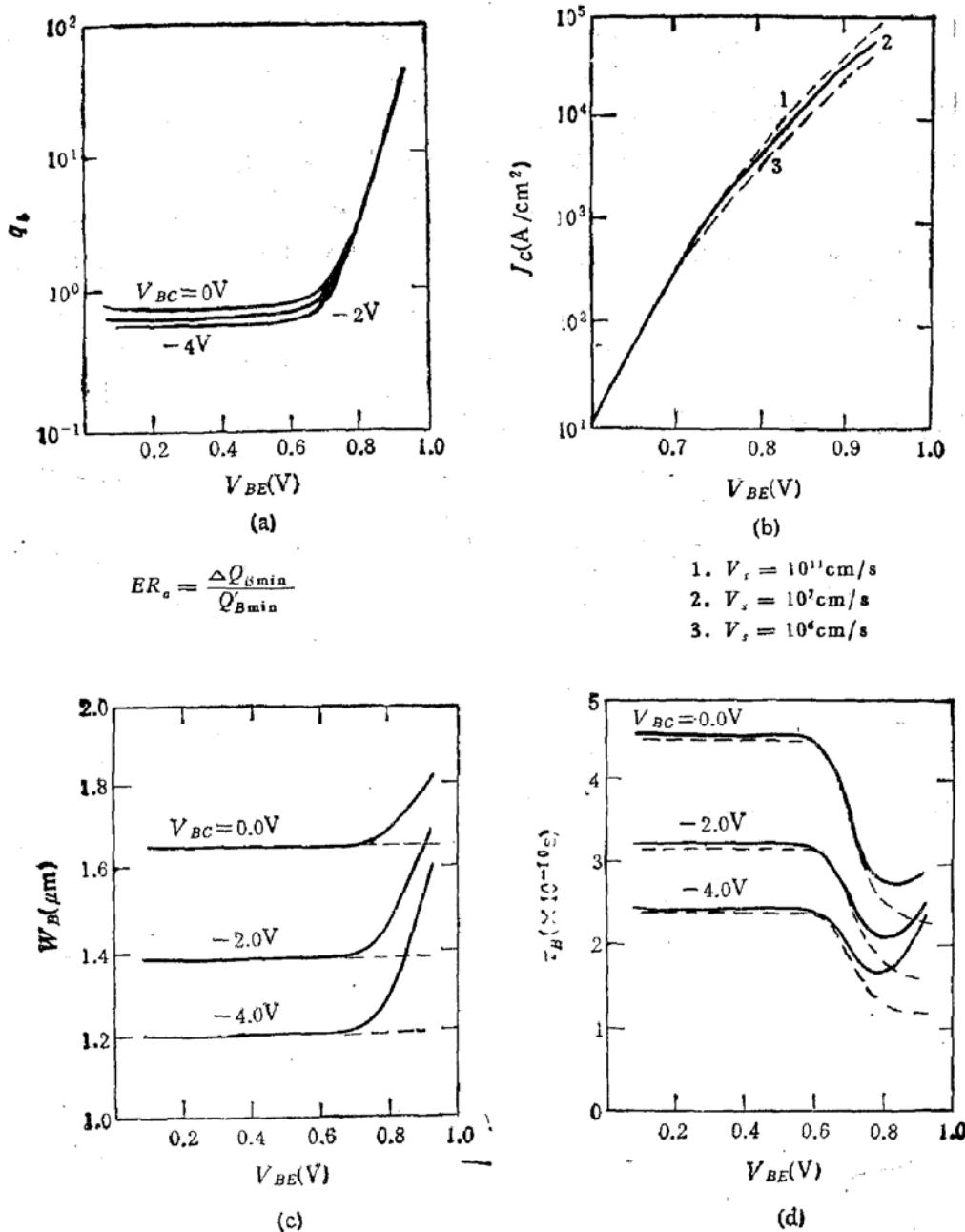


图 4 计算结果: (a)  $q(V_{BC}) \sim V_{BE}$  曲线 (b)  $J_c(v_s) \sim V_{BE}$  曲线  
 (c)  $W_B(V_{BC}, v_s) \sim V_{BE}$  曲线 (d)  $\tau_B(V_{BC}, v_s) \sim V_{BE}$  曲线

其中  $q_b$  定义为无量纲参数:  $q_b = Q_B / (AqL_{\text{eff}}N_A)$ ,  $a_2, a_1, a_0$  为偏压  $V_{BE}, V_{BC}$  和其他物理参数的函数。将(6)式  $q_b$  的解析解与五次方程的数值解相比较, 解析根的最大相对误差只有 0.1%, 完全可以忽略其对工程计算精度的影响, 见图 3。

至此, 我们完成了  $q_b$  (即  $Q_B$ ) 的计算, 而引入的误差不会大于工艺参数误差, 见图 4(a)。有趣的是, 在 GP 模型中, 需要增加拟合参数并解一个二次方程来求解  $Q_B$ , 而这里我们则不需拟合参数, 只需求解一个三次方程就能得到  $Q_B$ 。所用参数均有明确的物理意义。 $Q_B$  的新算法使得横向器件的特性与各物理参数的关系得到直观内在的反应。大注入时少子浓度  $n'(0)$  与  $V_{BE}$  指数关系的偏离自然地描述了  $I_c$  和  $V_{BE}$  指数关系的偏离, 饱和速度  $v_s$  对  $I_c$  的影响也得到了定量的描述, 见图 4(b)。图 4(c) 和图 4(d) 中虚线代表  $v_s \rightarrow \infty$ 。图 4(c) 定量地反应了 Early 效应、Kirk 效应以及它们和注入水平、 $v_s$  的关系。值得提及的是, 在已发表的有关 Kirk 效应的论文中<sup>[14,15]</sup>,  $W_B$  随  $I_c$  增加而展宽、进而引起  $\beta$  和  $f_T$  下降的问题得到了较好的描述 ( $I_c$  被当作已知的自变量), 但是  $W_B$  展宽反过来又是如何影响  $I_c$  的变化的问题却没有得到回答。而这两方面的问题在这里可以通过求解(6)式而同时获得解答。横向基区渡越时间  $\tau_B$  随  $I_c$  的变化可以得到直接的描述, 见图 4(d), 而对这一变化, GP 模型中采用了十分复杂的拟合公式。

对模拟电路来说, CLBT 器件的跨导  $(g_{mc} = \frac{\partial I_c}{\partial V_{BE}})$  是一个十分重要的参数。 $g_{mc}$  是工作点的函数。利用(1)和(5)式做微分变换,  $g_{mc}$  可以表示为:

$$g_{mc} = \frac{I_c}{nU_T}, \quad (7)$$

其中  $n$  是  $Q_B$  的函数<sup>[10]</sup>。小注入时,  $n = 1$ , 随注入水平增加  $n$  值变大, 造成单位电流跨导 ( $g_{mc}/I_c$ ) 随注入增加而下降, 见图 5。能对这一变化做定量的描述, 对提高模拟电路 CAD 的精度有重要的好处。考虑串联电阻后,  $I_c$  的计算值和实验值呈现良好的一致性, 见图 6。

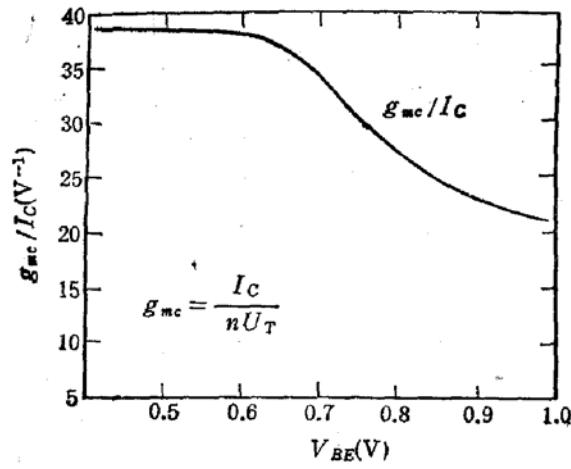


图 5 单位电流跨导  $g_{mc}/I_c \sim V_{BE}$  曲线

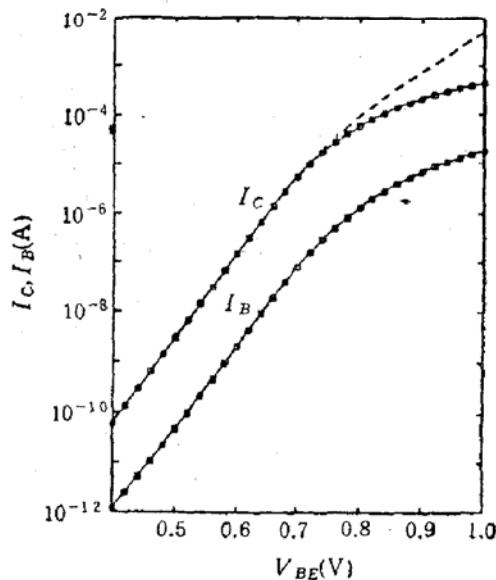


图 6  $I_c, I_B \sim V_{BE}$  实验(点)和理论(实线)曲线, 无串联电阻为虚线 ( $V_{BC} = V_{BS} = 0$  V,  $V_{GB} = -1.5$  V)

### 三、衬底电流 $I_s$ 和基极电流 $I_B$

在 CLBT 中,衬底电流  $I_s$  不如  $I_c$  来得重要,它提供了器件和电路的功耗信息。在计算  $I_s$  时,我们避免了重新建立  $I_s(V_{BE}, V_{BS})$  的函数关系式的方法,而是利用  $I_s$  和  $I_c$  随  $V_{BE}$  变化趋势相同的特点,建立了联系  $I_c$  和  $I_s$  的关系式:

$$I_s = \frac{r_t \cdot I_c}{1 + (I_c/I_{CHF})^m}, \quad (8)$$

式中  $r_t$  可通过测量小注入时  $I_s$  和  $I_c$  的比值获得,  $I_{CHF}$  和  $m$  可以通过测量  $I_s$  和  $I_c$  在大注入下的比值、经线性外推获得。这样,一旦计算出  $I_c$ , 就能立即确定  $I_s$  以及 CLBT 的横向收集效率  $\alpha_c (-I_s/(I_c + I_s))$  了, 其计算结果和实验值吻合得很好, 见图 7 和图 8。 $\alpha_c$  是 CLBT 器件重要的交流参数之一。

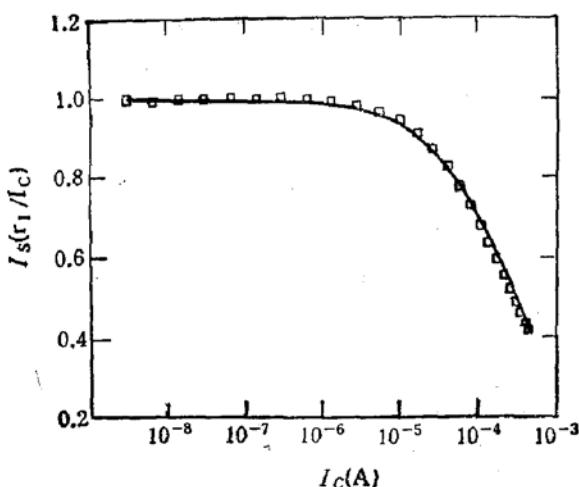


图 7 归一化比例  $I_s/(r_t/I_c) \sim I_c$  的实验(点)和计算(线)曲线 ( $r_t = 2.59$ ,  $I_{CHF} = 0.312 \text{ mA}$ ,  $m = 0.855$ ,  $E_{rr} = 0.7\%$ )

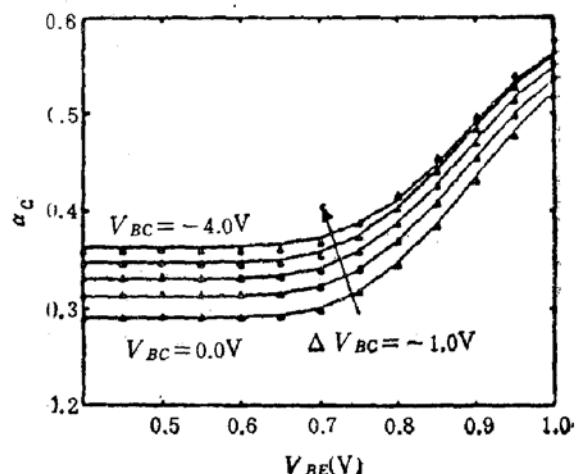


图 8  $\alpha_c$  的计算值(线)和实验值(点)

在没有沾污的 CMOS 工艺中,基区表面复合可以忽略,在此条件下,CLBT 的  $I_B$  模型(类似 SPICE 中的模型)采用两部分组成:  $I_B = I_{B1} + I_{B2}$ ,  $I_{B1}$  为 BE 结空间电荷区的复合电流,  $I_{B2}$  与  $(I_c + I_s)$  成正比,比例系数为  $1/\beta$ :

$$I_B = I_{B1} + \frac{I_c + I_s}{\beta}. \quad (9)$$

因为 CLBT 的结构中有两个(横向和纵向)正向工作的双极管共用一个基极。 $\beta$  应当在  $I_{B1}$  影响很小的条件下由实测的  $(I_c + I_s)/I_B$  来确定。按该方法,  $I_B$  的计算值和实验值获得了良好的一致性,见图 6。

### 四、结 论

1. 本文从 GP 模型的基本要点出发,根据 CLBT 结构的特点,提出了一种计算

CLBT 基区多子电荷  $Q_B$  的新方法。新方法物理地描述了基区发射结边界注射效率随注入水平提高而不断下降以及基区收集结边界载流子饱和速度  $v_s$  对  $I_c$  直流特性的影响。CLBT 基区中过剩少子  $n'(x)$  的线性分布近似, 以及  $Q_B$  新的解析式的建立, 简化了繁杂的  $Q_B$  计算, 而引入的误差在最坏情况下仍小于工艺参数的误差;

2. 新方法的特点是能解析地描述处于正偏工作状态下的 CLBT 的收集极电流  $I_c$  及正向跨导  $g_{mc} \left( = \frac{\partial I_c}{\partial V_{BE}} \right)$ , 无须借助曲线拟合参数。所有参数均有明确的物理意义(如尺寸、掺杂浓度、饱和速度、物理常数等);

3. 新方法除了能精确地进行  $I_c$  的一级计算外, 包括主要的二级效应有:  $I_c$  和  $V_{BE}$  偏离指数规律的大注入效应、Early 效应、Kirk 效应以及 Webster 效应(加速场降低  $\tau_B$  的效应); 考虑寄生串联电阻后,  $I_c$  的计算取得了很好的精度( $1\sim 5\%$ );

4. 衬底电流  $I_s$  的重要性不如 CLBT 的收集极电流  $I_c$ , 利用  $I_s$  和  $I_c$  随  $V_{BE}$  变化趋势相同的特点, 找到了联系  $I_s$  和  $I_c$  关系的经验公式。一旦计算出  $I_c$ , 便能依据该式迅速求出  $I_s$  及  $\alpha_c$ 。 $I_s$  的经验公式具有满意的精度( $\sim 1\%$ ); 基极电流  $I_B$  的大小由 CLBT 和衬底双极管共同决定, 因为它们共用一个基区。

### 参 考 文 献

- [1] E. A. Vittoz, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-18**, 273(1983).
- [2] Z. Hong and H. Melchior, *Electronics Letters*, **21**(2), 72(Jan. 1985).
- [3] M. G. Degrauwé *et al.*, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-20**, 1151(1985).
- [4] X. Arreguit, E. A. Vittoz, and M. Merz, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-22**, 442(1987).
- [5] C. A. Laber *et al.*, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-22**, 181(1987).
- [6] M. G. Degrauwé *et al.*, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-22**, 1106(1987).
- [7] T. W. Pan and A. A. Abidi, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-24**, 951(1989).
- [8] X. Arreguit, and E. A. Vittoz, 14th European Solid-State Circuits Conference, Manchester, 21(1988).
- [9] 马槐楠, Eric. Vittoz, 徐葭生, «半导体学报», **12**, 546(1991).
- [10] 马槐楠, CMOS 工艺结构中横向双极型晶体管的特性与模型, 清华大学博士学位论文, 1990 年 3 月.
- [11] H. K. Gummel and H. C. Poon, *Bell Syst. Tec. J.*, **49**, 827(1970).
- [12] Ian E. Getreu, "Modeling the bipolar transistor", Elsevier Scientific Publishing Company, 1978.
- [13] S. Chou, *Solid-State Electronics*, **14**, 811(1971).
- [14] C. T. Kirk and IRE Trans. *Electron Devices*, **ED-9**, 164(1962).
- [15] R. J. Whittier *et al.*, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-16**, 39(1969).

## A New Algorithm for DC Characteristics of Lateral Bipolar Transistors Compatible with CMOS Technology

Ma Huainan and Xu Jiasheng

*Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084*

(Received 6 October 1991, revised manuscript received 13 December 1991)

### Abstract

A new algorithm for dc model of the lateral bipolar transistors compatible with CMOS technology is presented. It uses the analytical expression of  $I_e$  and all parameters of the model have definite physical meanings. The intrinsic lateral current of  $I_e$  and the change of transconductance  $g_{me}$  with  $I_e$ , at any levels of injection, are well described without using numerical and curve-fitting methods. The algorithm provides CAD a good dc model of the lateral bipolar devices for high precision CMOS analog IC design. The comparison of the model with the measured data has shown an excellent agreement.

**EEACC:** 2560, 2560B, 2560J, 2560R