

# 基于扇形霍尔板几何修正因子的分裂漏磁敏场效应晶体管相对灵敏度研究\*

刘 同 朱大中†

(浙江大学微电子与光电子研究所, 杭州 310027)

**摘要:** 采用保角变换方法推导出扇形霍尔板的几何修正因子, 并根据几何修正因子得到扇形分裂漏场效应晶体管相对灵敏度的解析表达式. 通过计算机模拟和实验测试结果的验证, 进一步完善了扇形磁敏分裂漏场效应管相对灵敏度的数学模型. 相比矩形结构磁敏场效应晶体管, 扇形磁敏场效应晶体管具有更高的相对灵敏度. 测试所获最大灵敏度为  $3.77\% T^{-1}$ , 根据本文模型, 最大相对灵敏度应为  $3.81\% T^{-1}$ .

**关键词:** MAGFET; 保角变换; 几何修正因子; 相对灵敏度; 数学模型  
EEACC: 2560; 3120

中图分类号: TN432 文献标识码: A 文章编号: 0253-4177(2006)12-2155-05

## 1 引言

分裂漏磁敏场效应晶体管(SD MAGFET)是一种特殊结构的场效应晶体管(MOSFET), 它通过漏极分裂的设计, 可以探测磁场作用下不同漏极之间的微小电流偏差, 将磁信号转换为电信号. 分裂漏 MAGFET 凭借与标准 CMOS 工艺兼容的优点, 使磁敏传感器与其后续的信号处理电路兼容集成, 因而应用范围广, 有重要的研究价值.

扇形分裂漏磁敏场效应管的沟道几何形状显著减小了源区宽度, 大漏极小源极的结构有效地提高了器件的相对灵敏度. 扇形 MAGFET 的灵敏度可以达到  $3.77\% T^{-1}$ , 高于标准矩形 MAGFET 的灵敏度(约  $3.0\% T^{-1}$ )<sup>[1,2]</sup>.

对矩形分裂漏 MAGFET 进行模拟和建模的方法较多. Kluge 等人<sup>[2]</sup>利用含有矩形 MAGFET 几何修正因子的电流密度方程得到相对灵敏度的解析表达式; Popovic<sup>[3]</sup>使用 SPICE 对矩形 MAGFET 的等效子电路网络进行模拟, 计算相对灵敏度; Nathan 等人<sup>[4]</sup>从基本半导体方程出发, 模拟矩形 MAGFET 沟道内电压电流分布, 从而得出相对灵敏度; Lau 等人<sup>[5]</sup>以 Nathan 的数值模拟为基础, 建立了基于模拟结果的半解析灵敏度公式. 利用几何修正因子的建模方法得到的灵敏度公式仅以 MAGFET 的几何参数为变量, 运算简便, 但是精度低, 对器件的物理机理涉及较少; 文献[3]的建模方

法与电子线路仿真兼容, 依赖于准确可靠的工艺参数, 但扇形 MAGFET 不属于代工厂生产的标准 MOSFET, 所以常用的 BSIM 参数不能准确反映扇形器件物理特征, 故此方法不适合扇形 MAGFET 的灵敏度计算; 基于半导体方程数值模拟的建模方法精度高, 可靠性好, 是器件设计所必须的步骤, 缺点是灵敏度与 MAGFET 几何参数的关系不够明确; Lau 的建模过程不如数值模拟简便, 由于引进了更多的参数反而显得繁杂, 并不能有效地用于 MAGFET 的设计.

本文通过保角变换方法建立扇形与矩形之间的映射关系, 得到扇形霍尔器件的几何修正因子. 以此几何因子出发建立扇形分裂漏 MAGFET 相对灵敏度的解析模型, 通过数值模拟和实验验证, 完善了扇形分裂漏 MAGFET 的数学模型. 相比其他建模方法, 该方法易于实现, 可以给出简洁的灵敏度表达式, 为扇形 MAGFET 的优化和精确模拟提供了指导.

## 2 扇形分裂漏 MAGFET 的解析模型

### 2.1 矩形 MAGFET 几何修正因子

MAGFET 与霍尔板具有较多的相似之处, 因而可以近似看作霍尔板. 设  $L$  和  $W$  分别表示矩形霍尔板的长度和宽度. 几何修正因子是反映实际有限长霍尔板与理想霍尔板( $L/W \rightarrow \infty$ )之间区别的物理参数, 定义式为  $G = \frac{V_H}{V_{H\infty}}$ <sup>[6]</sup>,  $V_H$  和  $V_{H\infty}$  分别

\* 国家自然科学基金资助项目(批准号: 90307009)

† 通信作者. Email: zhudz@zju.edu.cn

2006-05-24 收到, 2006-07-14 定稿

表示实际霍尔板与理想霍尔板的霍尔电压. 由定义式可知,  $0 < G < 1$ . 任何形状 MAGFET 的沟道反型层都可以近似看作霍尔板, 因此几何因子是描写 MAGFET 在磁场中电学特性的重要参数.

对于矩形霍尔器件的霍尔电压  $V_H$  及相应几何修正因子的研究已经较为完善<sup>[2,6~8]</sup>, 矩形 MAGFET 的几何修正因子  $G$  可通过(1)~(3)式完整描述<sup>[2]</sup>.

矩形霍尔板的最大几何修正因子  $G_{tot}$  为:

$$G_{tot} = \frac{0.742 \frac{L}{W}}{2^{(L/W)/0.55} + 1} + \frac{1 - \frac{16}{\pi^2} \exp\left(-\frac{\pi}{2} \times \frac{L}{W}\right) \left[1 - \frac{8}{9} \exp\left(-\pi \frac{L}{W}\right)\right]}{2^{(0.55/(L/W))^{1.5(1+L/W)}}} \quad (1)$$

由于在器件的源漏两端存在电极短路效应, 霍尔电压降至零, 因此在整个沟道内,  $G$  是位置坐标  $x$  的函数<sup>[2]</sup>, 满足  $G(x=0) = G(x=L) = 0$ .

$$G(x) = 0.25(1 + G_{tot})^2 \tanh\left[4\text{arctanh}(\sqrt{G_{tot}}) \frac{x}{L}\right] \times \tanh\left[4\text{arctanh}(\sqrt{G_{tot}}) (1 - \frac{x}{L})\right] \quad (2)$$

$L/W$  表示矩形器件的长宽比. 为弥补真实  $G$  值与  $G(x)$  之间的微小差别, 引入补偿因子  $K_G$ , 用  $K_G$  与  $G(x)$  的乘积表示几何因子的精确值<sup>[2]</sup>.

$$G = K_G G(x) \quad (3)$$

其中  $K_G = 1 - 0.25 G_{tot}^6 (1 - G_{tot})^{0.4}$ .

### 2.2 扇形 MAGFET 几何因子

扇形能够经过保角变换映射成矩形, 因此扇形 MAGFET 的几何因子可以通过其对应的矩形 MAGFET 的几何因子获得.

扇形 MAGFET 版图结构及等效几何参数如图 1(a)和(b)所示. 图中  $R$  是扇形 MAGFET 的源区半径;  $L$  是沟道径向长度;  $\alpha$  是源端展宽角;  $d$  表示期间两个漏极之间的距离;  $u$  表示工艺中多晶硅露头长度.

在关于  $z$  的复平面内划定扇形器件沟道所对应的几何区域  $ABCD$ , 设  $L_r = L + R$  是从源区端点到漏极的总长度, 则区域  $ABCD$  是由  $A(R, 0)$ ,  $B(L_r, 0)$ ,  $C(L_r \cos \alpha, L_r \sin \alpha)$ ,  $D(R \cos \alpha, R \sin \alpha)$  四点连线围成的扇环形状. 原点为源区圆心, 如图 2 中扇形所示. 在芯片版图中,  $AD, BC$  由源漏电极定义,  $AB, CD$  由栅氧化层定义.

应用复变函数中的对数变换

$$\omega = \text{Ln}(z) = \ln(|z|) + i \text{Arg}(z) \quad (4)$$

可以将  $z$  平面上的任意点  $z = x + iy$  保角地变换为

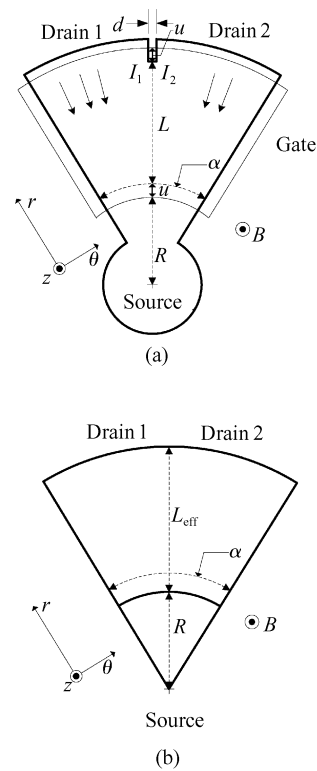


图 1 扇形 MAGFET 版图结构及其等效几何模型 (a) 版图结构; (b) 等效几何参数模型

Fig. 1 Layout structure and its equivalent geometric model of sector MAGFET (a) Layout structure; (b) Equivalent geometric model

$\omega$  平面上的点  $\omega = u + iv$ , 其中  $|z|$  和  $\text{Arg}(z)$  分别是复平面内任意点  $z$  的模和幅角主值. 因此  $z$  平面的  $A, B, C, D$  四点分别对应  $\omega$  平面的  $A'(\ln(R), 0)$ ,  $B'(\ln(L_r), 0)$ ,  $C'(\ln(L_r), \alpha)$ ,  $D'(\ln(R), \alpha)$ , 这样器件的扇环状沟道区域  $ABCD$  就被保角地映射成矩形  $A'B'C'D'$ , 其中  $A'B'$  长度  $L' = \ln(1 + L/R)$ , 如图 2 中矩形所示.

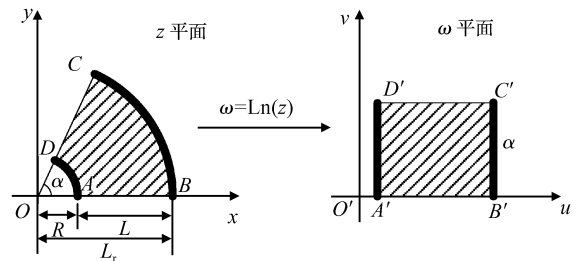


图 2 将  $z$  平面扇形映射到  $\omega$  平面矩形的对数变换  
Fig. 2 Logarithmic transformation mapping the sector in  $z$  plane onto a rectangle in  $\omega$  plane

因为将扇环变换成矩形的过程是保角的, 所以  $V_{H\text{扇形}} = V_{H\text{矩形}}$ , 由定义知  $G_{\text{扇形}} = G_{\text{矩形}}$ . 矩形  $A'B'C'D'$  的长宽比为

$$L/W = \ln(1 + L/R)/\alpha \quad (5)$$

考虑到器件版图中沟道长度与多晶硅栅覆盖长度不同,应以有效沟道长度表示(5)式中的  $L$ ,定义有效沟道长度为  $L_{\text{eff}} = [1 - \frac{d}{\alpha(R + L + u)}](L + u)$ . 将(5)式代入(1)式,得到扇形器件的最大几何修正因子

$$G_{\text{tot}} = \frac{0.742 \times \text{ratio}}{2^{(\text{ratio}/0.55)^2}} + \frac{1 - \frac{16}{\pi^2} \exp\left(-\frac{\pi}{2} \times \text{ratio}\right) \left[1 - \frac{8}{9} \exp(-\pi \times \text{ratio})\right]}{2^{(0.55/\text{ratio})^{1.5(1+\text{ratio})}}} \quad (6)$$

其中  $\text{ratio} = \ln(1 + L_{\text{eff}}/R)/\alpha$ . 与矩形霍尔板相似,扇形霍尔板各点几何因子也是径向坐标  $r$  的函数. 设在  $z$  平面的扇形  $ABCD$  内有一点  $E$ ,  $E$  与源区圆心距离为  $r$ ,经保角变换,  $E$  被影射到  $\omega$  平面的矩形  $A'B'C'D'$  内的点  $E'$ ,  $E'$  与  $A'D'$  的距离为  $x$ , 根据(4)式,  $x = \ln(r/R)$ , 则

$$x/L' = \ln(r/R)/\ln(1 + L_{\text{eff}}/R) \quad (7)$$

将(7)式代入(2)式得

$$G(r) = 0.25(1 + G_{\text{tot}})^2 \times \tanh\left[4\text{arctanh}(\sqrt{G_{\text{tot}}}) \frac{\ln(r/R)}{\ln(1 + L_{\text{eff}}/R)}\right] \times \tanh\left[4\text{arctanh}(\sqrt{G_{\text{tot}}}) \times \left(1 - \frac{\ln(r/R)}{\ln(1 + L_{\text{eff}}/R)}\right)\right] \quad (8)$$

再将(8)式代入(3)式,就得到完整的扇形 MAGFET 几何修正因子函数

$$G = K_G G(r) \quad (9)$$

### 2.3 扇形分裂漏 MAGFET 相对灵敏度模型的建立

分裂漏 MAGFET 的灵敏度定义为

$$S = \left| \frac{I_{d1} - I_{d2}}{(I_{d1} + I_{d2})B_z} \right| \quad (10)$$

其中  $I_{d1}$  和  $I_{d2}$  分别是两个漏极  $d1$  和  $d2$  接收到的电流;  $B_z$  表示垂直于器件表面的磁感应强度.

用  $E$  表示沟道电场;  $B$  表示磁场. 为获得 MAGFET 的最大灵敏度,磁场要垂直于器件所在平面,即  $B = (0, 0, B_z)$ . MAGFET 电流密度方程为<sup>[6]</sup>

$$j = \frac{\sigma}{1 + (\mu_H B_z)^2} (E + \mu_H E \times B) \quad (11)$$

其中 霍尔迁移率  $\mu_H = \gamma\mu$ ,  $\gamma$  为霍尔散射因子,约等于 1;  $\sigma = nq\mu$  为无磁场情况下的电导率,  $\mu$  为载流子表面迁移率. 电流密度矢量可表示成径向分量与切向分量之和,  $j = j_r \hat{e}_r + j_\theta \hat{e}_\theta$ ,  $\hat{e}_r$  和  $\hat{e}_\theta$  分别是径向和切向基向量;  $j_r$  是沟道径向电流密度;  $j_\theta$  是沟道

切向电流密度,二者关系满足<sup>[9]</sup>

$$j_\theta = -j_r \mu (\gamma - G) B_z \quad (12)$$

对整个沟道内切向电流进行积分,得到分裂漏极之间的差值电流.

$$\begin{aligned} \Delta I_\alpha &= \int_R^{L_{\text{eff}}+R} \int_0^\alpha \frac{j_\theta}{r} r d\theta dr \\ &= \mu B_z \int_R^{L_{\text{eff}}+R} \int_0^\alpha -\frac{j_r}{r} (\gamma - G) r d\theta dr \end{aligned} \quad (13)$$

其中  $G$  由(9)式确定. 简化(13)式可得

$$\Delta I = \mu B_z \frac{1}{\alpha} \int_R^{L_{\text{eff}}+R} \frac{\gamma - K_G G(r)}{r} dr \quad (14)$$

结合(10)与(14)式,得到相对灵敏度

$$S = \frac{\Delta I}{IB_z} = m\mu \frac{1}{\alpha} \int_R^{L_{\text{eff}}+R} \frac{\gamma - K_G G(r)}{r} dr \quad (15)$$

其中  $m$  是表面迁移率修正因子. 载流子的表面迁移率会受到磁场和电压偏置的影响,因而是沟道位置的二元函数,难以使用解析方程表达;  $\mu$  是不施加磁场时的理想电子表面迁移率,它与  $m$  的乘积表示磁性环境中电子表面迁移率的等效值. 经计算机模拟和实验数据提取,得  $m = 1.25$ .

使用 MATLAB 数值积分功能计算(15)式,可以得到不同几何参数条件下的相对灵敏度. 使用偏微分方程计算软件还可以对扇形 MAGFET 沟道的电势分布进行数值模拟,从而得到灵敏度.

### 3 实验结果与讨论

图 3(a)~(c) 中绘出的一组曲线表示扇形 MAGFET 几何参数  $L, R, \alpha$  对器件相对灵敏度的影响. 实线表示基于本文几何修正因子  $G$  表达式的理论计算值; 正方形实心点表示本课题组研制的不同  $L, R, \alpha$  几何尺寸的扇形 MAGFET 的相对灵敏度的实际测试结果<sup>[9]</sup>; 虚线表示数值模拟曲线,此曲线通过求解偏微分方程绘出. 图 3(a) 表明,不同角度的扇形器件,在沟道长度  $L$  达到一定数量之后,灵敏度都趋近于饱和,并且不同角度所对应的饱和灵敏度近似相同. 图 3(c) 表明,不同沟道长度的扇形器件,当展宽角度  $\alpha$  接近  $45^\circ$  时,灵敏度达到最大值,不同沟道长度对应的最大灵敏度近似相等.

磁场的作用导致两侧栅氧化层边界(图 2 中  $AB, CD$ ) 上电荷积累,产生霍尔电场,抵消洛仑兹力. 霍尔电场对沟道各处的影响不均等,靠近两侧栅氧化层边界处影响较强,表现为电场线与两侧栅氧化层边界的平行度高,疏密变化显著; 远离两侧栅氧化层边界处(如沟道中心)影响较弱,表现为电场线明显偏离半径方向,疏密分布相对均匀的现象.

$L$  很小时,沟道径向尺寸远远小于切向弧线的总长,因为距离两侧栅氧化层边界相对较远,霍尔电

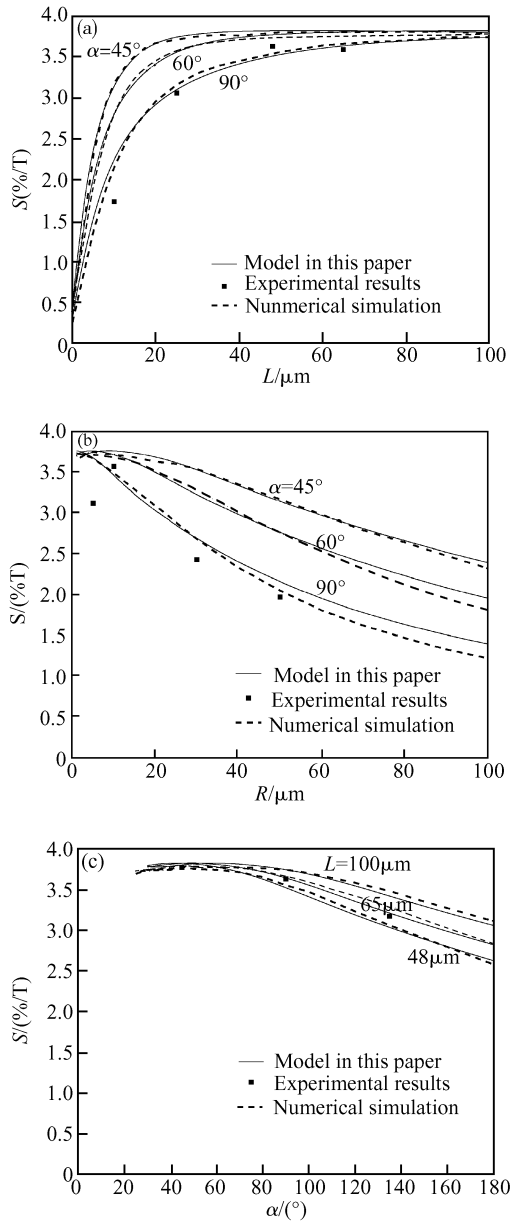


图3 (a)  $\alpha = 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ 时相对灵敏度  $S$  与沟道长度  $L$  关系曲线 ( $R = 10\mu\text{m}, d = 3\mu\text{m}, u = 1\mu\text{m}$ ) 被测器件的  $\alpha$  为  $90^\circ$ ; (b)  $\alpha = 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ 时相对灵敏度  $S$  与源区半径  $R$  关系曲线 ( $L = 48\mu\text{m}, d = 3\mu\text{m}, u = 1\mu\text{m}$ ) 被测器件  $\alpha$  为  $90^\circ$ ; (c)  $L = 48, 65$  和  $100\mu\text{m}$  时相对灵敏度  $S$  与源区展宽角  $\alpha$  关系曲线 ( $R = 10\mu\text{m}, d = 3\mu\text{m}, u = 1\mu\text{m}$ )

Fig. 3 (a) Analytical model, numerical simulation and experimental results of relative sensitivity  $S$  depending on channel length  $L$  ( $R = 10\mu\text{m}, d = 3\mu\text{m}, u = 1\mu\text{m}, \alpha = 90^\circ$ ); (b) Analytical model, numerical simulation and experimental results of relative sensitivity  $S$  depending on source radius  $R$  ( $L = 48\mu\text{m}, d = 3\mu\text{m}, u = 1\mu\text{m}, \alpha = 90^\circ$ ); (c) Analytical model, numerical simulation and experimental results of relative sensitivity  $S$  depending on central angle  $\alpha$  ( $R = 10\mu\text{m}, d = 3\mu\text{m}, u = 1\mu\text{m}$ )

场对沟道中央区域影响能力较弱,所以中央区域电流分布较为均匀.漏极大部分区域电流均匀,导致两漏间电流差相对较小,因此灵敏度很低.随着  $L$  的增大,两侧栅氧化层边界对电流分布的影响变强烈,电流密度的不均匀性变显著,灵敏度迅速上升.但是由于霍尔电场的存在,沟道中央的电流有平行于半径方向的趋势, $L$  越长平行度越高,两漏极间电流差受此效应的制约增长变缓慢,所以  $L$  增大到一定程度后灵敏度趋向饱和,如图 3(a) 所示.

$R$  的增大导致扇形长宽比变小,沟道形状演变为细长的弧形带状区域,两侧栅氧化层边界距沟道中心区域较远,因而对电流的影响减弱,漏极电流分布变均匀,两个漏极之间的电流差减小,所以灵敏度随  $R$  的增大而下降,如图 3(b) 所示.

$\alpha$  很小时沟道形状与长宽比较大的矩形相似,霍尔电场作用明显,可以抵消大部分洛仑兹力的影响,因而电流偏转角度很小,漏极电流差也相应较小.但当  $\alpha$  很大时,沟道中心远离两侧栅氧化层边界,因而两侧栅氧化层边界对沟道中央大部分区域电流密度分布的影响被大大削弱,在漏端电极相当大的范围内电流趋向均匀分布,灵敏度下降.所以灵敏度随  $\alpha$  的增大先略微增大,然后减小,如图 3(c) 所示.

过大的沟道长度对于提高 MAGFET 的灵敏度并没有作用,考虑到芯片面积,器件设计一般也不会采用过大尺寸.漏极狭缝  $d$  增大会降低灵敏度  $S$ <sup>[2,5]</sup>,但是当  $d \ll L + R, u \ll L + R$  时, $d$  和  $u$  对灵敏度影响将不明显.为获得较大的差值电流  $\Delta I_d$ ,器件结构通常满足  $d \ll L + R, u \ll L + R$  的条件.由于漏极弧长要大于缝隙宽度,同时为避免源极尖端高电场导致的静电击穿,器件源端展宽角  $\alpha$  不宜过小,实验表明源端展宽角为  $90^\circ$  的器件成品率和可靠性较高.综上所述,本课题组在磁敏传感器芯片的设计中采用  $L = 48\mu\text{m}, R = 10\mu\text{m}, \alpha = 90^\circ$  结构的扇形分裂漏 MAGFET,其版图面积适中,器件可靠性较高.

根据实验结果、数值模拟与解析模型三者的比较,本文取霍尔因子  $\gamma = 1.03$ ,电子表面迁移率  $\mu = 500\text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ .模型表明,对于相同的  $R, \alpha$  越小,灵敏度曲线进入饱和区的拐点所对应的  $L$  越小.经数值模拟发现,当  $L/R = 10, \alpha = 45^\circ$  时扇形 MAGFET 的灵敏度最大,可以达到  $3.81\% \text{T}^{-1}$ .实验测定的器件最大灵敏度是  $3.77\% \text{T}^{-1}$ ,该器件几何参数为  $L = 48\mu\text{m}, R = 10\mu\text{m}, \alpha = 45^\circ$ ,可见在灵敏度饱和区改变器件几何参数对提高扇形 MAGFET 性能的作用不明显.

## 4 结论

通过保角变换方法给出了依赖于径向坐标的扇形磁敏场效应晶体管的几何修正因子函数,并基于此因子提出了扇形结构器件相对灵敏度的解析表达式,通过实验测试和数值模拟的方法该灵敏度模型得到了验证.根据此解析模型,分析了器件特征参数对灵敏度影响的物理机理.理论分析扇形分裂漏 MAGFET 的最大灵敏度可达  $3.81\% T^{-1}$ ,实验测试得到的器件最大灵敏度为  $3.77\% T^{-1}$ ,优于其他结构的 MAGFET.目前此结构 MAGFET 已经与二次采样电路相结合,应用于线阵列磁敏传感器的设计<sup>[10]</sup>中.

### 参考文献

- [1] Rubio C, Bota S, Macias J G, et al. Monolithic integrated magnetic sensor in a digital CMOS technology using a switched current interface system. Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC), 2000, 1: 69
- [2] Von Kluge J W A, Langheinrich W A. An analytical model of MAGFET sensitivity including secondary effects using a continuous description of the geometric correction factor G. IEEE Trans Electron Device, 1999, 46(1): 89
- [3] Popovic R S. Numerical analysis of MOS magnetic field sensors. Solid-State Electron, 1985, 28(7): 711
- [4] Nathan A, Huizer A M J, Baltes H P. Two-dimensional numerical modeling of magnetic field sensors in CMOS technology. IEEE Trans Electron Devices, 1985, 32(7): 1212
- [5] Lau J, Ko P, Chan P. Modeling of split-drain magnetic field-effect transistor (MAGFET). Sensors and Actuators A, 1995, 49(3): 155
- [6] Popovic R S. Hall effect devices. London: IOP, 1991
- [7] Wick R F. Solution of the field problem of the germanium gyrator. J Appl Phys, 1954, 25(6): 741
- [8] Versnel W. The geometrical correction factor for a rectangular Hall plate. J Appl Phys, 1980, 53(7): 4980
- [9] Yao Yunruo, Zhu Dazhong, Guo Qing. Sector split-drain magnetic field-effect transistor based on standard CMOS technology. Sensors and Actuators A, 2005, 121(2): 347
- [10] Guo Qing, Zhu Dazhong, Yao Yunruo. CMOS magnetic sensor integrated circuit with sectorial MAGFET. Sensors and Actuators A, 2006, 126(1): 154

## Relative Sensitivity of Sector Split-Drain Magnetic Field-Effect Transistor Based on Geometrical Correction Factor of Sector Hall Plate\*

Liu Tong and Zhu Dazhong<sup>†</sup>

(Institute of Microelectronics and Optoelectronics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** The geometrical correction factor of a sector Hall plate is obtained by the method of conformal mapping, according to which we derived the analytical expression of the relative sensitivity of a sector split-drain magnetic field-effect transistor. The mathematical model of relative sensitivity is improved, as verified by simulation and experiment. Compared with a rectangular MAGFET, a sector MAGFET has the advantage of high relative sensitivity. The maximum relative sensitivity obtained in experiment is  $3.77\% T^{-1}$ , and our model predicts a maximum relative sensitivity of  $3.81\% T^{-1}$ .

**Key words:** MAGFET; conformal mapping; geometrical factor; sensitivity; model

**EEACC:** 2560; 3120

**Article ID:** 0253-4177(2006)12-2155-05

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 90307009)

<sup>†</sup> Corresponding author. Email: zhudz@zju.edu.cn

Received 24 May 2006, revised manuscript received 14 July 2006