

Nチャネル MOSFET のノイズ発生理論に基づく ゲート電圧依存 1/f ノイズばらつきモデルの検討

新井 薫子* 青木 均 轟 俊一郎 香積 正基

戸塚 拓也 東野 将史 安部 文隆 小林 春夫 (群馬大学)

Research on gate voltage dependent 1/f noise variance modeling
based on physical noise generation mechanisms in n-channel MOSFET

Yukiko Arai*, Hitoshi Aoki, Shunichiro Todoroki, Masaki Kazumi, Takuya Totsuka,
Masashi Higashino, Fumitaka Abe, Haruo Kobayashi, (Gunma University)

キーワード : 1/f ノイズ, モデリング, ばらつき, MOSFET, 劣化
(1/f noise, Modeling, Variation, MOSFET, Degradation)

1. 研究背景

MOSFET で発生する 1/f ノイズはアナログ回路設計において重要な特性の一つであり、集積回路で基幹モジュールとなる発振回路の位相ノイズ特性劣化を引き起こす。発振回路は様々なアプリケーションで使われており、耐久性や経時、温度劣化の信頼性解析も重要となる。

本研究ではまず Hot Current Injection (HCI) により n-MOSFET で電子の Interface Traps が生じ、これにより 1/f ノイズがゲート電圧に依存してばらつくことを調査した(1)~(3)。既存の 1/f ノイズモデルはこれらの原理を含んでいなかったため、強反転領域から飽和領域、弱反転領域において nMOSFET のゲート電圧に応じた新たな 1/f ノイズモデルを開発した。

開発した 1/f ノイズモデルは SPICE3 回路シミュレータ、MDW-SPICE を用いて BSIM4 モデルに搭載した。強反転領域から飽和領域ではシミュレーション結果と測定結果を比較した。弱反転領域では 1/f ノイズレベルが非常に小さく測定が不可能なのでシミュレーションを行い、特性を検証した。

2. MOSFET 1/f ノイズモデルの導出

MOSFET で発生する 1/f ノイズは、図 1 のように電子がシリコンの界面からゲート酸化膜へトラップすることで発生する。ノイズパワーが周波数に反比例し、低周波帯で支配的となる。

McWorther は電子の界面トラップによるエネルギー準位に基づき 1/f ノイズ発生モデル式(1)を提案した(4)。

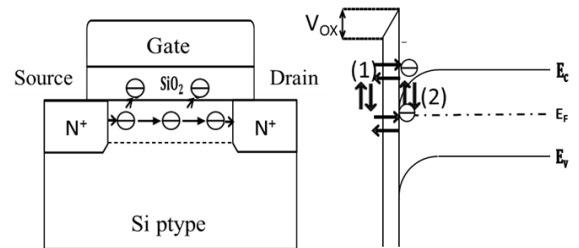


図 1 エネルギー準位による電子のトラップ

$$S_{I_D} = S_V \left(1 + \frac{\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot C_{OX} \cdot I_D}{g_m} \right)^2 g_m^2. \quad (1)$$

μ_{eff} は実効移動度、 C_{OX} は酸化膜容量、 I_D はドレイン電流、 g_m はトランスコンダクタンスである。 α_H は Phonon Scattering (光子散乱) により生じる移動度の係数である。

一方 Hooge は移動度の変動に考慮した 1/f ノイズ発生モデル式(2)(3)を提案した(5)。

$$\frac{S_{I_D}}{I_D^2} = \frac{\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2KT}{f \cdot L_{eff}^2 \cdot I_D}. \quad (2)$$

$$S_{I_D} = \frac{\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2KT \cdot I_D}{f \cdot L_{eff}^2}. \quad (3)$$

α_H がばらつくことで 1/f ノイズもばらつく。 K はボルツマン定数、 T は温度、 f は周波数、 L_{eff} は実効チャンネル長である。

MOSFET の SPICE2 タイプモデルは、McWorther の 1/f ノイズ発生原理に基づいた式(4)が使われている。

$$S_{I_D}(f) = \frac{KF \cdot I_D^{AF}}{C_{OX} \cdot L_{eff}^2 \cdot f^{EF}} \cdot \quad (4)$$

AF と EF はドレイン電流と周波数の係数である。

〈2・1〉 強反転領域から飽和領域のモデル 本領域での $1/f$ ノイズの発生要因は、移動度と界面トラップ数の変動である。Hooge のモデル式にある移動度の変動を SPICE2 タイプモデルに追加するため、式(3)(4)を比較すると式(5)が得られる。

$$\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2KT = \frac{KF}{C_{OX}} \cdot \quad (5)$$

ここでは理想的な $1/f$ ノイズとして、 $AF=EF=1$ とした。よって KF は

$$KF = C_{OX} \cdot \alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2KT \cdot \quad (6)$$

となり、SPICE2 モデル式に移動度変動の要素を取り入れた。

α_H はゲート・ソース間の実効電圧に比例し減少するので

$$\alpha_H \propto e^{-(V_{gs}-V_{th})}, \quad (7)$$

と表せる。 V_{gs} は実効ゲート・ソース電圧、 V_{th} はしきい値電圧である。

$1/f$ ノイズはデバイスプロセスによりばらつくので、 KFN を中心に、一定の幅で分散するように考慮し、0から1の間でばらつく Gaussian normalized random number、 D (図2)を用いた。 $D=0.5$ とすると -0.5 から 0.5 までの分散を表せるので、 α_H を式(8)とする。

$$\alpha_H = (2 \cdot \alpha_{Hnominal} \cdot (D - 0.5) + KFN) \cdot e^{-(V_{gs}-V_{th})}, \quad (8)$$

式(8)は $-\alpha_{Hnominal}$ から $\alpha_{Hnominal}$ の間でばらつき、中心は KFN となる。式(8)を式(6)に代入すると

$$KF = C_{OX} \cdot \mu_{eff} \cdot 2KT \cdot (2 \cdot \alpha_{Hnominal} \cdot (D - 0.5) + KFN) \cdot e^{-(V_{gs}-V_{th})}. \quad (9)$$

となる。式(9)を式(4)に代入することで、エネルギー準位と移動度の変動の要素が含まれた、 $1/f$ ノイズばらつきモデルとなった。 KFN はゲート・ソース間電圧を増加することで変更される。

〈2・2〉 弱反転領域のモデル 本領域ではドレイン電流は流れないが、非常に低いレベルの $1/f$ ノイズが発生している。界面トラップ数 N_{it} の変化に伴うノイズの発生が支配的となるため、McWorhter モデル(10)を元にモデルを導出する。

$$S_{I_D}(f) = \frac{q^2 \cdot K \cdot T \cdot \lambda \cdot N_{it}}{C_{OX}^2 \cdot L_{eff} \cdot W_{eff} \cdot f^\gamma} \cdot \frac{I_D^2}{(V_{gs} - V_{th})^2} \cdot \quad (10)$$

q は電荷、 W_{eff} は実効チャネル長、 λ は電子がチャネルを通る際の平均自由行程長、 γ は周波数の定数である。

理想的な $1/f$ ノイズとして $AF = EF = \gamma = 1$ としてMcWorhter モデル(10)と SPICE2 タイプモデル(4)を比較すると、

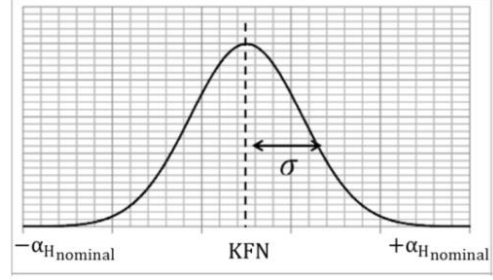


図 2 中心 KFN 、標準偏差 σ のガウシアン分布

$$\frac{q^2 \cdot K \cdot T \cdot \lambda \cdot N_{it}}{C_{OX}^2 \cdot L_{eff} \cdot W_{eff} \cdot f^\gamma} \cdot \frac{I_D^2}{(V_{gs} - V_{th})^2} = \frac{KF \cdot I_D}{C_{OX} \cdot L_{eff}^2 \cdot f} \cdot \quad (11)$$

したがって KF は

$$KF = \frac{L_{eff}}{W_{eff}} \cdot \frac{q^2 \cdot K \cdot T \cdot \lambda \cdot I_D}{C_{OX} \cdot (V_{gs} - V_{th})^2} \cdot N_{it} \cdot \quad (12)$$

となる。 N_{it} はHCIによる界面トラップ数で、ばらつきがあるため Gaussian normalized random number、 D を用いる。またHCIはMOSFETの経時劣化を引き起こす。 P_{HCL} をMOSFETのストレス状態に依存する定数とすると、界面トラップ数 N_{it} は

$$N_{it} = P_{HCL} \cdot t^{\frac{1}{1+nx}} \cdot D \cdot \quad (13)$$

となる。 t は劣化時間、 nx は水素粒子あたりの水素原子数である。よって式(12)の KF は

$$KF = \frac{L_{eff}}{W_{eff}} \cdot \frac{q^2 \cdot K \cdot T \cdot \lambda \cdot I_D}{C_{OX} \cdot (V_{gs} - V_{th})^2} \cdot P_{HCL} \cdot t^{\frac{1}{1+nx}} \cdot D \cdot \quad (14)$$

となり、 $1/f$ ノイズの提案モデル式に、経時劣化を含めることができた。弱反転領域の $1/f$ モデル式は式(4)に式(14)を代入することで得られる。

〈2・3〉 しきい値電圧の劣化 N_{it} の劣化はn-MOSFETのしきい値電圧にも影響する。式(13)をしきい値電圧の変化で表すと

$$\Delta V_{TH} = A_{HCL} \cdot t^{\frac{1}{1+nx}} \cdot D \cdot \quad (15)$$

となる。 A_{HCL} はMOSFETのストレスによるしきい値電圧変化の定数である。 V_{TH} が劣化の影響で変化したとき、 $V_{TH} + \Delta V_{TH}$ を式(9)または式(14)に代入することで $1/f$ ノイズ式が得られる。

3. モデルの搭載と検証

提案モデル式は回路シミュレータMDW-SPICEを用いてBSIM4に搭載し、測定結果と比較、検証を行った。

〈3・1〉 強反転領域から飽和領域のモデル $1/f$ ノイズ測定システムでゲート電圧に依存した $1/f$ ノイズの測定を行った⁶⁾。チャネル長90nm、チャネル幅10 μ m、等価酸化膜圧(EOT)5nmのnチャネルMOSFETをDC電流ストレス条件下で測定した。

図3はシミュレーション結果と測定結果である。シミュレーション結果は測定結果の $1/f$ ノイズのばらつき範囲を正確に示している。またゲート電圧が増加するにつれて、 $1/f$ ノイズのばらつき幅が減少することも示している。本領域における提案モデル式は $1/f$ ノイズを正確にシミュレーションできる。

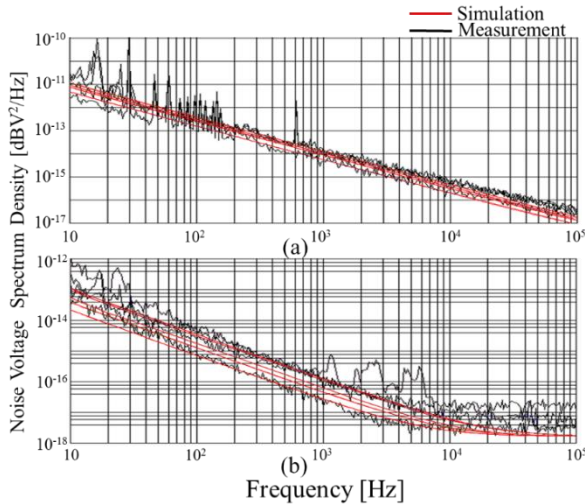


図3 線形領域の $1/f$ ノイズのシミュレーション結果と測定結果 $V_{DS}=1.0$ V, $AF=0.3$, $EF=1.45$, $KF=2.0 \times 10^{-3}$, $\alpha_H=8.0 \times 10^{-4}$, $KFN=4.0 \times 10^{-3}$ (a) $V_{gs}=1.41$ V (b) $V_{gs}=0.45$ V

〈3・2〉 弱反転領域のモデル 引用文献⁽²⁰⁾で本領域の $1/f$ ノイズ測定を行い、飽和領域のように V_{gs} に依存して周波数が増加すると $1/f$ ノイズが減少することが分かっている。しかし出力レベルが非常に小さいため、正確に測定することはできない。

図4で本領域のシミュレーション結果を示す。 N_{it} が増加するとノイズの電圧、ばらつき幅が増加している。式(14)により N_{it} の劣化もシミュレーションできる。

4. まとめ

本研究ではnMOSFETの全領域における、新しい $1/f$ ノイズモデル式を開発した。強反転領域から飽和領域のモデルは電子の移動度と界面トラップ数の変動による $1/f$ ノイズ発生モデルを追加し、弱反転領域ではHCIによる経時劣化を追加した。開発したモデルはゲート電圧に依存したノイズのばらつき、HCIによるしきい値電圧の劣化も含んでいる。

開発したモデルはMDW-SPICEを用いてBSIM4に搭載した。弱反転領域では $1/f$ ノイズの測定ができないためシミュレーションのみを行い、強反転領域から飽和領域では $1/f$ ノイズ測定結果とシミュレーション結果を比較した。全領域において開発したモデルは、ゲート電圧に依存した $1/f$ ノイズのばらつきを正確にシミュレーションできることを確認した。

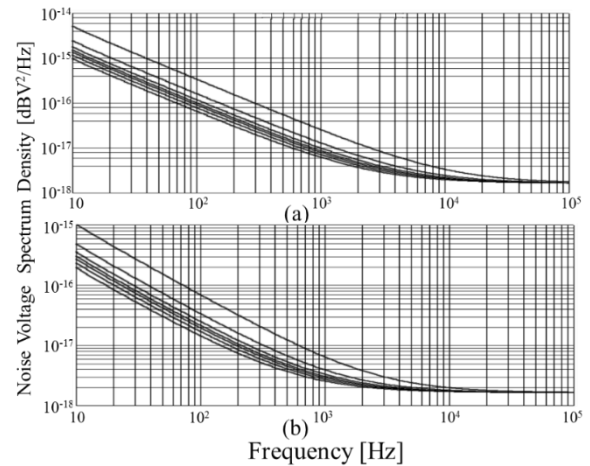


図4 弱反転領域の $1/f$ ノイズシミュレーション結果 $V_{DS}=1.0$ V, $V_{gs}=0.1$ V, $AF=0.3$, $EF=1.45$, $KF=2.0 \times 10^{-3}$ (a) $N_{it}=5.0 \times 10^{20}$ (b) $N_{it}=1.0 \times 10^{20}$

文 献

- (1) M. V. Dunga, X. Xi, J. He, W. Liu, Kanyu, M. Cao, X. Jin, J. J. Ou, M. Chan, A. M. Niknejad, and C. Hu, BSIM4.6.0 MOSFET Model User's Manual, University of California, Berkeley.
- (2) H. Aoki, "Bias and Geometry Dependent Flicker Noise Characterization for n-MOSFETs", IEICE Trans. Electronics, vol. E85-C, no. 2, pp.408-414 (2002).
- (3) Mete Ertürk, Tian Xia, and William F. Clark, "Gate Voltage Dependence of MOSFET $1/f$ Noise Statistics", IEEE Electron Device Letters, vol. 28, no. 9, 812-814 (Sept. 2007).
- (4) A. L. McWhorter, Semiconductor Surface Physics, University of Pennsylvania Press, Philadelphia (1957).
- (5) F. N. Hooge, "1/f Noise Sources", IEEE Trans. Electron Devices 41, 1926-1935 (1994).
- (6) H. Aoki and M. Shimasue, Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp, 1999, p.423.
- (7) H. Tuinhout, A. Z.-V. Duijnhoven, IEEE Int. Conf. Microelectronic Test Structures, 2013.
- (8) L. Pichon, J. M. Routoure, R. Carin, L. N. Mekwama, 33rd Conf. European Solid-State Device Research, 2013, p.12
- (9) H. Aoki and M. Shimasue, "Noise Characterization of MOSFETs for RF Oscillator Design", Proc. 1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Anaheim CA, (Jun. 1999).
- (10) S. Todoroki, F. Abe, K. Ramin, Y. Arai, M. Kazumi, T. Totsuka, H. Aoki, and H. Kobayashi, "1/f Noise Variation Modeling of Gate Voltage Depending with n-channel MOSFETs", IEEE Technical Meeting on Electronic Circuits ECT-14-010, Kanazawa (Jan. 2014).
- (11) Y. Arai, H. Aoki, F. Abe, S. Todoroki, R. Khatami, M. Kazumi, T. Totsuka, T. Wang, H. Kobayashi, "Gate Voltage Dependent 1/f Noise Variance Model in n-Channel MOSFETs," Int. Conf. Solid State Devices and Materials, Tsukuba, 2014 Extended Abstracts
- (12) Y. Arai, H. Aoki, F. Abe, S. Todoroki, R. Khatami, M. Kazumi, T. Totsuka, T. Wang, H. Kobayashi, "Gate Voltage Dependent 1/f Noise Variance Model Based on Physical Noise Generation Mechanisms in n-Channel Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors", Japanese Journal of Applied Physics (accepted).