

基于非线性受控电压源的单电子晶体管宏模型

吕 明 蒋建飞 蔡琪玉

(上海交通大学微纳米科学技术研究院, 上海 200030)

摘要: 提出了一种新颖的基于非线性受控电压源的单电子晶体管宏模型。该宏模型通过受栅压和温度控制的非线性受控电压源使温度效应和栅控效应的模拟更加方便, 并提高了单电子晶体管特性的模拟精度。此外, 该宏模型结构简单, 可以利用极小的计算机资源得到与传统的蒙特卡罗方法基本一致的模拟结果, 并可方便地嵌入 SPICE 中进行一定规模的单电子晶体管电路的模拟。

关键词: 单电子晶体管; 库仑阻塞; 宏模型; 蒙特卡罗方法

EEACC: 2560B; 2560S; 1130B

中图分类号: TN 32

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2004)09-1148-06

1 引言

在过去的 20 年中, 单电子器件以其实现超低功耗和“极限密度”的可能性, 得到了广泛的研究^[1,2]。由于单电子器件是通过操控单个电子来实现电路功能, 所以在理论上可以实现一个电子传输一比特信息的“极限密度”。现已提出多种单电子器件, 诸如单电子箱、单电子回转栅、单电子存储器、单电子逻辑门^[3,4]等, 其中单电子晶体管(single-electron transistor, SET)作为未来 MOS 器件的有力竞争者被最广泛地研究。本文提出了一种新颖的单电子晶体管宏模型, 通过引入依赖于温度和栅压的非线性受控电压源, 改进了单电子晶体管的特性模拟。

单电子晶体管的基本结构由两个串联的纳米隧道结组成, 通过对岛区耦合电容或电阻来控制岛区电荷。研究单电子晶体管的特性, 必须克服包括热扰动、量子扰动和电磁扰动在内的三种外界扰动。在室温条件下, 只有在极小节电容(0.1aF 量级)和极大隧道电阻(> 6.5kΩ)的情况下才能实现。本文的讨论均建立在以上条件都满足的基础之上。

单电子系统的模拟, 目前大致有两种方法: 主方

程法(master equation, ME) 和蒙特卡罗法(monte carlo, MC)。主方程法通过将主方程写成矩阵形式, 然后直接求解矩阵方程来求出单电子系统状态空间的概率密度函数。采用状态空间中各个状态物理量对状态空间概率密度函数加权求和的方法, 可以计算单电子系统的各种物理量。蒙特卡罗法是通过对大量随机隧穿事件按统计法进行模拟。目前有很多作者研究了单电子的模拟法, 其中代表性的有基于主方程的 SENECA, 基于蒙特卡罗方法的 MOSES^[5], SIMON^[6]。它们在国际上已取得广泛的认可。上海交通大学微电子所也开展了相应的研究^[11,12], 并开发了基于主方程的 SJTU-NANO-SEDCME, SJTU-NANO-SESPICE, 基于蒙特卡罗方法的 SJTU-NANO-SEDCMC, 并与 SPICE 进行了很好的结合^[8~10]。

文献[7]首先开展了对单电子晶体管宏模型的研究, 但使用中存在很多的局限性, 如对栅控的模拟仅限于高偏压的特殊情况等。本文提出了一种新颖的依赖于温度和栅压的基于非线性受控电压源的单电子晶体管宏模型, 此单电子晶体管宏模型可以更加有效地与 SPICE 相结合。

吕 明 男, 1978 年出生, 硕士研究生, 现从事单电子晶体管的数值模拟和电路应用方面的研究。

蒋建飞 男, 1935 年出生, 教授, 博士生导师, 现从事半导体和微电子学、纳米电子学和超导电子学研究。

蔡琪玉 女, 副教授, 现从事纳米电子学和超导电子学研究。

2 非线性受控电压源的单电子晶体管宏模型

基于非线性受控电压源的单电子晶体管宏模型的电路图如图 1 所示。图中各电容、电阻值均是温度参数的参量。引进的非线性受控电压源 B_v 是该宏模型的核心，其电压值是温度和栅电压的函数，通过其值的周期变化来控制库仑阻塞区，从而精确模拟温控和栅控特性。本文宏模型的研究对象是电子晶体管，其源漏特性有对称性的特点，通过提取两支路的共通特性，组成非线性受控电压源 B_v ，从而使模型更加方便灵活。该宏模型的建立分两步：首先，确定无栅压时的各电阻电容；然后，通过非线性受控电压源来调节库仑阻塞区，从而建立了完整的宏模型。

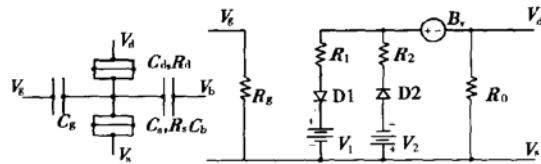


图 1 基于非线性受控电压源的单电子晶体管宏模型

Fig. 1 Macromodel for single electron transistor based on non-linear dependent source

2.1 无栅压时的源漏特性

源漏特性的模拟如图 2 所示。图中圆点线是利用 MOSES 的蒙特卡罗模拟结果，实线是我们的宏模型模拟结果。选取 MOSES 进行比较的原因是因为其在精确度上更为可靠。在该宏模型中，栅电阻

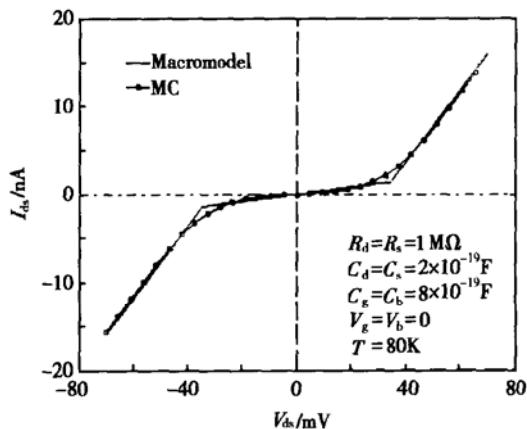


图 2 在温度为 80K，零栅压下的单电子晶体管的源漏特性

Fig. 2 Drain-source characteristics of a SET $T = 80\text{K}$, $V_g = 0\text{V}$

R_g 足够大，以阻断源-栅电流；D1 和 D2 是两个理想化的二极管，其正向阈值电压为 0，起开关的作用；背景电荷 Q 为 0； V_1 和 V_2 的方向相反。 B_v 是非线性受控电压源，当栅源无偏压时， B_v 为 0。所有这些参数被称为宏模型内部参数，都是温度参数的参量。当无栅控电压，即 B_v 为 0 时，根据 Kirchhoff 电流定律，源漏电流就可表示为：

$$\begin{aligned} I_{ds} &= \frac{V_{ds}}{R_0}, \quad |V_{ds}| < V_{th}(T) \\ I_{ds} &= \frac{V_{ds}}{R_0} + \frac{V_{ds} - V_{th}}{R_1}, \quad |V_{ds}| \geq V_{th}(T) \quad (1) \\ R_1 &= R_2 \\ V_1 &= -V_2 = V_{th}(T) \end{aligned}$$

式中 $V_{th}(T)$ 是栅压为 0 时的库仑阻塞区的阈值电压，其值随温度增加而减小； T 是温度。当源漏电压小于阈值电压时，单电子晶体管处于截止区。此时，宏模型中的 D1 和 D2 均处于截止状态， R_1, R_2 均无电流流过，全部源漏电压都降落在电阻 R_0 上。当源漏电压大于阈值电压时，单电子晶体管处于线性区，此时，宏模型中的 D1, D2 将有一个处于导通状态（哪一个处于导通状态将依源漏的大小关系而定）。假设此时 D1 处于导通，则 R_1 有电流流过，源漏电压由电阻 R_0 和 R_1 共同承担。由此可见宏模型中，电压源 V_1, V_2 用来模拟阈值电压，电阻 R_0 主要用来模拟截止区的 $I-V$ 特性，电阻 R_1, R_2 主要用来模拟线性区的 $I-V$ 特性。

假设源漏的特性曲线可以拟合为：

$$\begin{aligned} I_{ds} &= P_1 V_{ds} + P_2, \quad |V_{ds}| \geq V_{th}(T) \\ I_{ds} &= P_3 V_{ds}, \quad |V_{ds}| < V_{th}(T) \quad (2) \end{aligned}$$

其中 P_1 是在温度 T 下的阈值电压； P_2 是线性区斜率； P_3 是库仑阻塞区斜率，即：

$$\begin{aligned} P_1 &\approx \frac{e}{2C_{all}} \\ P_2 &\approx R_d + R_s \\ P_3 &\approx 0 \\ C_{all} &= C_d + C_s + C_g + C_b \quad (3) \end{aligned}$$

其中使用约等于号，是因为等式右边是温度为绝对零度时的数值。当温度升高时， P_1 将变小，即库仑阻塞区变小； P_2 由于采用大偏置，通常变化不大； P_3 将变大，其具体数值将依不同温度而定。

那么，宏模型的各内部参数可推导为：

$$\begin{aligned} R_0 &= \frac{1}{P_1} \\ R_1 &= \frac{1}{P_1 - P_3} \\ V_{th} &= -R_1 P_2 = -\frac{P_2}{P_1 - P_3} \end{aligned} \quad (4)$$

这样, 我们就可以得到不同温度下各内部参数的具体值, 再通过数值拟合的方法, 就可得到各内部参数的相应函数。假设单电子晶体管参数如下: $R_d = 10^6 \Omega$, $C_d = C_s = 2 \times 10^{-19} F$, $C_g = C_b = 8 \times 10^{-19} F$, $V_g = V_b = 0$, 相应的各内部参数如图 3 所示, 其中 R_0 和 V_{th} 被进行相应缩放以视清晰。相应温度 T 的函数如下:

$$\begin{aligned} R_0(T) &= -8 \times 10^2 T^3 + 1.733 \times 10^5 T^2 - \\ &\quad 1.3 \times 10^7 T + 3.5 \times 10^8 \\ R_1(T) &= 1.4 \times 10^4 T + 1.5 \times 10^6 \\ V_{th}(T) &= (-1.2T + 440) \times 10^{-4} \end{aligned} \quad (5)$$

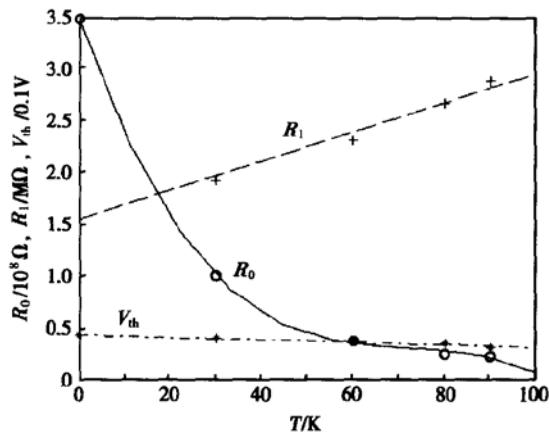


图 3 宏模型内部参数随温度变化曲线图

Fig. 3 Macromodel internal parameters versus temperature

图 4 是在栅压为零, 不同温度下的模拟结果。其中, 圆点线是利用 MOSES 的蒙特卡罗模拟结果, 实线是宏模型结果。从图中可见, 此宏模型能够与蒙特卡罗法很好地吻合。

2.2 栅控特性

单电子晶体管一个重要的特性就是在一定偏压下, 电流是栅压的周期函数, 也就是单电子晶体管的振荡特性, 其周期为 $V_g = e/C_g$ (C_g 是栅耦合电容)。在文献[7]中, 这个特性是用正弦来模拟的。但我们在发现, 在实际情况中, 只有在栅压极大时, 才接近于

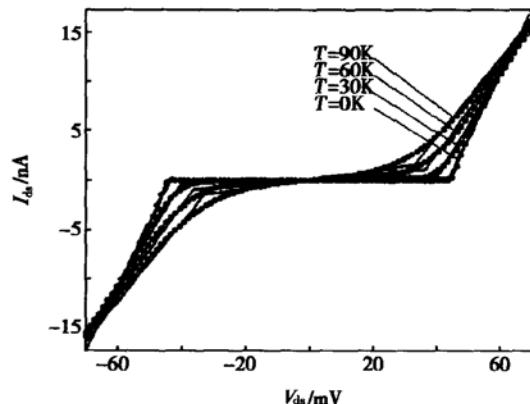


图 4 在零栅压, 不同温度下的源漏特性

Fig. 4 Drain-source characteristics at various temperatures $V_g = 0V$

正弦曲线; 多数情况下, 栅控特性的每一周期更接近于一个最高项指数通常不大于 3 的多项式函数。因此在本文宏模型中, 引入一个非线性受控电压源 B_v 来模拟栅控特性。非线性受控电压源 B_v 是栅电压 V_g 的周期函数, 通过 B_v 来周期性改变库仑阻塞区, 从而模拟单电子晶体管的振荡特性。

假设在一定的偏压 V_{ds} 下, 源漏特性的第一个周期可表示为:

$$I_{ds}(V_g, T) = F(V_g, T), |V_g - V_{peak}| < \frac{e}{2C_g} \quad (6)$$

式中 V_{peak} 是周期的中点电压; $F(V_g, T)$ 是第一周期的拟和曲线, 那么整个源漏特性就可表示为:

$$I_{ds}(V_g, T) = F\left[V_g - V_{int}\left(\frac{V_g}{V_t}\right), T\right] \quad (7)$$

式中 V_t 是周期电压 e/C_g ; 函数 $int(x)$ 是表示不大于 x 的最大整数值。公式(7)就是公式(6)在栅压范围内的平移。根据 Kirchhoff 电流定律, 源漏电流就可表示为:

$$I_{ds}(V_g, T) = \frac{V_{ds} - V_t + B_v(V_g, T)}{R_1(T)} + \frac{V_{ds}}{R_0(T)} \quad (8)$$

联立方程(7)和方程(8)就可得到非线性受控电压源 B_v 的公式:

$$\begin{aligned} B_v(V_g, T) &= R_1(T) F\left[V_g - V_{int}\left(\frac{V_g}{V_t}\right), T\right] - \\ &\quad R_1(T) \frac{V_{ds}}{R_0(T)} + V_t - V_{ds} \end{aligned} \quad (9)$$

图 5 所示是对栅控特性模拟的对比, 其中圆点线是利用 MOSES 的蒙特卡罗模拟结果, 实线是基于非线性受控电压源宏模型结果, 星点线是文献[7]

的结果. 可以看到文献[7]的宏模型结果与蒙特卡罗方法相差很大, 但基于非线性受控电压源的宏模型就基本与蒙特卡罗法吻合了. 假设 $V_{ds} = 0.035V$, $T = 10K$, 基于非线性受控电压源的宏模型相应方程为:

$$\begin{aligned} B_v(V_g, 10) &= 4.3 \times 10^6 F(V_g, 10)^2 + \\ &\quad 1.17 \times 10^6 F(V_g, 10) - 7 \times 10^4 \\ F(V_g, 10) &= V_g - 0.2 \text{int} \left[\frac{V_g}{0.2} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

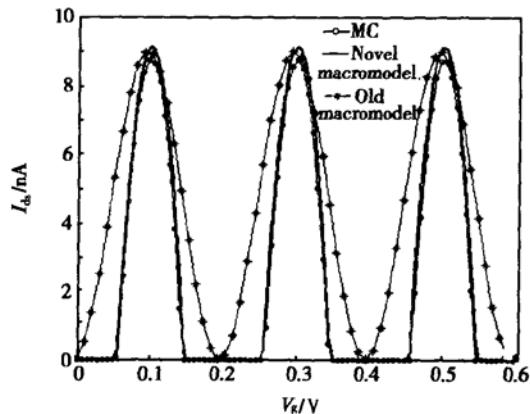


图 5 在源漏电压为 0.035V, 温度为 10K 下, 电流随栅电压的变化

Fig. 5 Current versus gate voltage $V_{ds} = 0.035V$, $T = 10K$

3 结果和讨论

图 6 是当单电子晶体管栅压为 0.02V 时, 不同温度下源漏特性的对比. 其中温度效应主要来自于隧穿率的变化^[1]. 在绝对零度下, 库仑阻塞区内电子隧穿率为 0, 所以没有电流; 当温度升高时, 隧穿率变大, 从而使更多的电子有了产生跃迁的可能, 电流随之变大, 同时库仑阻塞区也随之变小.

图 7 是当单电子晶体管温度为 60K 时, 不同栅压下源漏特性的对比, 模拟结果基本与蒙特卡罗法一致. 可以看到, 库仑阻塞区阈值电压随温度增加而减小, 当温度为 300K 时, 库仑阻塞区已基本消失. 库仑阻塞区阈值电压也会随着栅压不同而周期变化, 从图 7 中可见, 当栅压从 0 到 0.03V 再到 0.06V 变化时, 阈值电压变小; 当栅压从 0 到 0.13V 再到 0.15V 时, 阈值电压变大.

单电子反相器是最早被深入研究的单电子电路

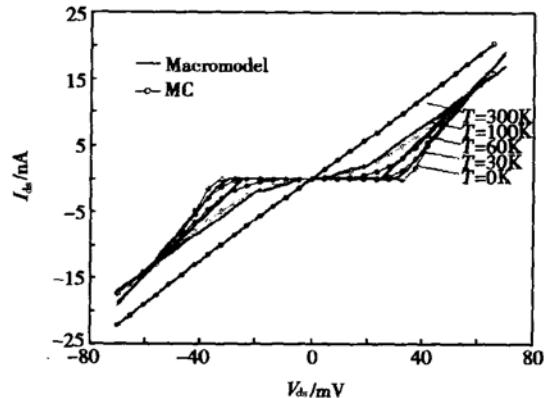


图 6 在栅压为 0.02V, 不同温度下的源漏特性比较

Fig. 6 Drain-source characteristics at various temperatures $V_g = 0.02V$

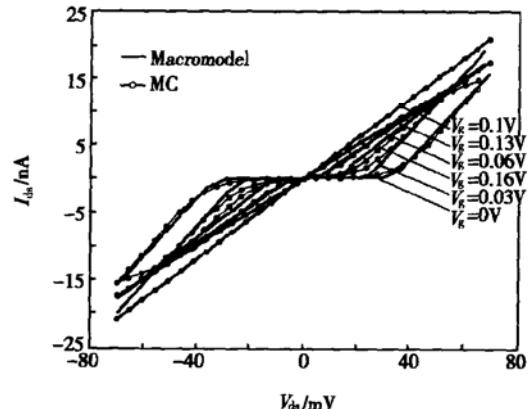


图 7 在温度为 60K, 不同栅压下的源漏特性比较

Fig. 7 Drain-source characteristics at various gate voltages $T = 60K$

之一^[3], 其结构如图 8(a) 所示, 与 CMOS 反相器很相似. 由于它是最有代表性的单电子电路, 因此对其模拟会有较好的说明性. 图 8(a) 中, 上下 SET 为对称结构, 唯一不同来自于衬底电压. 当 V_{in} 较小时, p 型 SET 处于线性区, 呈导通状态, n 型 SET 处于库仑阻塞区, 呈截止状态; 当 V_{in} 较大时, n 型 SET 处于线性区, 呈导通状态, p 型 SET 处于库仑阻塞区, 呈截止状态. 两管的交替导通构成了反相器结构. 单电子晶体管参数为: $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 2 \times 10^{-19}F$, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10^6\Omega$, $C_{g1} = C_{g2} = 8 \times 10^{-19}F$, $C_{b1} = C_{b2} = 8 \times 10^{-19}F$, $V_d = 0.035V$. 图 8(b) 是模拟的对比结果, 圆点线是利用 MOSES 的蒙特卡罗模拟结果, 实线是基于非线性受控电压源宏模型结果. 以单电子反相器为基础, 可以构成更加复杂的单电子

或非门, 结构如图 9(a) 所示. 只要有一个输入信号为高电平, 输出信号就为低电平; 只有两个输入信号都为低时, 输出信号才为高电平. 分别利用宏模型法和蒙特卡罗法模拟, 得到如图 9(b) 所示的结果, 两者基本一致.

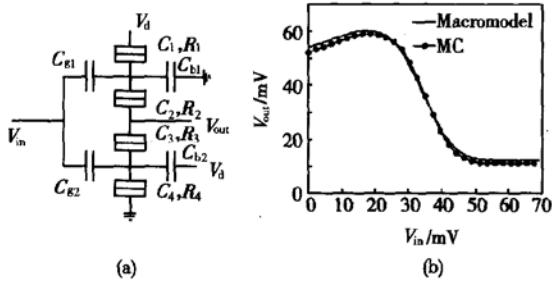


图 8 (a) 单电子反相器的电路图;(b) 分别利用宏模型和蒙特卡罗法的单电子反相器传输特性模拟

Fig. 8 (a) Circuit diagrams for single-electron inverter; (b) Transfer characteristics of single-electron inverter by macromodel and Monte Carlo method

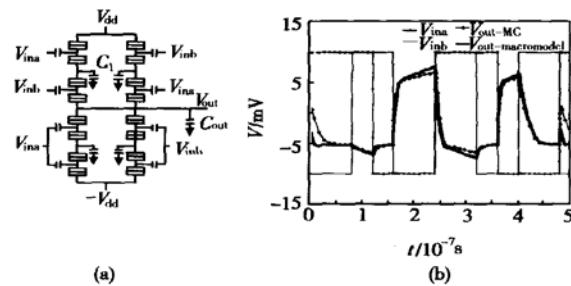


图 9 (a) 单电子或非门电路图;(b) 分别利用宏模型和蒙特卡罗法的单电子或非门传输特性模拟

Fig. 9 (a) Circuit diagrams for single-electron NOR gate; (b) Transfer characteristics of single-electron NOR gate by macromodel and Monte Carlo method

需要注意的是, 本文模型是基于数值分析的方法, 其有效性建立在每个单电子晶体管可以看作相互独立器件, 并且诸如共隧穿等二阶效应可以忽略的基础之上. 该模型可以得出与蒙特卡罗法相比误差不到 4% 的结果, 但所用时间比蒙特卡罗法低 3 到 4 个数量级.

4 结论

本文给出了一种基于非线性受控电压源的单电子晶体管宏模型的建立方法, 通过受栅压和温度控

制的非线性受控电压源使温度效应和栅控效应的模拟更加方便, 并提高了栅控模拟的精确性. 通过与蒙特卡罗方法的对比, 验证了该模型的有效性. 该模型可以方便地嵌入 SPICE 中, 便于对大规模单电子系统进行模拟, 对未来单电子电路的设计有实际意义.

参考文献

- [1] Likharev K K. Single-electron devices and their applications. Proceedings of the IEEE, 1999, 87: 606
- [2] Ono Y , Yamazaki K , Nagase M , et al . Single-electron and quantum SOI devices. Microelectron Eng, 2001, 59: 435
- [3] Tucker J R . Complementary digital logic based on the Coulomb blockade. J Appl Phys, 1992, 72: 4399
- [4] Chen R H , Likharev K K . Multiple-junction single-electron transistors for digital applications. Appl Phys Lett, 1998, 72: 61
- [5] <http://hana.physics.sunysb.edu/software/MOSES.htm>
- [6] Wasshuber C , Kosina H , Selberherr S . SIMON—a simulator for single-electron tunnel devices and circuits. IEEE Trans Comput-Aided Des Integr Circuits Syst, 1997, 16(9): 937
- [7] Yu Y S , Hwang S W , Ahn D . Macromodeling of single-electron transistors for efficient circuit simulation. IEEE Trans Electron Devices, 1999, 46(8): 1667
- [8] Shen Bo. Numerical simulation of single-electron devices and circuits. PhD Dissertation of Shanghai Jiaotong University, 2000[沈波. 单电子器件和电路的数值模拟. 上海交通大学博士学位论文, 2000]
- [9] Guo Jing. Monte-Carlo simulation of single-electron devices and circuits. MS Dissertation of Shanghai Jiaotong University, 2000[郭靖. 蒙特卡罗法单电子器件与电路模拟. 上海交通大学硕士学位论文, 2000]
- [10] Le Jiayong. Design & simulation of single-electron circuits and SET-MOS hybrid circuits. MS Dissertation of Shanghai Jiaotong University, 2001[乐嘉勇. 单电子电路与 SET-MOS 混合电路的设计和模拟. 上海交通大学硕士学位论文, 2001]
- [11] Shen Bo , Jiang Jianfei . Numerical analysis of amplifier based on SET. Chinese Journal of Semiconductors, 1997, 18(8): 626 (in Chinese)[沈波, 蒋建飞. 单电子晶体管放大器的数值分析. 半导体学报, 1997, 18(8): 626]
- [12] Tong Mingzhao , Jiang Jianfei , Cai Qiyu . Analysis of capacitance-coupled three-junction single-electron transistor characteristics. Chinese Journal of Semiconductors, 1998, 19(8): 603 (in Chinese)[童明照, 蒋建飞, 蔡琪玉. 电容耦合三结单电子晶体管特性分析. 半导体学报, 1998, 19(8): 603]

Macromodel for Single Electron Transistor Based on Non-Linear Dependent Voltage Source

Lü Ming, Jiang Jianfei and Cai Qiyu

(Research Institute of Micro/Nano Science and Technology, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: A novel macromodel for single electron transistor based on non-linear dependent voltage source is presented. The macromodel makes use of dependent voltage source controlled by temperature and gate voltage to make the simulations of the temperature effect and gate effect more convenient and get more accurate result. Furthermore, its circuit structure is simple and it can be implemented easily in SPICE program for SET simulations with less CPU time compared with usual Monte Carlo method.

Key words: single electron transistor; Coulomb blockade; macromodel; Monte-Carlo

EEACC: 2560B; 2560S; 1130B

Article ID: 0253-4177(2004)09-1148-06

Lü Ming male, was born in 1978. He is engaged in the research on simulation of single electron transistor and circuit application.

Jiang Jianfei male, was born in 1935, professor. He is engaged in the research on semiconductor, microelectronics, nanoelectronics, and superconductor.

Cai Qiyu female, associate professor. She is engaged in the research on nanoelectronics and superconductor.

Received 8 September 2003, revised manuscript received 11 November 2003

© 2004 The Chinese Institute of Electronics