

# 包含自加热效应的 BJT 电路 的直流及瞬态模拟

陈 勇 杨谟华

(电子科技大学微电子科学与工程系 成都 610054)

朱德之

(国营亚光电子工厂研究所 成都 610051)

**摘要** 在分析BJT的G-P器件模型参数温度效应的基础上,提出了采用自洽模拟和外部控制循环,利用PSPICE对包含自加热效应的BJT电路进行直流和瞬态模拟的方法,其模拟结果与实验数据较好吻合。结果表明,直流及小信号下电路的自加热效应显著,而大信号瞬态情形由于器件的大注入引起的非线性饱和效应,使电路自加热效应引入的误差减小。该方法亦可应用于其他器件所组成的电路。

EEACC: 0290E, 2560J, 2570B, 8540C

## 1 引言

众所周知,SPICE通用电路模拟软件应用广泛,是各类电路分析软件的基础。然而,其中虽然包含了温度分析的功能,但由于仅能对整个电路作不同温度的特性分析,而对由于自加热所引起的各器件温度不同则没有考虑,这就使得SPICE对此类电路分析误差较大,甚至计算不收敛。近年来器件的自加热模拟也已成熟<sup>[1]</sup>,而适合电路模拟的模型却不多。即便是给出了自加热器件的等效模型<sup>[2]</sup>,也不适于SPICE模拟。由于BJT器件参数对温度非常敏感,故模拟误差大。为此,本文提出了采用自洽方法及外部时间循环来模拟器件的热电耦合,利用PSPICE对包含自加热效应的BJT电路进行模拟的方法,该方法亦可应用于其他器件所组成的电路。

## 2 器件的温度模型

### 2.1 G-P模型的温度效应

双极晶体管G-P模型中分别考虑了饱和电流、电流放大系数、串联电阻、pn结内建电势

陈 勇 1965年出生,博士生,讲师,主要从事器件及电路模拟

杨谟华 1945年出生,硕士,教授,主要从事VLSI电路及其技术研究

朱德之 1946年出生,高级工程师,主要从事半导体功率器件及电路的研制

1997-12-26收到,1998-03-21定稿

和 PN 结势垒电容参数随温度的变化

(a) 饱和电流随温度的变化:

$$I_S(T) = I_{S0} e^{(T/T_{nom} - 1)(E_g/NV_t)} (T/T_{nom})^{X_{TI}N} \quad (1)$$

其中  $I_S(T)$  为传输饱和电流;  $T$  及  $T_{nom}$  分别是器件温度和环境标称温度;  $N = 1$ ,  $X_{TI}$  是  $I_S$  的温度效应指数;  $E_g$  为禁带宽度;  $V_t = kT$  系热电势

$$I_{SE}(T) = (I_{SE}/(T - T_{nom})^{X_{TB}}) e^{(T/T_{nom} - 1)(E_g/NV_t)} (T/T_{nom})^{X_{TI}N_E} \quad (2)$$

式中  $I_{SE}$  是基极-发射极漏饱和电流;  $X_{TB}$  为正向和反向电流放大系数  $B_F$  和  $B_R$  的温度系数;  $N_E$  系基极-发射极漏发射系数

而基极-集电极漏饱和电流  $I_{SC}(T)$ 、衬底 pn 结饱和电流  $I_{SS}(T)$  随温度的关系只需将  $I_{SC}$ 、基极-集电极漏发射系数  $N_C$  及  $I_{SS}$ 、衬底 pn 结发射系数  $N_S$  分别代替 (2) 式中的  $I_{SE}$ 、 $N_E$  即可。

(b) 电流放大系数随温度的变化:

$$B_F(T) = B_F(T/T_{nom})^{X_{TB}}, \quad B_R(T) = B_R(T/T_{nom})^{X_{TB}} \quad (3)$$

式中  $B_F$  和  $B_R$  分别是正向和反向电流放大系数

(c) 串联电阻随温度的变化:

$$R_E(T) = R_E(1 + T_{RE1}(T - T_{nom}) + T_{RE2}(T - T_{nom})^2) \quad (4)$$

式中  $R_E$  是发射区串联电阻;  $T_{RE1}$ 、 $T_{RE2}$  为其一次和二次温度系数

零偏基极电阻  $R_B(T)$ 、最小基极电阻  $R_{BM}(T)$ 、集电区串联电阻  $R_C(T)$  随温度的关系只需将其中的电阻及一次、二次温度系数  $R_B$ 、 $T_{RB1}$ 、 $T_{RB2}$  和  $R_{BM}$ 、 $T_{RM1}$ 、 $T_{RM2}$  及  $R_C$ 、 $T_{RC1}$ 、 $T_{RC2}$  分别替代 (4) 式中的  $R_E$ 、 $T_{RE1}$ 、 $T_{RE2}$  即可。

(d) 内建电势随温度的变化:

$$V_{JE}(T) = V_{JE}(T/T_{nom}) - 3V_t \ln(T/T_{nom}) - E_g(T_{nom})(T/T_{nom}) + E_g(T) \quad (5)$$

式中  $V_{JE}$  是发射结内建电势

集电结内建电势  $V_{JC}(T)$ 、衬底结内建电势  $V_{JS}(T)$  随温度的关系只需将  $V_{JC}$ 、 $V_{JS}$  分别代替 (5) 式中的  $V_{JE}$  即可。式中  $E_g(T)$  系禁带宽度随温度的变化, 对硅材料,

$$E_g(T) = 1.16 - 0.000702T^2/(T + 1108) \quad (6)$$

(e) 势垒电容参数随温度的变化:

$$C_{JE}(T) = C_{JE}(1 + M_{JE}(0.0004(T - T_{nom}) + (1 - V_{JE}(T)/V_{JE}))) \quad (7)$$

式中  $C_{JE}$  其中是零偏发射结电容;  $M_{JE}$  是发射结梯度因子。

零偏集电结电容  $C_{JC}(T)$ 、零偏衬底结电容  $C_{JS}(T)$  随温度的关系只需将相应的零偏结电容、结梯度因子及内建电势  $C_{JC}(T)$ 、 $M_{JC}$ 、 $V_{JC}(T)$ 、 $V_{JC}$  及  $C_{JS}$ 、 $M_{JS}$ 、 $V_{JS}(T)$ 、 $V_{JS}$  分别代替 (7) 式中的  $C_{JE}$ 、 $M_{JE}$ 、 $V_{JE}(T)$ 、 $V_{JE}$  即可。

## 2.2 自加热效应的考虑

设器件的瞬时耗散功率为  $P$ , 结温为  $T$ , 热阻、热容近似设为常数, 分别系  $R$  和  $C$ , 则有近似公式<sup>[2]</sup>:

$$P = i_E(T) \times v_{CE}(T) = T(t)/R + CdT(t)/dt \quad (8)$$

式中  $i_E(T)$ 、 $v_{CE}(T)$  分别是温度  $T$  时的发射极电流和 C、E 极压降。因温度  $T$  为时间  $t$  的函数, 功率  $P$  为温度  $T$  的函数, 对上式只能通过 SPICE 的瞬态模拟自洽迭代求解。对于直流特性的模拟, 以上方程简化为

$$P = i_E(T) \times v_{CE}(T) = T/R \tag{9}$$

对瞬态模拟, 设从  $t_i$  到  $t_{i+1}$ , 经过时间  $\Delta t$  后, 器件的温度变化为  $\Delta T$ , 则由(8)式近似有

$$\Delta T = ((P_i - T_i/R)/C)\Delta t$$

$$T_{i+1} = T_i + \Delta T \tag{10}$$

式中  $P_i, T_i$  分别是  $t_i$  时刻的功耗和温度;  $T_{i+1}$  系  $t_{i+1}$  时的温度

### 3 模拟方法

通过求解器件自加热引入的温度变化对BJT的G-P模型参数的影响来计算电路的特性 首先, 由PSPICE中的FUNC函数数据(1)~(7)式给出要模拟的电路中各器件G-P模型参数与温度  $T$  的关系, 而后根据直流或瞬态模拟采用不同的方法

#### 3.1 直流特性的模拟

由PSPICE作恒定偏置的直流分析, 求电路中各器件的功耗, 另求解(9)即得各器件的温度, 再以该温度输入PSPICE中重新作直流分析求器件功耗, 直到两次计算各器件的功耗总和之差小于预定值 此时得到各器件的直流稳态温度及相应的G-P模型参数 以此参数即可用PSPICE求出电路在相应偏置下的直流特性, 如图1.

#### 3.2 瞬态特性的模拟

对瞬态模拟则采用上述方法求出电路的直流工作点及各器件的初始温度, 并确定由外部循环程序控制的瞬态分析的终值和步长, 然后根据模拟的精度在每一个步长内划分PSPICE模拟的步数, 在外部程序的每一次循环内用PSPICE分析瞬态特性并按文献[1]得到各器件的功耗对时间的积分, 再由(10)式求各器件的结温 以此结温及PSPICE模拟的节点电压终值作为初值, 由外部控制程序进行下一次循环, 即用PSPICE计算下一时间步长的特性, 如图2.

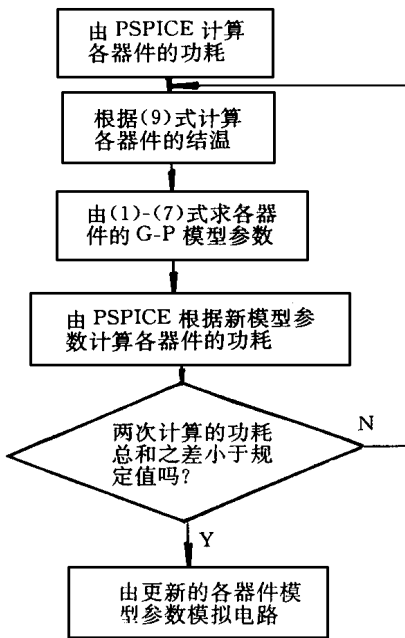


图 1 直流特性的计算步骤

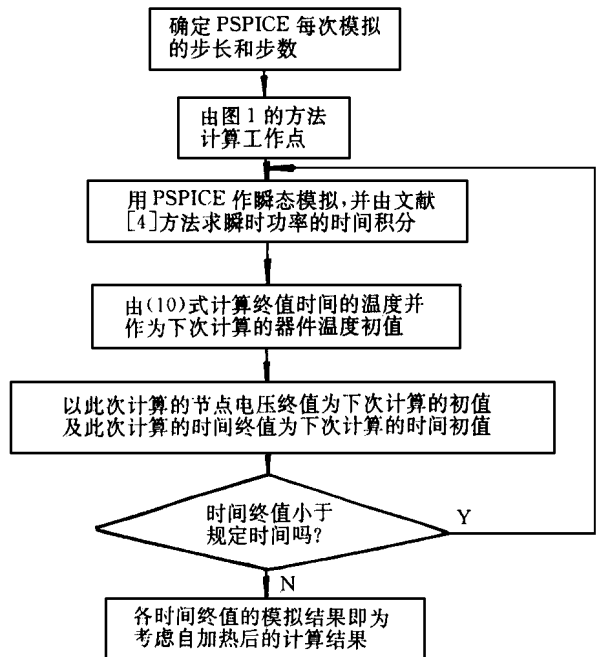


图 2 瞬态特性的计算步骤

### 4 结果与讨论

实验以摩托罗拉公司的NPN 双极晶体管2N 4014为样品, 用QR 2热阻仪测量器件稳态热阻, 并用恒温槽测量其热容, 忽略串联电阻的二次温度系数, 而一次温度系数近似取为:

$T_{RE1} = 1.5 \times 10^{-3}/K$ ,  $T_{RC1} = 6 \times 10^{-3}/K$ ,  $T_{RM1} = 2.5 \times 10^{-3}/K$ ,  $T_{RB1} = 8 \times 10^{-3}/K$ , 其余的器件参数取自PSPICE5.0中的双极器件模型库 经测量样品的热阻  $R$  为  $155K/W$ , 热容  $C$  是  $0.1J/K$ . 图3为一简单的测量电路, 取  $R_b, R_c, R_e$  分别为  $80\Omega, 5\Omega$  和  $300\Omega$ ,  $V_{cc}$  取  $20V$ , 则器件工作于放大区, 其模拟和实验结果见表1. 经计算, 晶体管稳定温度为  $77.8$  .

由表1可见, 自加热效应对模拟结果影响很大, 主要是  $V_{be}$  对温度很敏感, 引起  $I_c$  随温度变化很大所致, 这与式(5)、式(1)相符. 模拟结果与实验符合得很好, 而计算只需4次自洽循环, 计算时间约为普通PSPICE工作点模拟的4倍, 表明了该方法的有效性

表 1 模拟及实验结果

	$I_{be}/mA$	$I_c/mA$	$V_{be}/V$	$V_{bc}/V$	$V_{ce}/V$
未考虑自加热 PSPICE 模拟	0.241	23.6	0.605	-12.2	12.8
考虑自加热 PSPICE 模拟	0.242	30.1	0.514	-10.3	10.8
实验结果	0.240	29.8	0.520	-10.2	11.0

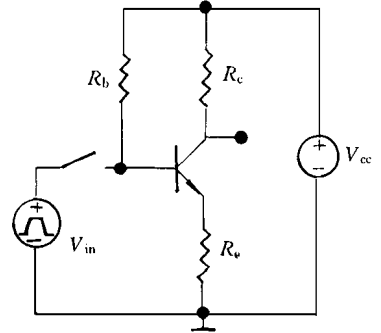


图 3 实验原理图  
开关 K 断开对应于直流特性,  
闭合对应瞬态特性

对瞬态模拟, 取  $R_b, R_c, R_e$  分别为  $80\Omega, 5\Omega$  和  $30\Omega$ ,  $V_{cc}$  取  $32V$ , 基极脉冲为一周期  $1s$ , 脉冲高度  $5V$ , 宽度  $0.5s$  的方波. 取 PSPICE 模拟的步长  $0.01s$ , 每次外部循

环控制 PSPICE 模拟10步, 则每一个周期 PSPICE 模拟10次. 由于图3中开关闭合时无直流偏置, 故图2的分析方法中无需求直流工作点. 图4系模拟的温度随时间的变化, 可见器件温度从开始时呈阶梯上升, 上升阶段与脉冲出现相对应; 而无脉冲时器件温度有所下降, 但温度低时下降幅度不大(图4(a)). 经过30个脉冲作用后, 管子温度稳定在  $136$  附近小幅波动(图4(b)). 因而根据最高结温用此方法可确定器件的工作范围. 图5系模拟及实验结果, 可见考虑自加热效应后模拟结果(实线)与实验结果(叉点)符合得很好, 但与未自加热效应的

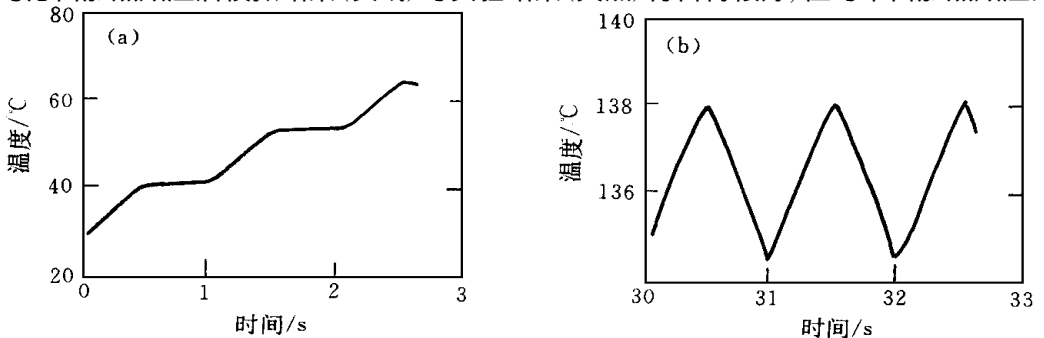


图 4 器件温度随时间的变化

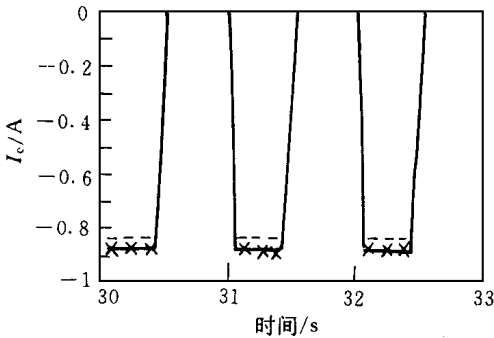


图 5 瞬态分析及实验结果

模拟结果(虚线)差别不大,其发射极电流脉冲高度分别是- 0.878A 和- 0.834A,这是由于大注入引起的非线性饱和效应所致。由于器件达到稳定温度的时间较长,一般情况下,瞬态特性所需计算时间是不考虑自加热的 PSPACE 模拟的数百倍,但可以给出器件的初始温度以加快计算速度。

## 5 结论

由于电路模拟软件 SPICE 未考虑器件自加热效应,故引入较大的误差。本文提出了采用自洽模拟和外部控制循环,利用 PSPACE 对包含自加热效应的 BJT 电路进行模拟的方法,模拟结果与实验数据对比,得到了满意的结果。结果表明,直流及小信号下电路的自加热效应显著,而大信号瞬态情形由于器件大注入引起的非线性饱和效应,使电路自加热效应引入的误差减小。该方法亦可应用于其他器件所组成的电路。

## 参 考 文 献

- [1] Juergen Bielefeld, Georg Pelz *et al.*, IEEE Trans on Electron Devices, 1995, 42(11): 1968~ 1974
- [2] P. C Munro, IEEE Circuits & Devices Magazine, 1991, 7(3): 7~ 9
- [3] 贾新章,郝跃,电子线路 CAD 技术与应用软件,西安:西安电子科技大学出版社,1993年,192~ 193
- [4] Bert Epler, IEEE Circuits & Devices Magazine, 1987, 3(9): 36~ 44

## DC & Transient Modeling of BJT Circuits Including Self-Heating

Chen Yong, Yang Mohua

(Department of Microelectronic Science & Engineering, UESTC, Chengdu 610054)

Zhu Dezhi

(Institute of National Yaguang Electronic Factory, Chengdu 610051)

Received 26 December 1997, revised manuscript received 21 March 1998

**Abstract** Based on the analysis of the temperature effects of BJT's G-P model, the modeling methods of self-consistent and external controlling by using PSPACE to analyze the BJT circuits including self-heating have been proposed. Compared with the experiment data, the satisfactory results have been achieved. The results show that the self-heating effects are obvious in DC and small signal conditions, but in large signal transient it is weak because of the nonlinear saturation effects of large injection. This method can also be used to model the circuits composed of other devices.