

# 基于迁移率波动的 MOSFET 线性区域 $1/f$ 噪声模型

徐建生, 周求湛, 张新发

(吉林大学通信工程学院测控及通信仪器系, 吉林长春 130025)

**摘要:** 统一的  $1/f$  噪声模型, 例如 BSIM3 模型, 已经在噪声预测与分析中有着广泛的应用, 在多数情况下有很好的效果. 然而文献[1]中基于物理机理分析的研究表明, 统一的  $1/f$  噪声模型对处于线性区  $p$ -MOSFET 不能进行正确的描述: 当偏置电压  $V_{gs}$  增加时, 该模型低估了噪声功率的增加. 据此, 本文提出了一种基于物理机理的迁移率波动 (MF)  $1/f$  噪声模型, 并给出了新 MF 模型与统一的  $1/f$  噪声模型在线性区的仿真结果. 从仿真结果可以看出, 新噪声模型更接近于测试的结果.

**关键词:** 闪烁 ( $1/f$ ) 噪声; 迁移率波动; 载流子数量波动; 统一的  $1/f$  噪声模型; MOSFETs

**中图分类号:** TN722 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 08-1192-04

## A Novel MOSFET $1/f$ Noise Model Based on Mobility Fluctuation for Linear Region

XU Jian sheng, ZHOU Qiu zhan, ZHANG Xin fa

(Department of Measurement-Control and Communication Instruments, Communication collage, Jilin University, Changchun, Jilin 130025, China)

**Abstract:** The unified  $1/f$  noise model, such as BSIM3, has been widely used as noise prediction and analysis model, and it works very well in most cases. However, based on physical analysis in [1], it is pointed out that the unified  $1/f$  noise model may not be suitable to predict the  $1/f$  noise for  $p$  type MOSFETs in linear regime because it underestimates noise power so much as bias  $V_{gs}$  increases. In this paper, a physically based expression for mobility fluctuation (MF)  $1/f$  noise model is derived and simulation results for the new MF model and unified  $1/f$  noise are presented together in linear region. The results show that the new models are in agreement with the experimental data well.

**Key words:**  $1/f$  noise; mobility fluctuation; number fluctuation; unified  $1/f$  noise model; MOSFETs

### 1 引言

金属氧化物半导体场效应管 (MOSFETs) 中的低频噪声, 尤其在目前器件的尺寸已经小到了亚微米的情况下, 仍然是一个研究的热点问题. 减小器件尺寸的同时就会导致  $1/f$  噪声的增加, 因为它的噪声功率谱与栅极的面积成反比. 低频噪声在数字与模拟集成电路设计中有着越来越重要的影响, 必须要通过提高灵敏度和降低噪声来得到良好的器件和电路特性; 另一方面, 设计者可以通过一个准确的噪声模型对器件的性能进行预测. 所以一个准确的噪声模型, 特别是闪烁噪声 ( $1/f$  噪声) 模型变得非常重要, 并且多年来一直是研究的热点, 很多学者致力于 MOSFETs 等半导体器件内部电流波动的真正原因的探索, 但就噪声产生机理还没有一致的看法, 也没有一个基于物理机理的、准确的、统一的 (对处于各个工作区的  $n$  型和  $p$  型 MOSFETs 都适用)  $1/f$  噪声模型.

然而, 对于 MOSFETs 中的  $1/f$  噪声有两种被广泛应用的理论. 其一是由 McWhorter 提出的载流子数目波动理论; 另外一个则是基于 Hooge 的实验推测的迁移率波动理论. 此外, 大家

熟知的统一的噪声模型, 如 BSIM3, 在很多文献中都用其描述  $n$  型和  $p$  型 MOSFET 在所有工作区中的闪烁噪声, 是对载流子数目波动和相关迁移率波动两种理论的综合, 弱化了两者的差异.

事实上, 统一的  $1/f$  噪声模型应该被看作是一个拟合模型, 包括三个拟合参数. 但从物理学角度考虑, 该模型对准确预测处于线性区的  $p$ -MOSFET 的  $1/f$  噪声有一些不足, 文献 [1] 对此进行了详细的分析.

本文而只对线性区进行讨论. 因为在这种情况下, 相关的迁移率波动被认为对噪声有很重要的影响<sup>[2]</sup>.

基于载流子迁移率波动模型, 本文提出了一个适用于线性区 MOSFETs 的  $1/f$  噪声模型; 同时也对载流子数目波动理论的相关公式做了介绍. 此外, 还对新  $1/f$  噪声模型和统一的  $1/f$  噪声模型进行了仿真比较, 并与实验结果进行对比.

### 2 线性区域 MOSFETs 的 $1/f$ 噪声模型

#### 2.1 迁移率波动 $1/f$ 噪声模型

对于线性区域工作的 MOSFETs 装置, 其迁移波动的闪烁

噪声源表达式是以 Hooge 关系式作为 Langevin 噪声源项, 并可以用下式表示<sup>[3]</sup>

$$S_D(f) = \frac{kT}{fWL} \left( \frac{I_D}{N_{inv}} \right)^2 \left( 1 + \frac{\mu_{eff}}{\mu_0} \sqrt{N_{inv}} \right)^2 N_t(E_f) \quad (1)$$

这里  $f$  是频率 (Hz),  $I_D$  是漏极电流 (A),  $L$  是沟道长度 (cm),  $x$  是从源结点算起在沟道中的距离,  $n(x)$  是沿着沟道每一段长度上的载流子数目。这里, 需要指出的是  $\alpha_H$  不是一个常数, 而是电场的函数。文献[4]中指出, 电压噪声功率谱  $S_V(f)$  可以表达为

$$\frac{S_V(f)}{V^2} = \left( \frac{\mu_{eff}}{\mu_0} \right)^2 \frac{\alpha_0}{fN} \quad (2)$$

式中,  $\alpha_0$  是 Hooge 的经验常数,  $N$  是沟道上的所有载流子的个数,  $\mu_{eff}$  是给定偏置下的有效迁移率,  $\mu_0$  是低电场迁移率。考虑到 Hooge 关系式, 根据式(2), 则有效 Hooge 参数为

$$\alpha_H = \left( \frac{\mu_{eff}}{\mu_0} \right)^2 \alpha_0 \quad (3)$$

通常来讲, 有效迁移率可以表示为

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_s}{\left( 1 + \left( \frac{E(x)}{E_C} \right)^2 \right)^{1/2}} \quad (4)$$

在现有的 Si MOSFET 模型中, 人们普遍用横向电场下载流子迁移率大小的关系式, 通常用下面的经验关系式来描述

$$\mu_s = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_{gs} - V_{th})} \quad (5)$$

式中  $\theta$  是一个经验常数, 把公式(4) 带入(3) 中, 得到有效 Hooge 参数  $\alpha_H$ ,

$$\alpha_H = \frac{\alpha_0}{\left[ 1 + \left( \frac{E(x)}{E_C} \right)^2 \right] \left( 1 + \theta(V_{gs} - V_{th}) \right)^2} \quad (6)$$

式中  $E(x)$  是沿着沟道方向的电场强度,  $E_C$  是载流子运动速度达到饱和时的临界电场强度。

对于线性区的漏极电流, 可以用公式(7)来表示,

$$I_D = \mu_{eff} W q N(x) E(x) \quad (7)$$

$E(x) = dV(x)/dx$  是水平沟道电场 (V/cm),  $V(x)$  是距源极结点起  $x$  处的沟道电压,  $N(x)$  是  $x$  点处每单位面积沟道中的载流子数量,  $q$  为电子电量,  $W$  为沟道宽度。

把式(4)和(5)代入(1), 可以得到,

$$S_D(f) = \frac{\alpha_0 \mu_0 q}{fL^2} \int_0^{V_m} \frac{I_D}{\left[ 1 + \left( \frac{E(x)}{E_C} \right)^2 \right]^{3/2} \left[ 1 + \theta(V_{gs} - V_{th}) \right]^3} dV \quad (8)$$

在我们上面推导的过程中, 使用了关系式  $n(x) = N(x)$   $W$  以及把积分限从沟道长度转换为偏置电压。

在线性区的漏极电流可以用下式计算,

$$I_D = \frac{WC_{\alpha} \mu_0}{L} \frac{1}{1 + \theta(V_{gs} - V_{th})} (V_{gs} - V_{th} - 0.5V_D) V_D \quad (9)$$

根据参考文献[5], 每单位面积沟道中的载流子数量可以被表达为,

$$N(x) = \frac{C_{\alpha}}{q} [V_{gs} - V_{th} - V(x)] \quad (10)$$

按照式(7)和(10), 可得到

$$E(x) = \frac{I_D}{C_{\alpha} W [V_{gs} - V_{th} - V(x)] \mu_{eff}} \quad (11)$$

为了简化表达式和使用方便, 这里引入了一个中间变量  $V_m = I_D / (WC_{\alpha} \mu_{eff} E_C)$ , 将式(11)代入(8), 得到

$$S_D(f) = \frac{\alpha_0 \mu_0 q}{fL^2} \int_0^{V_D} \frac{I_D}{\left[ 1 + \left( \frac{V_m}{V_{gs} - V_{th} - V} \right)^2 \right]^{3/2} \left[ 1 + \theta(V_{gs} - V_{th}) \right]^3} dV \quad (12)$$

这样, 我们就推导出了新的噪声模型公式

$$S_{I_D}(f) = \frac{\alpha_0 \mu_0 q}{fL^2} \int_{V_1}^{V_2} \frac{I_D}{\left[ 1 + \left( \frac{V_m}{V} \right)^2 \right]^{3/2} (1 + \theta V_2)^3} dV \quad (13)$$

式中  $V_2 = V_{gs} - V_{th}$ ,  $V_1 = V_{gs} - V_{th} - V_D$ .

由式(9)和跨导  $g_m = \partial I_D / \partial V_{gs}$ , 可以推导出

$$g_m = \frac{WC_{\alpha} \mu_0 V_D}{L} \times \frac{1 + 0.5\theta V_D}{(1 + \theta V_2)^2} \quad (14)$$

因为输入端栅极电压噪声与漏极电流噪声功率谱之间的关系为,

$$S_{V_g}(f) = \frac{S_{I_D}}{g_m^2} \quad (15)$$

所以, 归纳到输入端的噪声电压功率谱可导出为,

$$S_{V_g}(f) = \frac{\alpha_0 q (V_{gs} - V_{th} - 0.5V_D)}{fWLC_{\alpha} V_D (1 + 0.5\theta V_D)^2} \int_{V_1}^{V_2} \frac{1}{\left[ 1 + \left( \frac{V_m}{V} \right)^2 \right]^{3/2}} dV \quad (16)$$

从公式(13)和(16)可以看出新的  $1/f$  噪声模型仅仅依赖于实验参数  $\theta$ , 而其他参数都是具有确切的物理意义。此外, 这个模型可以很方便的使用 MATLAB 对 MOSFET 的噪声性能进行估计及参数计算。

## 2.2 统一的 $1/f$ 噪声模型

从公式(7)的漏极电流表达式来看, 可以认为氧化物陷阱被填补的波动同时引起了相关的载流子数目与表面迁移率的波动。由参考文献[6], 相应局部漏电流的微小相对变化可以表示为,

$$\frac{\delta I_D}{I_D} = - \left[ \frac{1}{\Delta N_{inv}} \cdot \frac{\delta N_{inv}}{\delta \Delta N_{it}} \pm \frac{1}{\mu_{eff}} \cdot \frac{\delta \mu_{eff}}{\delta \Delta N_{it}} \right] \delta \Delta N_{it} \quad (17)$$

其中  $\Delta N_{inv} = N_{inv} W \Delta x$ ,  $\Delta N_{it} = N_{it} W \Delta x$ , 式中  $N_{inv}$  是反偏层载流子的密度,  $N_{it}$  是每单元面积上的陷阱数。为了求公式(17)的值, 有效的陷阱密度迁移率的关系式应该事先计算。因此, 基于 Mathiesen 准则的有效迁移率可以被写作,

$$\frac{1}{\mu_{eff}} = \frac{1}{\mu_m} + \frac{1}{\mu_s} + \frac{1}{\mu_{ph}} + \frac{1}{\mu_{\alpha}} = \frac{1}{\mu_n} + \sigma_{sc} N_{it} \quad (18)$$

从上式中我们可以看出总的  $\mu_{eff}$  由下面几部分组成, 分别为氧化物陷阱散射迁移率  $\mu_{\alpha}$ , 表面粗糙度散射迁移率  $\mu_s$ , 晶格(或光学波)散射迁移率  $\mu_{ph}$ , 离化杂质迁移率  $\mu_m$ 。在线性区迁移率的变化是由晶格散射迁移率、表面粗糙度散射迁移率和离化杂质迁移率控制的<sup>[7]</sup>。

然而, Vandamme 在文献[1]中指出“ $\sigma_{sc}$  与  $N_{inv}$  之间的关系在统一的  $1/f$  噪声模型并没有加以考虑, 也就是说在该模型中散射参数与反型层载流子密度之间是相互独立的, 基于该

原因, Vandamme 指出散射参数  $\sigma_{sc} = 1/(\mu_{c0} \sqrt{N_{inv}})$ , 这就意味着迁移率被靠近 Si/SiO<sub>2</sub> 界面陷阱的自由载流子电荷的库仑散射程度所控制. 因此, 在一个比较低的漏极偏置情况下, 载流子密度沿着沟道是均衡的, 全部漏电流噪声功率谱密度为

$$S_{I_D}(f) = \frac{kT}{\gamma WL} \left( \frac{I_D}{N_{inv}} \right)^2 \left( 1 + \frac{\mu_{eff}}{\mu_{c0}} \sqrt{N_{inv}} \right)^2 N_t(E_f) \quad (19)$$

式中  $\mu_{c0} = 5.9 \times 10^8 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  在文献[1]中被采用,  $N_{inv}$  是反偏层的载流子密度 ( $1/\text{cm}^2$ ),  $T$  是绝对温度,  $K$  是 Boltzmann 常数,  $\gamma = 108 \text{ cm}^{-1}$  是氧化物电子波函数中的衰减系数,  $N_t(E_f)$  在亚费米能级的有效氧化物陷阱密度. 需要强调的是反型层的电荷密度不是一个常数, 是随着偏置电压  $V_{gs}$  变化的. 根据文献[6], 输入参考电压噪声功率谱为

$$S_{V_g}(f) = \frac{kTq^2}{\gamma WLC_{ox}^2} \left( 1 + \frac{\mu_{eff}}{\mu_{c0}} \sqrt{N_{inv}} \right)^2 N_t(E_f) \quad (20)$$

### 3 新的 1/f 噪声模型与统一的 1/f 噪声模型的对比

通常来讲, 对于 MOSFETs 来说, 我们关心输出的噪声电流和输入的参考噪声电压. 实验数据来源于发表的文献[1]及其它文献, 仿真结果如图 1 所示. 在该图中, 我们可以看到测量得到的电流噪声几乎随着  $|V_{gs}|$  线性增加, 就象描述新 1/f 噪声模型的公式(13)模拟和预测的那样, 但是统一的 1/f 噪声模型却得到  $S_{id}$  与栅极偏置电压之间不相关的结论. 即使对于不同的尺寸的 p-MOSFET, 新模型也可以比较好的预测噪声的趋势. 统一的 1/f 噪声模型与发表的实验数据之间的差异源于反型层密度  $N_{inv}$  和  $I_D$  与  $V_{gs}$  成正比<sup>[1]</sup>, 而从公式(19)得到的  $N_{inv}$  和  $I_D$  几乎是常数, 这也就导致随着偏置电压的变化噪声功率谱几乎不变, 如图 1 所示. 然而, 新模型与漏电流成正比, 噪声谱与实验数据有一致的趋势.

在计算过程中, 实验参数  $\theta = 0.1$ , 选择 Hooge 参数  $\alpha$  和有效氧化物陷阱密度  $N_t(E_f)$  ( $\text{eV}^{-1} \text{cm}^{-3}$ ) 以使两种模型更接近

实验数据.

图 1 中的实线和虚线分别代表基于新 1/f 噪声模型和统一的 1/f 噪声模型的计算结果; 星号、加号、圆圈、方形分别代表器件沟道长度 0.5, 2, 5, 10 $\mu\text{m}$ . 对于新 1/f 噪声模型,  $\alpha = 6 \times 10^{-6}$ ; 对于统一的 1/f 噪声模型,  $N_t(E_f) = 5 \times 10^{16} \text{ eV}^{-1} \text{cm}^{-3}$ , 两参数的选择与实验数据有较好的拟合结果.

另外一个非常重要的电路设计参数是输入电压噪声, 它可以用电流噪声来计算. 根据公式(15)根据实验数据可以计算出跨导  $g_m$ , 如图 2 所示. 从 p-MOSFET 器件的 DC 特性可知, 当  $|V_{ds}|$  较小时, 随着  $V_{gs}$  增加  $I_d$  曲线增加的很慢. 由此可以得到随着  $V_{gs}$  的增加  $g_m$  在下降, 从图 2 中可以清楚的看到, 这也可以从公式(14)中得到验证, 即随着  $V_{gs}$  的增加  $g_m$  会逐渐下降.

图 2 中星号、加号、圆圈、方形分别代表 p-MOSFET 器件沟道长度 0.5, 2, 5, 10 $\mu\text{m}$ , 宽度都是 10 $\mu\text{m}$ .

由图 3 可以看出, 统一的 1/f 噪声模型预测的噪声在电流增加时比实验数据小, 而新 1/f 噪声模型预测的趋势则与实验数据比较接近 ( $\alpha = 6 \times 10^{-6}$ ,  $N_t(E_f) = 5 \times 10^{16} \text{ eV}^{-1} \text{cm}^{-3}$ , 两参数的选择与实验数据有较好的拟合结果.) 图 3 中两个曲线的差异可以用式(16)和(20)来解释. 式(16)中, 当  $V_{gs}$  增加时分子和积分项都要增加, 所以  $V_{gs}$  增加时  $S_{vg}$  会有一个快速的增大. 而对统一的 1/f 噪声模型来说, 见公式(20), 括号中的第二项与第一项相比显得太小了(文献[1]中有详细的分析), 这也是其不如新 1/f 噪声模型曲线增加快, 从而更接近实验数据的原因.

此外, 归一化的漏电流噪声谱与  $V_{gs}$  的关系经常要用于 1/f 噪声的分析和计算. 从图 4 中能够看出统一的 1/f 噪声模型偏离实验数据较多, 尤其是当偏置电压较高时, 而新 1/f 噪声模型的曲线与实验数据的变化趋势较为一致.

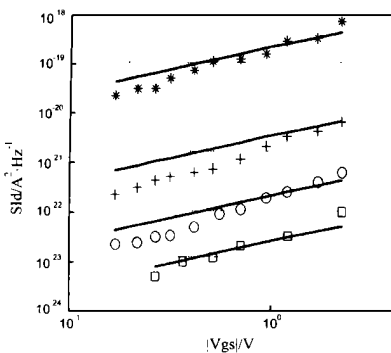


图 1 线性区 p-MOS 器件  $S_{id}(f)$  的实验和计算结果随  $|V_{gs}|$  的变化(偏置  $V_{ds} = -50\text{mV}$ ,  $f = 1\text{Hz}$ )

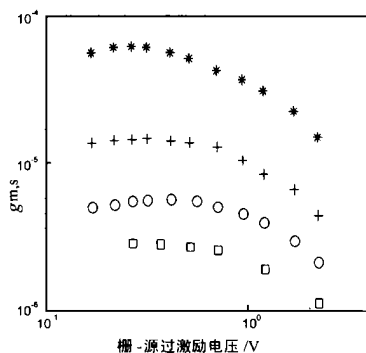


图 2 跨导  $g_m$  随栅源过激励电压  $|V_{gs}|$  的变化情况( $f = 1\text{Hz}$ )

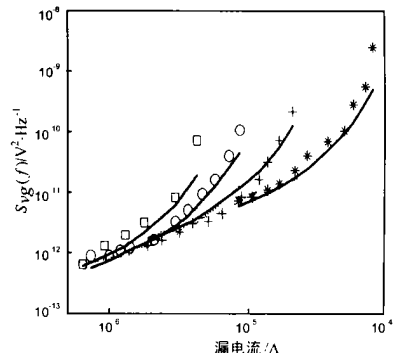


图 3 输入噪声电压功率谱  $S_{vg}(f)$  与漏电流  $I_d$  之间的关系( $f = 1\text{Hz}$ )

图 3 中符号代表测试数据(星号、加号、圆圈、方形分别代表沟道长度为 0.5, 2, 5, 10 $\mu\text{m}$  的 p-MOSFET 器件), 实线和虚线分别为新 1/f 噪声模型与统一 1/f 噪声模型在不同尺寸下的曲线.  $\alpha = 1 \times 10^{-5}$ ,  $N_t(E_f) = 5 \times 10^{16} \text{ eV}^{-1} \text{cm}^{-3}$ .

图 4 中符号代表测试数据(星号、加号、圆圈、方形分别代表沟道长度为 0.5, 2, 5, 10 $\mu\text{m}$  的 p-MOSFET 器件), 实线和虚线

分别为新 1/f 噪声模型与统一的 1/f 噪声模型在不同尺寸下的曲线.  $\alpha = 1.2 \times 10^{-5}$ ,  $N_t(E_f) = 5 \times 10^{16} \text{ eV}^{-1} \text{cm}^{-3}$ .

此外, 输入电压噪声也可以用归一化方法表示出来, 例如  $S_{vg}$  与栅极面积相乘. 这个积因数的大小为研究 MOSFET 中的 1/f 噪声提供了一个很好的工具, 而且对于两种模型分析都是有效的. 如果 1/f 噪声大小缩放标准控制好的情况下,  $S_{vg}$

$\times WL$  与  $|V_{gs}|$  的关系曲线可以控制在允许的误差限内。图 5 中所显示的就是两种模型对应曲线, 把式 (16) 和 (20) 都乘以  $WL$  就可以推导结果, 如图 5 所示。从图 5 中可以看出, 新  $1/f$  噪声模型与实验数据是相当接近的, 而统一的  $1/f$  噪声模型则随着  $|V_{gs}|$  的增加逐渐偏离实验数据。因此, 对于处于线性区的 pMOSFET, 载流子波动模型可以比较好的描述闪烁噪声。

图 5 中的符号代表测量结果, 其中星号、加号、圆圈、方形分别代表沟道长度为 0.5, 2, 5, 10 $\mu$ m 的情况, 实线和虚线分别为新  $1/f$  噪声模型与统一的  $1/f$  噪声模型在不同尺寸下的曲线,  $\alpha = 1 \times 10^{-5}$ ,  $N_t(E_f) = 5 \times 10^{16} \text{eV}^{-1} \text{cm}^{-3}$ 。

#### 4 结论

本文提出一个新的基于迁移率波动  $1/f$  噪声模型, 在这个模型的计算中只需要预先知道一个参数——Hooge 参数。实验数据及仿真结果证明新模型与 pMOSFET 的电流噪声功率谱和输入参考电压功率谱较为一致的。此外, 对于这个新模型作适当的近似, 就可以得到一些简化的模型表达式。例如, 考虑有效的迁移率和 Hooge 参数与电场强度是独立的, 这样就式 (13) 简化为文献 [3] 中的 (8.38)。这说明此噪声模型是更为一般的表达式。

此外, 从仿真的结果来看, 由于等效输入电压与栅极偏置有较强的依赖关系, 可以得到如下结论: 迁移率波动模型可能更适合于解释 pMOSFET 的  $1/f$  噪声特性。

致谢 这项研究是在加拿大 McMaster 大学微电子研究实验室完成的, 同时也得到吉林省科委科研基金的资助, 在此一并表示感谢。

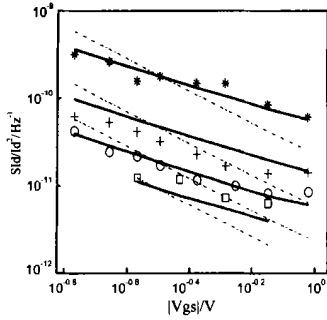


图 4 归一化的电流噪声谱  $S_{id}/I_d^2$  与栅源驱动电压  $|V_{gs}|$  的关系图 ( $f = 1\text{Hz}$ )。

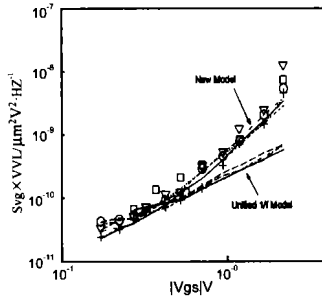


图 5 归一化的等效输入电压噪声功率谱  $S_{eq} \times VV / \mu\text{m}^2 \cdot \text{V}^2 \cdot \text{Hz}^{-1}$  与  $|V_{gs}|$  关系 ( $f = 1\text{Hz}$ )。

#### 参考文献:

- [ 1 ] E P Vandamme, L K J Vandamme. Critical discussion on unified  $1/f$  noise model for MOS FETs [ J ]. IEEE Trans Electron Devices, 2000, 47 ( 11 ): 2146- 2152.
- [ 2 ] K K Hung, P K K O, C Hu, Y C Cheng. A physical based MOSFET noise model for circuit simulators [ J ]. IEEE Trans Electron Devices, 1990, ED- 37: 1323- 1333.
- [ 3 ] A van der Ziel. Noise in solid state devices and circuits [ M ]. America: John Wiley & Sons, 1986. 19- 30.
- [ 4 ] T G M Kleinpenning, L K J Vandamme. Model for  $1/f$  noise in metal oxide semiconductor transistors [ J ]. J Appl Phys, 1981, 52( 3 ): 1594- 1596.
- [ 5 ] T G M Kleinpenning. On  $1/f$  trapping noise in MOSTs [ J ]. IEEE Trans 1990, on ED- 37( 9 ): 2084- 2089.
- [ 6 ] K K Hung, Ping K KO, Cheming Hu, Yiu C Cheng. A unified model for the flicker noise in metal oxide semiconductor field- effect transistors [ J ]. IEEE Trans. 1990, on ED 37( 3 ): 654- 665.
- [ 7 ] R van Langevelde, F M Klaassen. Effect of gate field dependent mobility degradation on distortion analysis in MOSFETs [ J ]. IEEE Trans. Electron Devices, 1997, 44: 2044- 2052.

#### 作者简介:

徐建生 男, 1961 年出生于吉林省长春市, 1996 在吉林工业大学电子工程系获博士学位, 毕业后留校后主持和参加了多项科研项目, 发表论文 30 余篇, 其中有 15 篇进入 EI, SCI 或 ISIP 检索, 并荣获机械工业部科技进步一等奖和教育部科技进步三等奖。研究兴趣是半导体器件性能测试及噪声分析。



周求潜 男, 1974 年出生于黑龙江省佳木斯市, 吉林大学通信与信息系统专业博士研究生, 研究领域为半导体噪声理论、噪声性能自动测试及分析。

张新发 男, 1942 年 12 月 8 日出生于吉林省长春市。通信学院研究员, 主要研究半导体器件噪声测试与分析。