

40 nm 金属氧化物半导体场效应晶体管感应栅极噪声及互相关噪声频率与偏置依赖性建模

王军 王林 王丹丹

Frequency and bias dependent modeling of induced gate noise and cross-correlation noise in 40 nm metal-oxide-semiconductor field-effect transistors

Wang Jun Wang Lin Wang Dan-Dan

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 65, 237102 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.237102

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.237102>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphys.ac.cn/CN/Y2016/V65/I23>

---

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一个非晶 InGaZnO 薄膜晶体管线性区陷阱态的提取方法

[A technique for extracting the density of states of the linear region in an amorphous InGaZnO thin film transistor](#)

物理学报.2015, 64(13): 137101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.137101>

应变 Si n 型金属氧化物半导体场效应晶体管电荷模型

[Charge model of strained Si NMOSFET](#)

物理学报.2014, 63(1): 017101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.017101>

应变 Si NMOSFET 漏电流解析模型

[Analytical modeling for drain current of strained Si NMOSFET](#)

物理学报.2013, 62(23): 237103 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.237103>

应变 SiGe p 型金属氧化物半导体场效应管栅电容特性研究

[Study on gate capacitance-voltage characteristics of strained-SiGe pMOSFET](#)

物理学报.2013, 62(12): 127102 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.127102>

应变 Si NMOSFET 阈值电压集约物理模型

[Physical compact modeling for threshold voltage of strained Si NMOSFET](#)

物理学报.2013, 62(7): 077103 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.077103>

# 40 nm 金属氧化物半导体场效应晶体管感应栅极噪声及互相关噪声频率与偏置依赖性建模\*

王军<sup>†</sup> 王林<sup>‡</sup> 王丹丹

(西南科技大学信息工程学院, 绵阳 621010)

(2016年6月6日收到; 2016年8月30日收到修改稿)

用于低功耗、混合信号及高频领域的 CMOS 技术的缩比进展, 表明其最佳的高频性能已从低中反区转移至弱反区. 高频噪声模型是射频与毫米波电路设计的先决条件, 是纳米级金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 噪声分析的重要基础. 本文基于 40 nm MOSFET 的器件物理结构, 并结合漂移-扩散方程和电荷守恒定律, 提出了基于物理的高频感应栅极电流噪声模型及其与漏极电流噪声的互相关噪声模型, 以此来统一表征噪声从弱反区到强反区的频率与偏置依赖性. 本文通过将有效栅极过载引入高频噪声模型中, 使得统一模型具有良好的准确性、连续性和平滑性. 最后, 通过所建模型的仿真结果与实验结果的数据比较, 验证了本文所建模型的准确性及其对长沟道器件在强反区的适用性.

**关键词:** 40 nm 金属氧化物半导体场效应晶体管, 高频噪声模型, 偏置依赖性

**PACS:** 71.23.An, 72.70.+m, 73.40.Qv

**DOI:** 10.7498/aps.65.237102

## 1 引言

随着低功耗器件沟道长度的减小, 电源电压随之降低, MOSFET 的工作点从强反区向弱反区转移, 但阈值电压却不随之成比例减小, 因此导致器件的噪声特性产生了显著的变化. 对于 MOSFET 器件噪声分析, 通常是以双端口网络的形式把噪声源独立出来 (如图 1 所示), 并以传统的热噪声机理解释纳米 MOSFET 的高频噪声特性, 其过剩噪声模型为<sup>[1]</sup>

$$S_{id} = 4kTg_{ds0}\gamma, \quad (1)$$

$$S_{ig} = 4kT\omega^2 C_{gg}^2 R_g, \quad (2)$$

其中,  $\gamma, k, T, R_g, \omega$  分别为漏极电流过剩噪声系数、玻尔兹曼常数、绝对温度、栅极电阻和角频率;  $C_{gg} = C_{gs} + C_{gd}$ ,  $C_{gs}, C_{gd}$  分别为栅源电容、栅漏电容;  $g_{ds0}$  是  $V_{ds} = 0$  V 时的沟道输出电导.

传统的过剩噪声模型不仅没有做长、短沟道器件特性的区分, 也没有充分考虑器件的频率和偏置依赖性, 并忽略了漏、源噪声电流之间的相关性. 近期, 文献 [2] 通过修正传统模型, 针对 130 nm MOSFET 提出了弱反区到强反区统一的高频电流噪声模型, 即

$$S_{id} = \delta 4kT \left( \frac{W}{L} u_n C_{ox} \right) V_{GTeff} + 4kT \left( \frac{\omega^2 C_0^2 R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \right) \times \left( \frac{1}{\sqrt{\varphi_i}} + \frac{1}{\sqrt{V_{ds} + \varphi_i}} \right) + 4kT g_m^2 R_g, \quad (3)$$

$$S_{ig} = \delta_g \frac{4kT\omega^2 (C_{ox}WL)^2}{(W/L)u_n C_{ox} (V_{GTig})} + 4kT\omega^2 C_{gg}^2 R_g, \quad (4)$$

$$S_{igid*} = \delta_{gd} \frac{j4kT\omega W^3 C_{ox}^3 u_n^2 (V_{GTig}^4)}{LI_{ds}^2} (V_{GTig}^4)$$

\* 国家自然科学基金 (批准号: 69901003) 资助的课题.

<sup>†</sup> 通信作者. E-mail: junwang@swust.edu.cn

<sup>‡</sup> 通信作者. E-mail: 178112379@163.com

$$+ 4kTj\omega C_{gg}R_g g_m, \quad (5)$$

其中  $W, L, u_n, C_{ox}$  分别为晶体管宽度、有效沟道长度、载流子迁移率和栅氧电容;  $\varphi_i, R_0, C_0, g_m, \delta$  分别为内建电势、衬底等效电阻、衬底等效电容、跨导和噪声参数;  $I_{ds}$  为晶体管漏端电流.



图1 MOSFET 等效噪声源

Fig. 1. Equivalent noise source representation of the MOSFETs.

近期关于半导体器件物理模型及其噪声的相关热点研究 [3-7] 表明, 纳米级 MOSFET 的高频过剩噪声机理已由热噪声转变为散粒噪声; 进一步的理论研究和实验测量已证明其为受抑制的散粒噪声 [8,9].

本文近期研究也发现, 虽然模型 (3) 可用于表征 40 nm MOSFET 的漏极噪声特性, 但是, 模型 (4), (5) 却不能准确、完整地实现 40 nm MOSFET 器件高频感应栅极电流噪声及其互相关噪声预测. 可见, 近年来提出的感应栅极电流噪声及其互相关噪声的紧凑模型 [10,11], 都主要是面向深亚微米级器件的强反区应用而展开的. 对于 40 nm MOSFET 器件而言, 显然是不适用的. 尤其是随着频率的升高, 短沟道 MOSFET 在亚阈值区产生的感应栅极电流噪声及其互相关噪声影响会变得越来越明显. 但关于短沟道器件亚阈值区的感应栅极电流噪声及其互相关模型的报道很少.

据此, 本文主要研究 40 nm MOSFET 的高频感应栅极电流噪声模型及其与漏极电流噪声的互相关噪声模型, 以此来统一表征噪声从弱反区到强反区的频率与偏置依赖性. 为实现从弱反区到强反区的统一建模, 本文引入有效栅极过载效应, 实现模型在不同工作区的平滑过渡, 从而解决模型的连续性问题. 最后, 通过所建模型的仿真结果与实验结果的数据比较, 验证所建模型的准确性及其对长沟道器件在强反区的适用性.

## 2 电流噪声模型

高频噪声模型是器件噪声分析的重要基础, 利用器件建模来预测器件噪声特性实现器件和电路的模拟仿真是不可或缺的.

## 2.1 感应栅极电流噪声

感应栅极电流噪声是由沟道内的波动电势通过栅极电容的耦合效应, 引起了栅极极板的噪声电流, 还有栅极的热噪声电阻产生热噪声, 共同形成了感应栅极电流噪声 [12,13]. 图 2 是感应栅极噪声在栅-源偏置和沟道电场作用下产生感应噪声的结构示意图, 其栅极电荷  $Q_G$  可以表示为

$$Q_G = -W \int_0^L C_{ox} \phi_S(x) dx, \quad (6)$$

其中  $\phi_S(x)$  是在  $x$  处的波动电势. 根据电流与电荷的基本关系, 可获得栅极感应噪声电流为

$$i_g = j\omega W \int_0^{V_{ds}} C_{ox} \phi_S(x) dx. \quad (7)$$

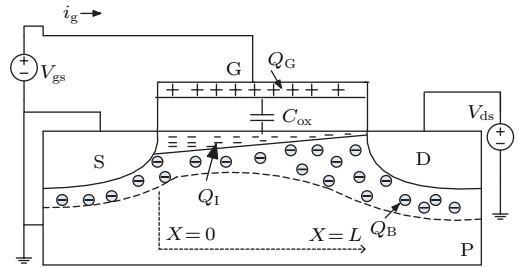


图2 感应栅极噪声模型示意图

Fig. 2. The express of the induced gate-current noise.

随着沟道长度减小, 小尺寸效应增强, 致使阈值电压减小, 使得沟道中漏源结的耗尽层占据比重加大, 栅下硅表面形成的电荷量减少. 因此, 当器件工作在弱反区时, 势垒表面的可动载流子迁移率较低, 沟道电流以扩散电流为主 [14], 基于弱反区反型电荷可得弱反区漏电流为

$$i_d = W D_n \frac{dQ_I(x)}{dx}, \quad (8)$$

其中  $Q_I(x)$  是沟道反型层电子面密度,  $D_n$  是电子扩散常数, 由爱因斯坦关系式可知  $D_n = u_n kT/q$ . 如图 2 所示, 根据电荷守恒可得

$$Q_G = -[Q_B + Q_I], \quad (9)$$

式中  $Q_B$  为耗尽层电荷密度, 由电荷与电容的基本关系  $Q = CU$ , (9) 式可进一步表示为

$$Q_I = -(C_{ox} + C_D) \phi_S, \quad (10)$$

其中  $C_D$  为耗尽区电容. 根据数学关系, 把 (8) 式和 (10) 式代入 (7) 式可推导出

$$i_g = -\frac{1}{2} j\omega W L^2 \frac{C_{ox}}{(C_{ox} + C_D) D_n} i_d, \quad (11)$$

考虑到各种短沟道效应, 短沟道 MOSFET 的沟道噪声表达式为<sup>[15]</sup>

$$S_{id} = 4kT \frac{u_n W}{L^2} \int_0^L Q_I(x) dx, \quad (12)$$

对于上式, 当器件工作在弱反区时, 从源端到漏端的表面势可以近似为常数, 通过求解泊松方程可得到沟道反型层电子面密度为<sup>[16]</sup>

$$Q_I(x) = C_{ox}(n-1)V_{th} e^{((V_{GT}-V_{off})/nV_{th})} \times e^{(-V(x)/V_{th})}, \quad (13)$$

其中  $V_{th} = kT/q$  为热电压,  $V_{GT} = V_{gs} - V_T$  为栅极过载,  $V_T$  为阈值电压,  $V_{off}$  是补偿电压,  $n$  为梯度因子. 据此, 把 (12) 式和 (13) 式代入 (11) 式可推导出弱反区感应栅极电流噪声表达式为

$$S_{ig} = 4kT\sigma \frac{\omega^2 W^3 C_{ox}^3 L^2}{4(C_{ox} + C_D)^2 D_n^2} u_n (n-1) V_{th} \times e^{(V_{GT}-V_{off})/nV_{th}} (1 - e^{-V_{ds}/V_{th}}), \quad (14)$$

其中  $\sigma$  为感应栅极噪声系数. 为推导出统一的高频感应栅极电流噪声模型, 使其在弱反区和强反区都有效, 引入有效栅极过载表达式, 建立有效的感应栅极电流噪声数学模型为

$$S_{ig} = 4kT\sigma \frac{\omega^2 W^3 L^2 C_{ox}^3 u_n}{4(C_{ox} + C_D)^2 D_n^2} V_{GTeff}, \quad (15)$$

其中有效栅极过载数学表达式为

$$V_{GTeff} = \frac{2nV_{th} \ln(1 + e^{V_{GT}/(2nV_{th})})}{1 + \frac{2n}{\theta(n-1)} e^{-(V_{GT}-2V_{off})/(nV_{th})}}, \quad (16)$$

$$\theta = \frac{1 + e^{-V_{ds}/V_{th}}}{2\delta}, \quad (17)$$

$$\delta = \frac{V_{GT} - \alpha V_{ds} + \alpha^2 V_{ds}^2 / (3V_{GT})}{V_{GT} - \alpha V_{ds} / 2}, \quad (18)$$

式中,  $\alpha$  为体电荷系数. 当器件工作在弱反区时,  $V_{GT} < 2V_{off}$ , 根据数学简化关系, 模型 (15) 式可化简近似为 (14) 式. 而当器件工作在强反区时,  $V_{GTeff}$  可简化近似为  $V_{GT}$ . 同时由于等效电路模型下的栅极电阻也影响栅极电流噪声<sup>[17]</sup>, 因此弱反区到强反区都有效的总的统一高频感应栅极电流噪声表达式为

$$S_{ig} = 4kT\sigma \frac{\omega^2 W^3 L^2 C_{ox}^3 u_n}{4(C_{ox} + C_D)^2 D_n^2} V_{GTeff} + 4kT\omega^2 C_{gg}^2 R_g, \quad (19)$$

## 2.2 互相关噪声

由于两类噪声源都与偏置和载流子的运动有关, 两个噪声源确实具有公共的来源并且由于栅源

电压的正电场吸引, 使得沟道中载流子很容易在电场作用下穿过多晶而达到栅极板间, 电荷间的耦合作用使得两者间噪声相关性变得更加紧密. 据此可通过 (11) 式建立互相关噪声模型

$$\overline{i_g i_d^*} = -\frac{1}{2} j\omega W L^2 \frac{C_{ox}}{(C_{ox} + C_D) D_n} \overline{i_d^2}, \quad (20)$$

把 (12) 式和 (13) 式代入 (20) 式可推导出弱反区的互相关噪声模型, 即

$$S_{igid^*} = 4kT\rho \frac{j\omega W^2 C_{ox}^2 L(n-1)}{2(C_{ox} + C_D) D_n} u_n V_{th} \times e^{(V_{GT}-V_{off})/nV_{th}} (1 + e^{-V_{ds}/V_{th}}), \quad (21)$$

其中  $\rho$  为互相关噪声系数. 为使得互相关噪声在弱反区和强反区都有效, 这里同样引入有效栅极过载表达式 (16) 式, 因此弱反区和强反区都有效的互相关噪声表达式可表示为

$$S_{igid^*} = 4kT\rho \frac{j\omega W^2 L C_{ox}^2 u_n}{2(C_{ox} + C_D) D_n} V_{GTeff}. \quad (22)$$

当 40 nm MOSFET 器件工作在弱反区时, (22) 式可化简近似为 (21) 式. 当器件工作在强反区时,  $V_{GTeff}$  可简化近似为  $V_{GT}$ . 由于栅极电阻的存在, 对短沟道器件有很大的影响, 因此有效的统一高频互相关噪声表达式为

$$S_{igid^*} = 4kT\rho \frac{j\omega W^2 L C_{ox}^2 u_n}{2(C_{ox} + C_D) D_n} V_{GTeff} + 4kTj\omega C_{gg} R_g g_m. \quad (23)$$

## 3 模型的验证及结果分析

为了验证本文提出的 40 nm MOSFET 统一高频噪声模型的准确性, 根据上一节推导的数学表达式, 利用 MATLAB 仿真软件进行仿真, 可以获得噪声与栅极偏置、频率的关系特性. 并通过仿真结果与实验数据的比较, 验证模型的有效性和精度. 其中, 基于 40 nm MOSFET 器件的散色参数, 提取其小信号等效电路模型 (如图 3 所示) 参数的结果如表 1 所示.

图 4 所示为漏极电流噪声随栅极过载变化的曲线. 从图中 130 和 40 nm MOSFET 对比分析, 验证了模型 (3) 式不仅适合 130 nm MOSFET 也适用于 40 nm MOSFET. 同时从图中可以看出漏电流噪声具有很强的偏置依赖性, 仿真结果与实验结果相比满足精度与连续性要求, 证明了该模型的准确性.

表1 40 nm MOSFET 小信号等效电路的关键参数  
Table 1. Key parameters of small-signal equivalent circuit in 40 nm MOSFETs.

	弱反区 ( $V_{gs} - V_T = -0.25$ V)	中反区 ( $V_{gs} - V_T = 0.05$ V)	强反区 ( $V_{gs} - V_T = 0.75$ V)
$C_{gs}/\text{fF}$	31.6	34.92	41.54
$C_{gd}/\text{fF}$	29.76	30.38	32.24
$C_{ds}/\text{fF}$	4.76	4.92	5.04
$C_{jdb}/\text{fF}$	18.6	19	19.2
$R_g/\Omega$	3.98	3.98	3.98
$R_{jdb}/\Omega$	35.82	7.96	2.39
$g_{ds}/\text{mS}$	0.03768	0.314	18.84
$g_m/\text{mS}$	0.628	15.7	110.8

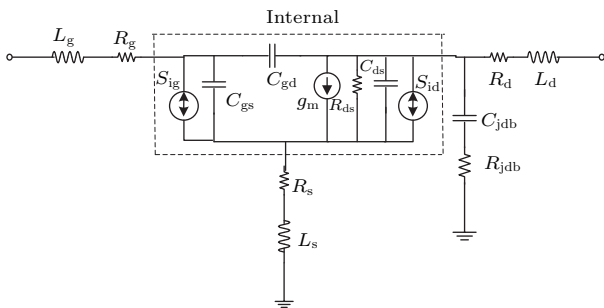


图3 40 nm MOSFET 小信号等效电路  
Fig. 3. Small-signal equivalent circuit of 40 nm MOSFETs.

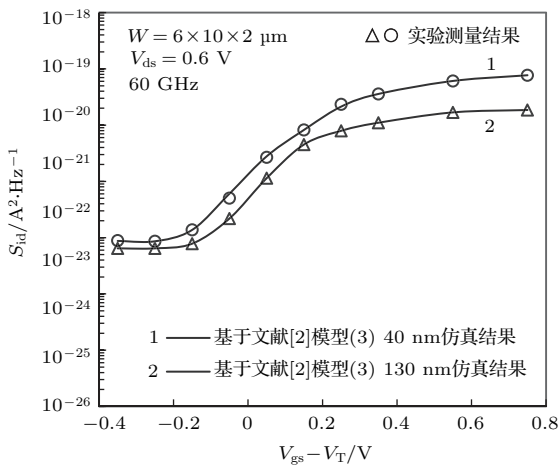


图4 漏极电流噪声  $S_{id}$  与栅极过载的关系  
Fig. 4. Drain-current noise  $S_{id}$  versus gate overdrive.

图5为不同偏置条件下漏极电流噪声的频率依赖性关系曲线。由图可知，强反区和中反区的频率性较弱，表明在这两个工作区偏置依赖性占主导

作用。弱反区展现出非白噪声特性，表现出极强的频率依赖性，证明了该模型表征器件频率依赖性有效。这是因为在高频条件下，载流子的热运动加剧，导致衬底效应增强，致使结噪声随着频率的提高而增加。

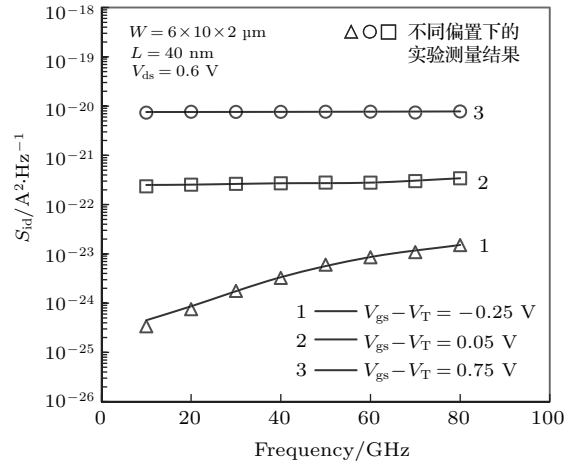


图5 不同偏置条件下漏极电流噪声  $S_{id}$  的频率依赖性  
Fig. 5. The frequency dependence of drain-current noise  $S_{id}$  under different bias conditions.

图6是感应栅极电流噪声随栅极过载变化的曲线。由图可知，强反区的感应栅极噪声基本很稳定，而随着栅极过载减小到亚阈值区，不同噪声模型的预测结果差别较大。图中曲线1是基于本文模型(19)式的40 nm 感应栅极电流噪声模型仿真结果，与实验测量结果的符合性良好，然而基于文献[2]模型(4)式的40 nm MOSFET 感应栅极电流噪声的仿真曲线3，它与40 nm MOSFET 的实验测量结果相差很大，噪声在强反区被欠估计，在弱反区被过估计，因此模型(4)式不再适合表征40 nm MOSFET。曲线2是基于本文模型(19)式的130 nm MOSFET 感应栅极电流噪声仿真结果，它与130 nm MOSFET 实验测量结果相比，噪声在弱反区相差较大而在强反区噪声基本符合，表明本文模型(19)式在强反区具有表征40和130 nm 器件的通用性，但由于这两种器件在低偏置电压条件下的特性差别较大[1-8]，因此在弱反区需分别建模表征这两种器件的特性；而采用模型(4)预测能很好地表征130 nm MOSFET，仿真曲线4与130 nm MOSFET 实验测量结果的符合性相当好。感应栅极电流噪声主要受晶体管栅极过载的影响，在亚阈值区具有较好的偏置依赖性，栅极过载越高，形成的载流子越多，波动越剧烈，耦合成的感应栅极噪声就越大，且随栅极过载的增加以指数形式增加；

而在强反区感应栅极电流噪声的偏置依赖性较弱. 根据图6所示模型仿真结果与实验结果相一致, 证明该模型的有效性和准确性.

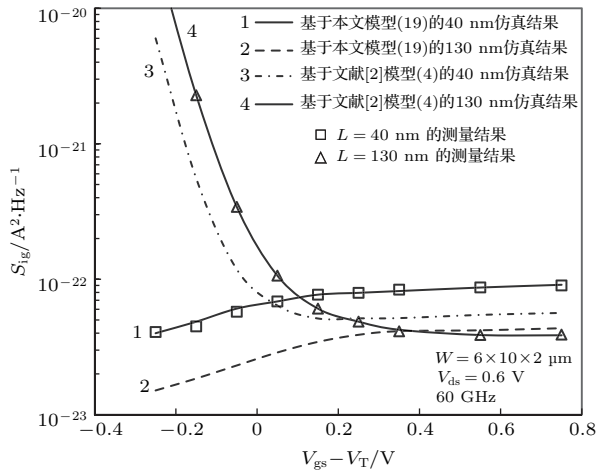


图6 感应栅极电流噪声  $S_{ig}$  与栅极过载的关系  
Fig. 6. Induced gate-current noise  $S_{ig}$  versus gate overdrive.

图7为不同偏置条件下感应栅极电流噪声频率依赖性的曲线. 从图中可以看出, 从弱反区到强反区感应栅极电流噪声具有较强的频率依赖性, 且与频率的平方成正比. 这是因为当频率升高时, 载流子的热运动就越剧烈, 耦合效应就越明显, 感应栅极电流噪声也就越高.

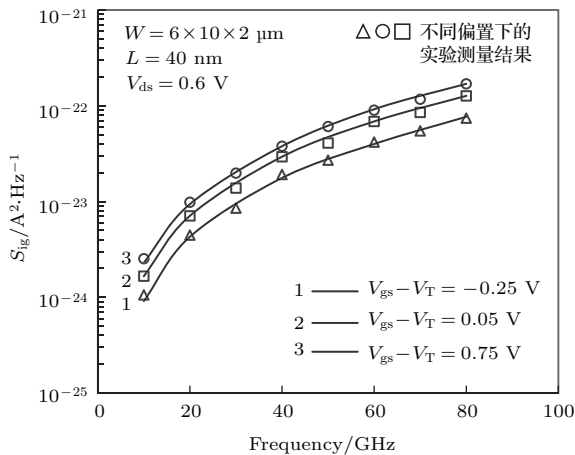


图7 不同偏置下感应栅极电流噪声  $S_{ig}$  的频率依赖性  
Fig. 7. The frequency dependence of induced gate-current noise  $S_{ig}$  under different bias conditions.

图8为漏极电流噪声与栅极电流噪声之间的互相关噪声随栅极过载变化的曲线. 图中曲线1是基于本文模型(23)式的40 nm互相关噪声模

型仿真结果, 与40 nm MOSFET的实验结果相符合, 而曲线3是基于文献[2]的互相关噪声模型(5)的40 nm仿真结果, 它与40 nm MOSFET的实验测量结果相比较, 互相关噪声在强反区被欠估计, 而在弱反区则是过估计, 因此模型(5)式不再适合表征短沟道40 nm MOSFET互相关噪声. 曲线2是基于本文模型(23)式的130 nm仿真结果, 与130 nm MOSFET的实验结果相比较, 互相关噪声在强反区基本符合, 在弱反区相差较大, 也表明本文模型(23)式在强反区具有表征40和130 nm器件的通用性, 但由于这两种器件在低偏置电压条件下的特性差别较大[1-8], 因此在弱反区需分别建模表征这两种器件的特性; 然而模型(5)能准确地预测130 nm MOSFET互相关噪声, 其仿真曲线4与130 nm MOSFET的实验结果符合性较好. 从图中可以看出, 本文提出的互相关噪声模型加强了弱反区的偏置依赖性, 使之具有很强的偏置依赖性, 在栅极过载较小时栅极电容分流了漏极电流噪声且噪声以指数形式增加, 而在强反区和中反区互相关噪声的偏置依赖性较弱且互相关噪声基本不变. 该图模型仿真结果与实验数据的符合性相当好, 验证了模型的准确性.

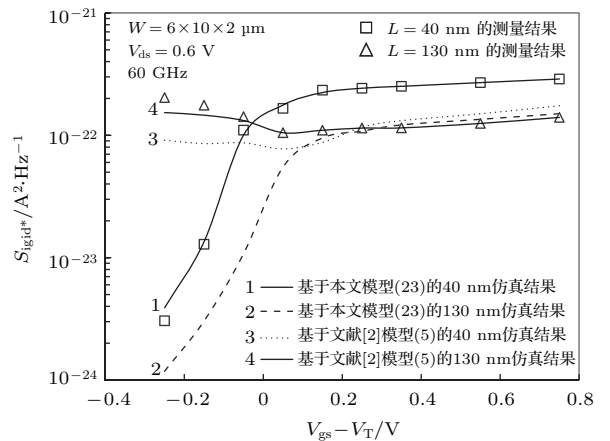


图8 互相关噪声  $S_{igid^*}$  与栅极过载的关系  
Fig. 8. The cross-correlation between gate-current noise and drain-current noise  $S_{igid^*}$  versus gate overdrive.

图9是不同偏置条件下互相关噪声的频率依赖性关系曲线. 从图中可以看出, 随着频率的增加, 弱反区、中反区和强反区互相关噪声都表现出很强的频率依赖性, 且与频率成比例; 同时分析发现中反区和强反区的偏置依赖性较弱, 频率依赖性为主导.

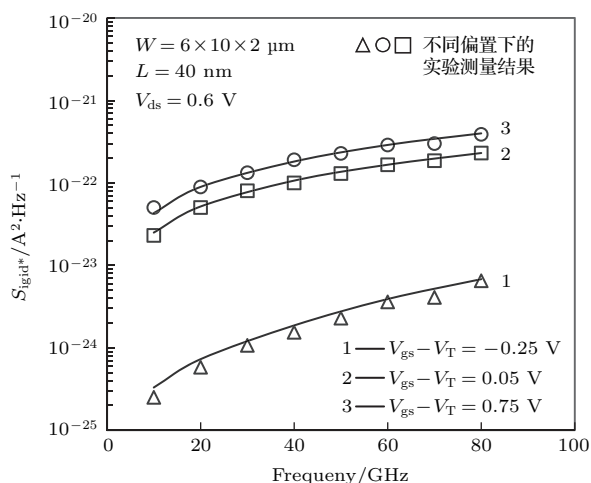


图9 不同偏置下互相关噪声  $S_{igid^*}$  的频率依赖性

Fig. 9. The frequency dependence of the cross-correlation between gate-current noise and drain-current noise  $S_{igid^*}$  under different bias conditions.

## 4 结 论

本文研究表明: 最近提出的 130 nm MOSFET 漏极电流噪声模型<sup>[2]</sup> 同样适用于 40 nm 器件, 但其感应栅极电流噪声模型及其与漏极电流噪声的互相关噪声模型完全不能表征 40 nm MOSFET 的相关特性. 据此, 本文基于 40 nm MOSFET 的器件物理特性, 建立了其感应栅极电流噪声及互相关噪声从弱反区到强反区的统一的准静态逼近模型. 并通过所建模型的仿真结果与实验结果比较, 验证了其表征不同频率和偏置条件下感应栅极电流噪声及互相关噪声的准确性.

## 参考文献

[1] Smit G D J, Scholten A J, Pijper R M T, Tiemeijer L F, Toorn R V D, Klaassen D B M 2014 *IEEE Trans.*

*Electron. Devices* **61** 245

[2] Chan L H K, Yeo K S, Chew K W J, Ong S N 2015 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **63** 141

[3] Navid R, Jungemann C, Lee T, Dutton R 2007 *J. Appl. Phys.* **101** 124501

[4] Kuang Q W, Liu H X, Wang S L, Qin S S, Wang Z L 2011 *Chin. Phys. B* **20** 127101

[5] Kang T K 2012 *IEEE Electron Device Lett.* **33** 770

[6] Tang D H, Du L, Wang T L, Chen H, Chen W H 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 107201 (in Chinese) [唐冬和, 杜磊, 王婷岚, 陈华, 陈文豪 2011 物理学报 **60** 107201]

[7] Jia X F, He L 2014 *Sci. Sin.-Phys. Mech. Astron.* **44** 587 (in Chinese) [贾晓菲, 何亮 2014 中国科学: 物理学 力学 天文学 **44** 587]

[8] Navid R, Dutton R W 2002 *International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices* Kobe, Japan, September 4–6, 2002 p75

[9] Mahajan V M, Patalay P R, Jindal R P, Shichijo H, Martin S, Hou F, Machala C, Trombley D E 2012 *IEEE Trans. Electron. Devices* **59** 197

[10] Chen C H, Deen M J 1998 *Solid-State Electron.* **42** 2069

[11] Kraus R, Knoblinger G 2002 *Proceedings of the IEEE 2002 Custom Integrated Circuits Conference* Orlando, FL, USA, May 12–15, 2002 p209

[12] Ziel A V D 1970 *Proc. IEEE* **58** 1178

[13] Triantis D P, Birbas A N, Plevridis S E 1997 *Solid-State Electron.* **41** 1937

[14] Zhou C Y, Zhang H M, Hu H Y, Zhuang Y Q, Lü Y, Wang B, Wang G Y 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 017101 (in Chinese) [周春宇, 张鹤鸣, 胡辉勇, 庄奕琪, 吕懿, 王斌, 王冠宇 2014 物理学报 **63** 017101]

[15] Teng H F, Jang S L, Juang M H 2003 *Solid-State Electron.* **47** 2043

[16] Lü Y, Zhang H M, Hu H Y, Yang J Y, Yin S J, Zhou C Y 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 197301 (in Chinese) [吕懿, 张鹤鸣, 胡辉勇, 杨晋勇, 殷树娟, 周春宇 2015 物理学报 **64** 197301]

[17] Wang S C, Su P, Chen K M, Liao K H, Chen B Y, Huang S Y, Hung C C, Huang G W 2010 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **58** 740

# Frequency and bias dependent modeling of induced gate noise and cross-correlation noise in 40 nm metal-oxide-semiconductor field-effect transistors\*

Wang Jun<sup>†</sup> Wang Lin<sup>‡</sup> Wang Dan-Dan

(College of Information Engineering, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China)

( Received 6 June 2016; revised manuscript received 30 August 2016 )

## Abstract

With the development of down-scaling of CMOS technology for low power, mixed-signal, and high frequency applications, the optimal high frequency performance is shown to be shifted from lower moderate inversion toward weak inversion regimes. High-frequency noise model is a prerequisite for designing the radio frequency and millimeter-wave circuits, and is essential for the noise analysis of nanoscale metal-oxide-semiconductor field-effect transistors (MOSFETs). In this paper, based on the physical structure of 40 nm MOSFET and by considering the drift-diffusion equation and charge conservation law, accurate physics-based unified high-frequency noise model is developed for induced gate current noise and its cross-correlation with drain-current noise under different bias conditions, which is used to describe the frequency and bias dependence of 40 nm MOSFET from weak inversion to strong inversion regime. Especially, the effective gate overdrive is explicitly included in unified noise model to offer excellent accuracy, continuity and smoothness, and this makes the proposed analytical models convenient to directly reflect the relationship between the noise model and bias condition. Besides, new analytical model is derived for the induced-gate current noise and its cross-correlation term of weakly inverted MOSFET. These simple expressions not only serve as the asymptotic limit for the validation of the proposed physics-based unified model, but also provide a clearer insight into and better understanding of the gate noise behavior and their cross-correlation in the weak-inversion region. Moreover, in terms of the proposed subthreshold noise model, the charge of weak inversion rather than the normal effective channel thickness approximation is involved. In this way, the model accuracy can be improved. Furthermore, a detailed derivation and discussion are presented by analyzing the physics-based noise generation mechanism of transistor including the channel thermal noise and the shot noise based on the small-signal equivalent circuit of the 40 nm MOSFET device. Using these expressions it is possible to extract the values of all the noise model parameters directly from measurement. The proposed model is demonstrated by using noise data from both measurement and the noise simulation. Excellent agreement between simulated and measured noise data shows that the proposed model can be used for predicting the noise behavior of 40 nm MOSFET under different dimensions and operating conditions. The applicability of reported model for drain-current noise is also verified. As far as small-signal (i.e., linear) bias-dependent operation is concerned, it is shown how most of the findings of this work can also be used to predict the data of long channel devices in the strong-inversion regimes.

**Keywords:** 40 nm metal-oxide-semiconductor field-effect transistors, high-frequency noise model, bias dependence

**PACS:** 71.23.An, 72.70.+m, 73.40.Qv

**DOI:** 10.7498/aps.65.237102

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 69901003).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: [junwang@swust.edu.cn](mailto:junwang@swust.edu.cn)

<sup>‡</sup> Corresponding author. E-mail: [178112379@163.com](mailto:178112379@163.com)