

场限环电场分布的有限元分析

荆春雷* 肖浦英 陈治明

(陕西机械学院自动化工程系 西安 710048)

摘要 矩形场限环在器件反偏时的最大电场总是集中于四角,因而求解柱坐标下极角 α 不变的泊松方程可使场限环三维电场分布的讨论大为简化.在此基础上用有限元法对三场环结构的电场分布进行模拟,并对结构参数进行了优化分析.环电位随外加电压而变化的模拟结果与实验结果相吻合,表明了简化模型和分析方法的正确性和实用性.

EEACC: 0290T, 2560B, 2560J

1 引言

场限环(FLR)的主要设计参数包括环的宽度和杂质分布、环与主结的距离、以及多环结构中环与环的间距等.为了了解这些结构参数与器件击穿电压的关系,首先需要对其电场分布进行分析.最简单的分析方法是利用柱面近似求泊松方程的解析解^[1].但是,对窗口为矩形的扩散所形成的FLR来说,柱面近似只适合于四条边而不适合于四个角.四个角的扩散前沿应视为球面.由于四角上的球面结曲率最大,在器件处于反偏状态时电场最集中,因而限制器件击穿电压的区域往往是四个角而非四条边.为了提高器件的击穿电压,实际工作中将FLR扩散窗口的四角设计成弧形.这样形成的结面虽曲率有所减小,但仍大于四边,仍是场限环设计中应着重考虑的地方.由于通过弧形窗口进行的扩散既不形成柱形结面也不形成球形结面,因而很难用一种恰当的近似来求出较精确的解析解.

自从Adler等人^[2]发表了用数值方法对单环FLR结构电场分布的二维模拟结果以来,以FLR优化设计为目标的数值分析工作已取得了很多有用的结果^[3-5].在此基础上,Yabuta^[6]和Huang^[7]等人最近介绍了利用PISCES-IB通用软件对FLR进行准三维数值分析的方法.由于PISCES需要较高水平的计算机硬件支持而尚未在我国半导体器件行业普及,此法有一定局限性,因而立足微机进行FLR结构的数值分析是必要的.

本文报道在微机上对多环FLR系统进行有限元分析的一种准三维方法.以往报道的工作大多采用有限差分法求解泊松方程,这里因考虑到FLR与其他终端技术结合使

* 现在地址: 上海海燕半导体器件厂, 上海 200093

1993年6月17日收到初稿, 1993年10月13日收到修改稿

用时边界条件的复杂性而采用有限元法. 此法因已在能量积分中计入了介质间断条件和第二、第三类边界条件而简化了对边界条件的处理. 这里的所谓准三维问题是指针对 FLR 结构的对称性和击穿易发点的位置选择性而对电场三维分布的一种二维近似计算. 用这里提出的方法计算了一个三环 FLR 系统各环电位随外加电压的变化, 其结果与实验测试值吻合得很好.

2 理论与算法

2.1 FLR 结构与准三维泊松方程

一个用作测试的 FLR 结构设计如图 1 所示. 其三个同心环结与主结形成于同一扩散过程, 因而具有相同的表面杂质浓度、杂质分布和结深. 假定杂质在纵横两个方向上的

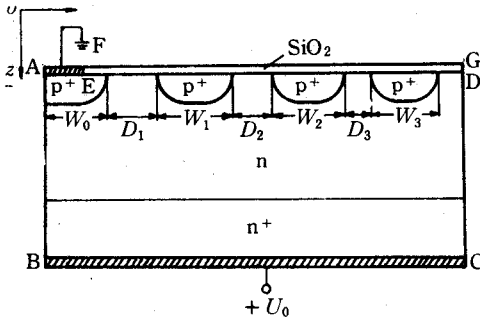


图 1 具有三个同心 FLR 的测试器件剖面图

扩散速率相等, 主结与环结的侧面扩散前沿为半径等于结深的圆柱面.

在主结与环结的距离与结深相比差别不大时, 用柱坐标下的泊松方程求解场限环任一平直小段中的电场分布显然是简便而有效的. 这时的坐标中心轴与这一段场限环的扩散窗口边沿重合.

若限制器件击穿电压的是场限环的直边而非拐角, 则用此法算出的结果是可信的. 但事实并非如此. 这里报道的数值分析以确信击穿必首先发生在 FLR 的拐角处为前提. 为了既

保持问题的三维特征, 又能简便求解, 我们仍按柱坐标建立方程, 但以场限环的旋转对称轴为柱坐标的中心轴. 于是, 描述图示 p⁺n 结在反偏状态下电位分布的泊松方程即为

$$\frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial r} + \frac{\partial^2 u}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 u}{\partial \alpha^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = \frac{q}{\epsilon_0 \epsilon_s} (\Gamma + p - n) \quad (1)$$

式中, Γ 为杂质浓度的分布函数, p 和 n 分别代表空穴和电子的密度, ϵ_0 和 ϵ_s 分别为空气和硅的相对介电常数. 既已认定击穿必首先发生于拐角处, 则只须讨论 α 为常数的泊松方程. 式(1)简化为

$$\frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial r} + \frac{\partial^2 u}{\partial r^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = \frac{q}{\epsilon_0 \epsilon_s} (\Gamma + p - n) \quad (2)$$

我们用它来描述场限环结构 4 个半对角面上的电位分布. 鉴于它的二维形式和三维本质, 姑妄称之为准三维泊松方程. 为了数学处理上的方便, 将式(2)等价地变为

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(r \epsilon_s \frac{\partial u}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(r \epsilon_s \frac{\partial u}{\partial z} \right) = f_0(u) \quad (3)$$

式中

$$f_0(u) = - \frac{qr}{\epsilon_0} (\Gamma + p - n)$$

$$p = n_i \exp\left(-\frac{qu}{kT}\right)$$

$$n = n_i \exp\left(-\frac{q(u - u_0)}{kT}\right)$$

这里, n_i 为本征载流子密度, u_0 为外加电压.

假定 SiO_2 层中无电荷, 而 Si-SiO_2 界面的电荷密度为 Q_{SS} , 则在图 1 所示结构的区域 EFGD 中, 泊松方程化为拉普拉斯方程

$$\frac{\partial}{\partial r}\left(r\epsilon_{ox}\frac{\partial u}{\partial r}\right) + \frac{\partial}{\partial z}\left(r\epsilon_{ox}\frac{\partial u}{\partial z}\right) = 0 \quad (4)$$

方程(3)与(4)的相应边界条件及介质间断条件为边界 AE 处 $u=0$, BC 处 $u=u_0$, AB、EF、GD 及 DC 各处 $\frac{\partial u}{\partial n}=0$, 而 Si-SiO_2 界面上

$$\epsilon_{ox}\left(\frac{\partial u}{\partial n}\right) + \epsilon_s\left(\frac{\partial u}{\partial n}\right) = -Q_{SS} \quad (5)$$

式中 ϵ_{ox} 为 SiO_2 的介电常数.

2.2 基本方程的线性化及其有限元表达式

为了将方程(3)线性化, 取函数 $f_0(u)$ 的一级近似, 即令

$$f_0(u) = f_0(u^{(n-1)}) + (u^{(n)} - u^{(n-1)}) \left. \frac{\partial f_0}{\partial u} \right|_{u=u^{(n-1)}} \quad (6)$$

式中, 上角标 (n) 和 $(n-1)$ 分别用来标识一个量的第 n 次和第 $n-1$ 次迭代值. 迭代过程的初值 $u^{(0)}$ 的选取直接影响计算速度. 根据 PN 结理论, 可按下式确定初值:

$$u^{(0)} \begin{cases} u_0 + \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{\Gamma(r, Z)}{n_i}\right) & \Gamma(r, Z) > 0 \\ -\frac{kT}{q} \ln\left(-\frac{\Gamma(r, Z)}{n_i}\right) & \Gamma(r, Z) < 0 \end{cases} \quad (7)$$

按有限元理论, 相应的泛函表达式为

$$J(u) = J_1(u) + J_2(u) + J_3(u) \quad (8)$$

式中,

$$J_1(u) = \iint_{\Omega_{Si}} \left(r\epsilon_s \left(\left(\frac{\partial u}{\partial r} \right)^2 + \left(\frac{\partial u}{\partial z} \right)^2 \right) + gu^2 - 2fu \right) drdZ$$

$$J_2(u) = \iint_{\Omega_{ox}} \left(r\epsilon_{ox} \left(\left(\frac{\partial u}{\partial r} \right)^2 + \left(\frac{\partial u}{\partial z} \right)^2 \right) \right) drdZ$$

$$J_3(u) = \int_{\Gamma^v} 2Q_{SS} u dS$$

这里, Ω_{Si} 和 Ω_{ox} 分别表示积分对整个半导体区域和介质区域, 而 Γ^v 表示积分沿 Si-SiO_2 界面. 为书写简便, 式中省去了上角标 (n) 和 $(n-1)$, 函数 q 和 f 分别代表

$$g(u) = -\frac{q^2 r}{kT\epsilon_0}(p - n) \quad \text{和} \quad f(u) = -f_0(u) - g(u)u_0$$

按照变分理论中的等价性原理^[8], 求方程(3)线性化后的解即变为求式(8)所定义的泛函 $J(u)$ 的最小值. 求解时, 区域 Ω_{Si} 和 Ω_{ox} 被划分为有限数目的三角形元素, 而介质发

生不连续变化的 Si-SiO₂ 界面 Γ'' 则被划分为有限数目的短线元素. 对所有的格点, 泛函 $J(u_i)$ 须满足

$$\frac{\partial J(u_i)}{\partial u_i} = 0$$

考虑到 i 点电位主要由以其为公共顶点的 S 个三角形确定, 则上式可改写为

$$\sum_S \frac{\partial J^-}{\partial u_i} = 0 \quad (9)$$

式中 J^- 代表泛函 $J(u)$ 中定义域为这 S 个三角形组成的区域. 对每个格点写出一个形如式(9)的方程, 求解由全部格点的相应方程构成的庞大方程组, 即可得到电位及电场的分布.

3 结果与验证

场环扩散区是在主结形成过程中同时形成的重掺杂区, 反偏状态中耗尽层在其中扩展较少, 其大部分区域处于等电位的中性状态. 此电位的确定, 以及此电位与外加电压函数关系的确定, 是场限环特性模拟和优化设计的基本出发点. 因此, 根据前述理论和方法求出的场环电位与外加电压的关系能否与实验结果相符, 是判断理论与方法正确与否的重要标志.

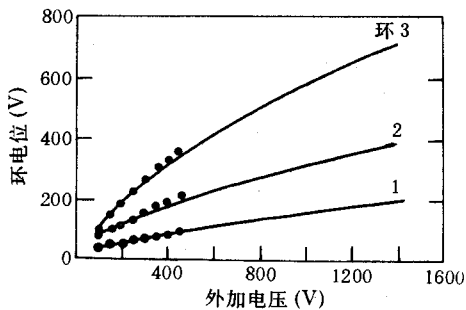


图 2 场环电位计算值与实测值的比较

图 2 中的三条曲线分别是对测试样品的三个场限环的中性区电位与外加电压的函数关系的计算结果, 而数据点是利用微细探针电位测试技术测量同一样品的实验结果. 图中可见二者十分吻合, 表明前述理论及方法是正确的, 在程序设计中浮空环电位的确定也是成功的.

场限环在器件承受反偏压时起分压作用. 一个多环系统即可被简单地视为多级分压器. 由图 2 可见, 这个多级分压器的分压比并不固定. 随着外加电压的升高, 外环电

位上升的幅度较大, 内环电位上升的幅度较小. 这表明环间电压是外加电压的函数. 与简单理论得出的环间电压为常数^[9]的结论不同. 这个分歧对场限环设计的精度影响很大. 按照简单理论, 一个多环系统的环间距从内向外的递增幅度似可不受器件耐压额定值的影响, 但事实并非如此. 表 1 列举了我们利用上述理论和方法, 针对 4 种不同耐压额定要求设计的三场限环结构的主要结构参数的优化值, 以及在临近雪崩击穿时各环电位及表面平均电场的模拟结果. 对其中耐压额定值为 1400V 的样品, 还列出了在较低外加电压下的相应模拟结果. 在这里, 我们用各环的表面平均电场能否在临近雪崩击穿时趋于一致作为结构设计是否实现优化的标志. 由于各环电位随着外加电压的上升而升高的幅度不同, 因而在外加电压远低于雪崩击穿电压时, 各环之间表面平均电场的差别较大, 但

这种差别随着外加电压的升高而逐渐缩小。

表 1 针对不同电压额定的优化结构参数及环电位与表面平均电场的模拟结果

电 压 额定 (V)	电阻率 (Ωcm)	结深 (μm)	环间距 (μm)			外加电 压 (V)	环电位 (V)			表面平均电场 ($\times 10^4 \text{ V/cm}$)			
			D_1	D_2	D_3		U_1	U_2	U_3	E_{S0}	E_{S1}	E_{S2}	E_{S3}
1000	57.5	20	13	18	26	975	109	257	468	8.38	8.22	8.12	8.05
1200	80.0	10	16	24	30	1200	112	291	627	11.19	11.08	11.16	11.05
1400	100.0	18	18	26	36	1400	163	395	716	9.06	8.92	8.91	8.88
1600	120.0	14	20	26	34	1550	211	482	832	10.55	10.42	10.29	10.25
1400	100.0	18	18	26	36	1200	145	359	644	8.06	8.23	7.92	8.06
1400	100.0	18	18	26	36	900	121	311	546	6.72	7.31	6.53	6.56
1400	100.0	18	18	26	36	600	101	261	439	5.61	6.15	4.94	4.47

图 3 是电压额定值为 1000V 的优化结构在临近雪崩击穿时的二维电场分布。图中可见，主结与三个环结的表面平均电场接近相等。优化结构的这一特征使其耐压能力得以充分发挥。对按照优化结构参数和偏离优化结构参数的 FLR 实验样品进行的对比测试表明，优化结构样品的击穿电压统计平均值超过 950V，而非优化结构样品的击穿电压统计平均值要比之低 150V—200V^[10]。

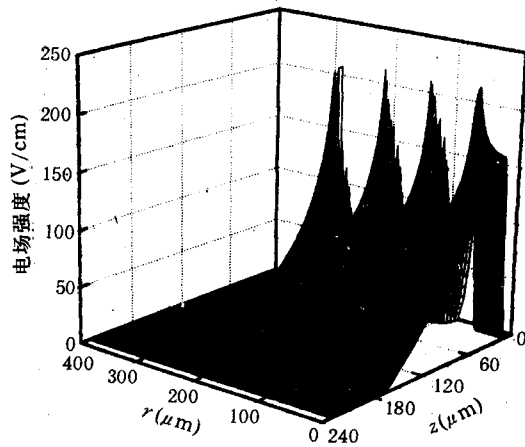


图 3 一个电压额定值为 1000V 的三环 FLR 优化结构在临近雪崩击穿时的二维电场分布

4 结论

半导体平面功率器件的 pn 结终

端结构分析及特性模拟在本质上是一个三维问题。但是，鉴于实际应用中的 FLR 结构总是由拐角处的设计参数决定其耐压能力，因而求解柱坐标下极角 α 为常数的泊松方程可使问题简化。从而可在微型计算机上实现 FLR 系统的数值分析和优化设计。本文介绍了用有限元法成功地在 486 微机上对三环 FLR 结构的电位及电场分布进行数值分析的基本方法和初步结果，并通过环电位随外加电压变化的模拟结果和实验值的比较，证明了所用理论和方法的正确性。

致谢 西安交通大学张少云博士提供了部分实验数据，陕西机械学院高勇副教授就计算方法提供了有益的讨论和建议，特此致谢。

参 考 文 献

- [1] 陈星弼, 电子学报, 1988, 16(3): 6.
- [2] M. S. Adler *et al.*, IEEE Trans. Electron Devices, 1977, ED-24: 107
- [3] K. R. Whight *et al.*, Solid-State Electronics, 1984, 27: 1021.
- [4] A. Aberg, PESC'86 Record, 120(1986).
- [5] H. Yilmaz, IEEE Trans Electron Devices, 1991, ED-38: 1666.
- [6] A. Yabuta *et al.*, IEEE Trans. Electron Devices, 1990, ED-37: 1132.
- [7] Q. Huang *et al.* Solid-State Electronics. 1991, 34: 983.
- [8] 邓建中, 计算方法, 西安交通大学出版 1985, 333.
- [9] 陈星弼, 功率 MOSFET 与高压集成电路, 东南大学出版社, 1990, 105.
- [10] 荆春雷, 肖浦英, 陈治明, 半导体学报, 待发表.

Numerical Analysis of Field Distribution in Field Limiting Ring Systems Using Finite Element Method

Jing Chunlei, Xiao Puying and Chen Zhiming

(Department of Automation Engineering, Shaanxi Institute of Mechanical Engineering, Xi'an 710048)

Received 17 June 1993, Revised manuscript received 13 October 1993

Abstract The maximum electrical field in a reversely biased PN junction equipped with rectangular field limiting rings is always concentrated on the constantly oriented corners. The 3D distribution of electrical field in the system can be easily calculated in a cylindrical coordinate system simplified by setting the polar angle constant. Characteristics simulation and parameter optimization have been carried out in a finite element numerical computing program for a multirang system. The reasonability and the effectiveness of the model and the method employed here are testified by the agreement between simulation and experiments of the ring potential distributions under varied applied voltage conditions.

EEACC: 0290T, 2560B, 2560J