

電気学会 電子回路研究会

ECT-14-010

NチャネルMOSFETのゲート電圧による 1/fノイズばらつきモデルの検討

○ 轟俊一郎

安部文隆 KhatamiRamin 新井 薫子 香積 正基
戸塚拓也 青木均 小林 春夫(群馬大学)

群馬大学 工学部 電気電子工学科
情報通信システム第2研究室

Supported by STARC

アウトライン

- はじめに
- MOSFETの $1/f$ ノイズ
- $1/f$ ノイズばらつきモデルの作成
- 作成したモデル式の検証およびデータの比較
- まとめ

アウトライン

- はじめに
- MOSFETの $1/f$ ノイズ
- $1/f$ ノイズばらつきモデルの作成
- 作成したモデル式の検証およびデータの比較
- まとめ

研究目的

MOSFET 1/fノイズ



発振回路 位相ノイズ特性劣化

・・・デバイス微細化に伴い顕著化



量産のために、1/f ノイズ特性 ばらつき考慮が重要



1/f ノイズ特性ばらつきのSPICEモデル作成

測定結果と比較し 検証



これまでにない！

研究背景 (アナログ回路)

半導体プロセスの微細化に伴い、

- メリット

集積回路の小型化

高速化

低消費電力



デジタル回路に恩恵

- デメリット

製造時の特性ばらつき

電源電圧低下による

ダイナミックレンジの低下

回路の比精度の劣化

ノイズの増大



アナログ回路設計を困難

研究背景 (ノイズ)

アナログ回路設計者

回路仕様に対して過剰にマージン ➡ 製造ばらつきに対応

特に日本は過剰にマージン ➡ 海外との競争力の低下

その他にも

経年劣化による回路性能の劣化 ➡ 過剰マージンの要因

半導体出荷テスト時のテスト精度の不完全性

デバイスに生じるノイズ ➡ 回路精度が劣化

ノイズに着目

ノイズ特性のばらつき

- ノイズ・・・規則性が無い



設計するうえで問題
製品の信頼性の低下

- ノイズの範囲が分かる



設計上で重要

半導体材料、デバイスの選択基準、回路設計テクニック 等に
影響

アウトライン

- はじめに
- MOSFETの $1/f$ ノイズ
- $1/f$ ノイズばらつきモデルの作成
- 作成したモデル式の検証およびデータの比較
- まとめ

ノイズ

MOSFETで支配的なのは熱ノイズと1/fノイズ

- 熱ノイズ

ノイズの大きさ  主に温度で決まる

高周波LNAではNF特性に支配的
発振回路では位相ノイズ特性に影響

- 1/fノイズ

特にMOSFETで大きい

低周波数で支配的(ノイズパワーが周波数に逆比例)

発振回路での位相ノイズ特性の劣化



重要な仕様

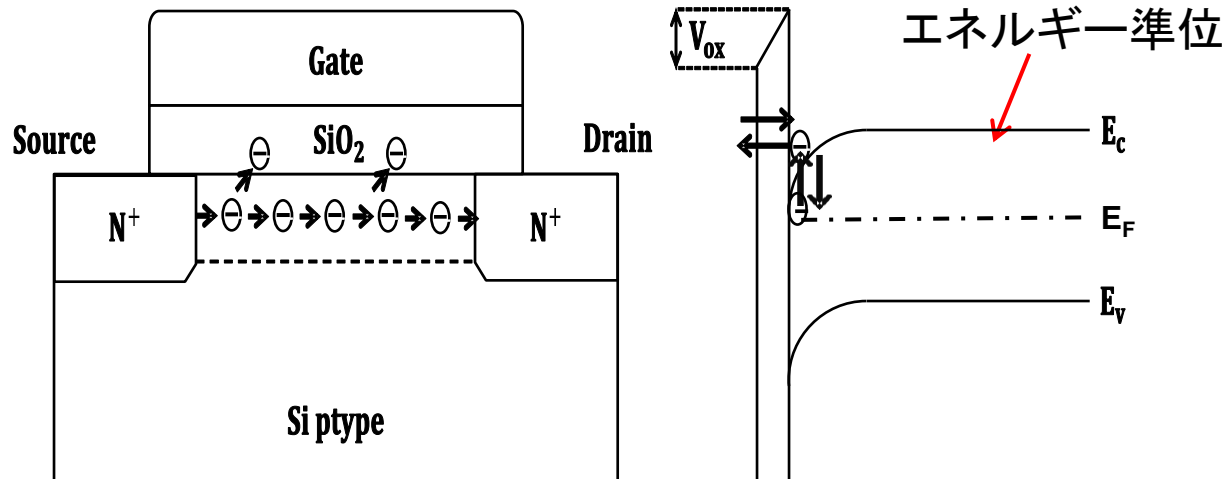
今回1/fノイズについて検討する

1/fノイズ発生原理

主な発生原因

移動度の変動

エネルギー準位の変動 → トラップされる電子の数変動



エネルギー準位による電子トラップ

電子の変動による電位の変動が起きる

1/fノイズばらつきへのゲート電圧依存性

ゲート電圧 V_{gs} 上昇



「1/fノイズばらつき」の減少

「1/fノイズ」は上昇

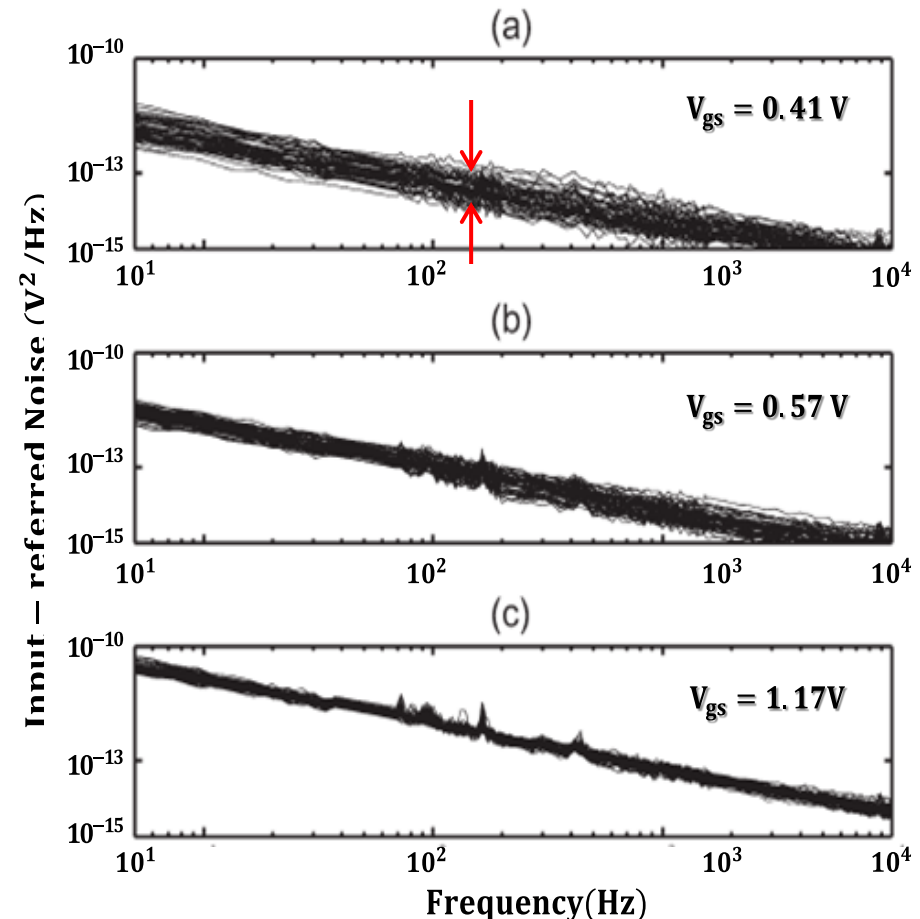
ゲート電圧を変化



1/fノイズばらつき検討



SPICE モデル作成



1/fノイズばらつきへのゲート電圧依存性

参考文献: Mete Ertürk, Tian Xia, William F. Clark (IBM, U. of Vermont)
“Gate Voltage Dependence of MOSFET 1/f Noise Statistics,”
IEEE Electron Device Letters, vol. 28, no. 9, pp.812-814 (Sept. 2007).

1/fノイズ係数KF

- 右図
1/fノイズがばらつくことを示す

- SPICE2モデルによる
ドレイン端でのノイズ密度

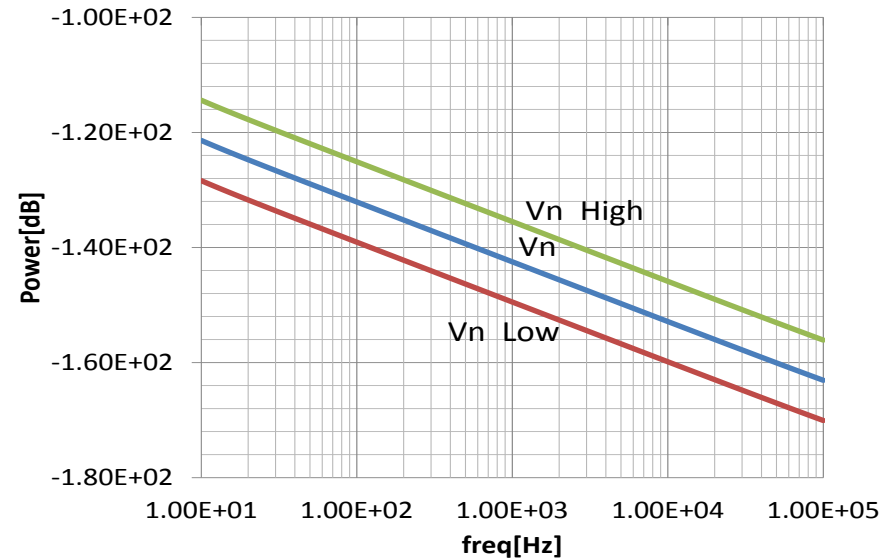
$$S_{id}(f) = \frac{KF \cdot I_{ds}^{AF}}{C_{OX} L_{eff}^2 f^{EF}}$$

KF: 平行に動くパラメータ

AF: 傾き

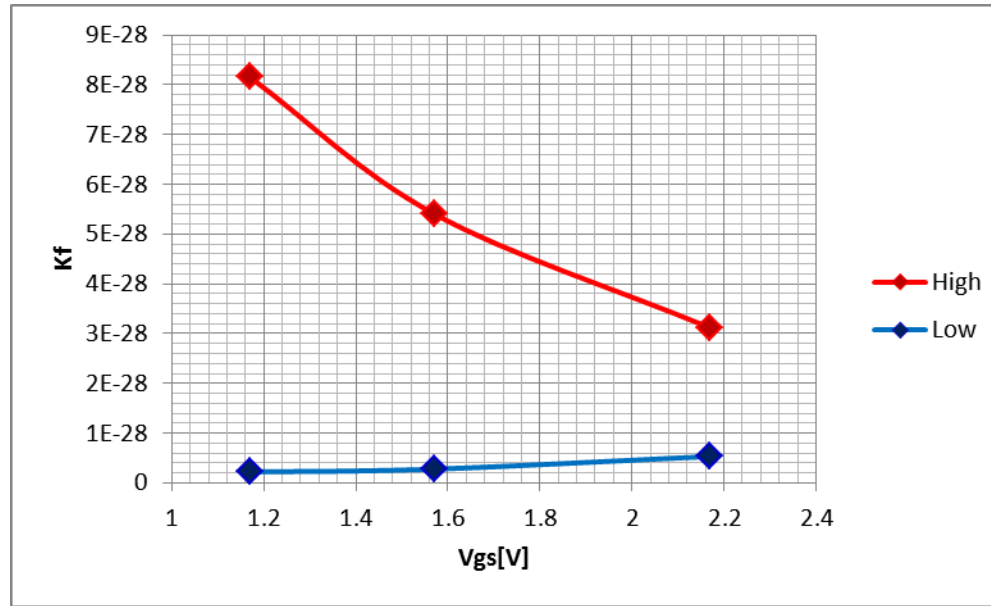
EF: 周波数依存

- KFの値より検討



$V_{gs} = 1.41$ Vの時の周波数に対する1/fノイズ

V_{gs} に対するKFの変化



Vgsに対するKFの変化

- V_{gs} が上昇 \longrightarrow KFのHighとLowの差が小さくなる

V_{gs} が大きくなると

KFのばらつきが小さくなり、1/fノイズのばらつきが小さくなる

アウトライン

- はじめに
- MOSFETの $1/f$ ノイズ
- $1/f$ ノイズばらつきモデルの作成
- 作成したモデル式の検証およびデータの比較
- まとめ

1/fノイズばらつきモデルの作成

V_{gs} によるノイズのばらつき \rightarrow V_{gs} に依存する物理式
一般的にMOSFETのキャリア移動度 \rightarrow V_{gs} に大きく依存

Hoogeの1/fノイズモデル・・・移動度の変動を考慮したモデル式



$$\frac{S_{I_D}}{I_D^2} = \frac{\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2KT}{fL^2 I_D}$$

ノイズパワースペクトル密度

$$S_{I_D} = \frac{\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2kT \cdot I_D}{fL^2}$$

1/fノイズばらつきモデルの作成

McWortherのモデル

エネルギー準位のトラップ理論から導出。物理的な特性を解析しにくい。

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



起因

SPICE2モデル

解析的モデル・・・物理的な現象とモデルが対比

$$S_{id}(f) = \frac{KF \cdot I_{ds}^{AF}}{C_{OX} L_{eff}^2 f^{EF}}$$

パラメータ

界面順位によるキャリアのトラップによるキャリア数の変動で表現

1/fノイズばらつきモデルの作成

Hoogeの1/fノイズモデル

$$S_{I_D}(f) = \frac{\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2kT \cdot I_{ds}}{fL^2}$$

SPICE2モデル  として解く

$$S_{id}(f) = \frac{KF \cdot I_{ds}^{AF}}{C_{OX} L_{eff}^2 f^{EF}}$$

理想的な1/fノイズという前提条件: $AF=EF=1$

$$\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2kT = \frac{KF}{C_{OX}}$$

$$KF = C_{OX} \alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2kT$$

移動度変動効果をKFに
置き換えることができた!

C_{OX} 、 μ_{eff} 、 $2kT$: 定数

$$\alpha_H \propto e^{-(V_{gs} - V_{TH})}$$

α_H はゲート・ソース間の実効電圧に依存して小さくなる

1/fノイズばらつきモデルの作成

1/fノイズばらつき

ランダム関数D(0~1の間で動く Gaussian分布乱数)を用いて

$$\alpha_H = \alpha_{Hnominal} \cdot D \cdot e^{-(V_{gs} - V_{th})}$$

KF = $C_{OX} \alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2kT$ より

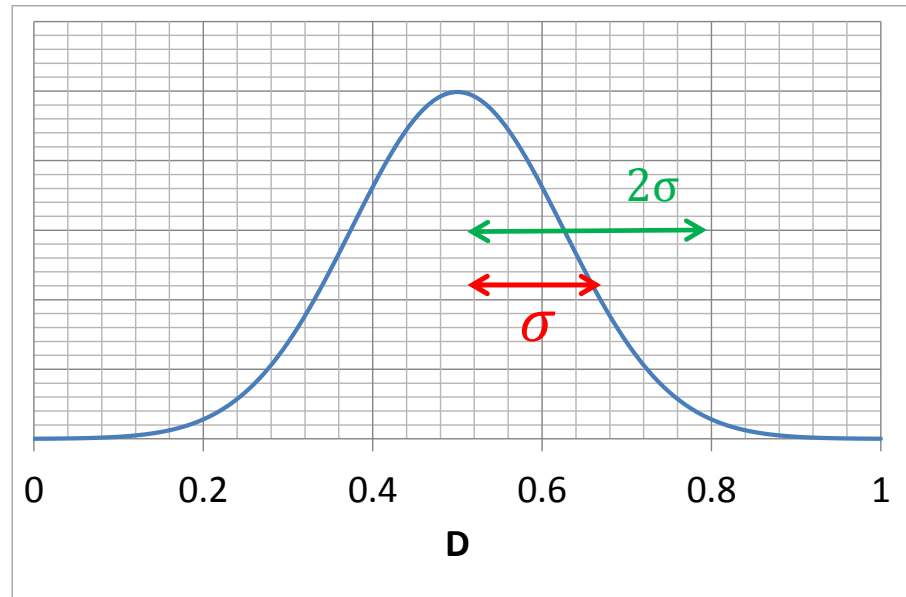
$$KF = C_{OX} \cdot \mu_{eff} \cdot 2 \cdot k \cdot T \cdot \alpha_{Hnominal} \cdot D \cdot e^{-(V_{gs} - V_{TH})}$$

SPICE2モデルに入れると

$$S_{id}(f) = \frac{C_{OX} \cdot \mu_{eff} \cdot 2 \cdot k \cdot T \cdot \alpha_{Hnominal} \cdot D \cdot e^{-(V_{gs} - V_{TH})} \cdot I_{ds}}{C_{OX} L_{eff}^2 f}$$

ノイズを V_{gs} の関係式で表現

ランダム関数D



Dの取りうる値の分布

変曲点と中心の距離： σ

Dはガウシアン分布乱数 

$\pm\sigma$ の範囲内に、68%の割合
 $\pm 2\sigma$ の範囲内に、95%の割合

アウトライン

- はじめに
- MOSFETの $1/f$ ノイズ
- $1/f$ ノイズばらつきモデルの作成
- 作成したモデル式の検証およびデータの比較
- まとめ

シミュレーション

SPICE3f5のCソースコード上BSIM4モデルに下式とパラメータを
搭載しシミュレーション



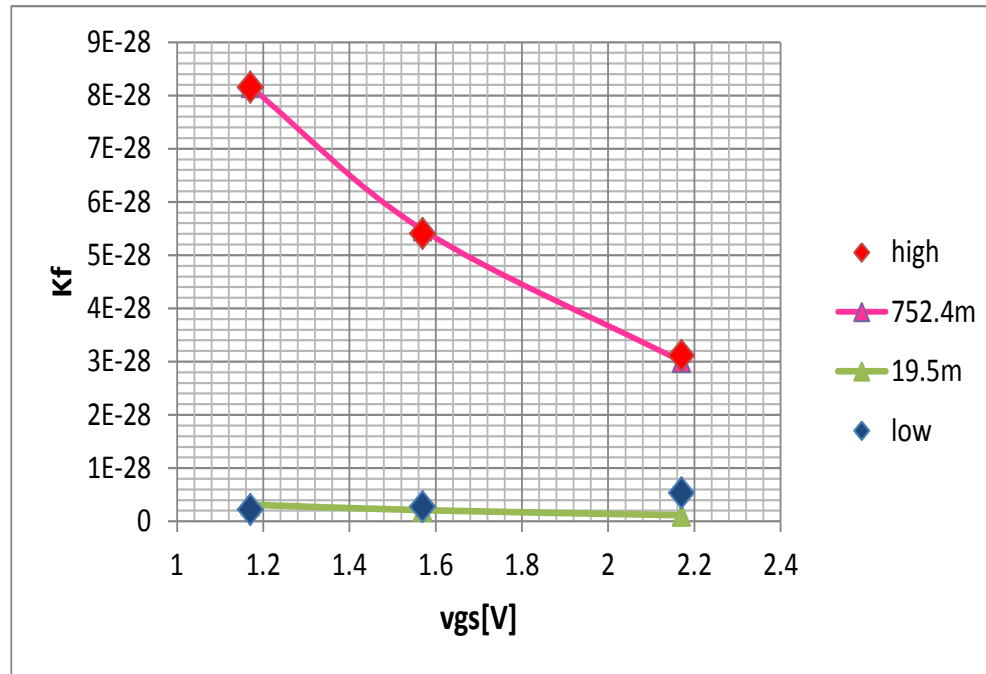
ランダム関数Dの値を変化

$$S_{id}(f) = \frac{C_{OX} \cdot \mu_{eff} \cdot 2 \cdot k \cdot T \cdot \alpha_{Hnominal} \cdot D \cdot e^{-(V_{gs} - V_{TH})} \cdot I_{ds}}{C_{OX} L_{eff}^2 f}$$

パラメータの値

パラメータ	値
温度 T	300 K
ボルツマン定数 K	$1.3806 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \cdot \text{kg}/\text{s}^2 \cdot \text{K}$
移動度(シリコンの電子) μ	$0.135 \text{ m}^2/\text{V} \cdot \text{s}$
酸化膜の比誘電率 ϵ_{OX}	$3.453 \times 10^{-11} \text{ F}/\text{m}$
酸化膜厚 t_{ox}	12 nm
phonon scattering α_H	$10^{-6} \sim 10^{-3} \text{ V} \cdot \text{s}$
閾値電圧 V_{TH}	0.6 V
分散 D	0~1

測定値とシミュレーション結果の比較



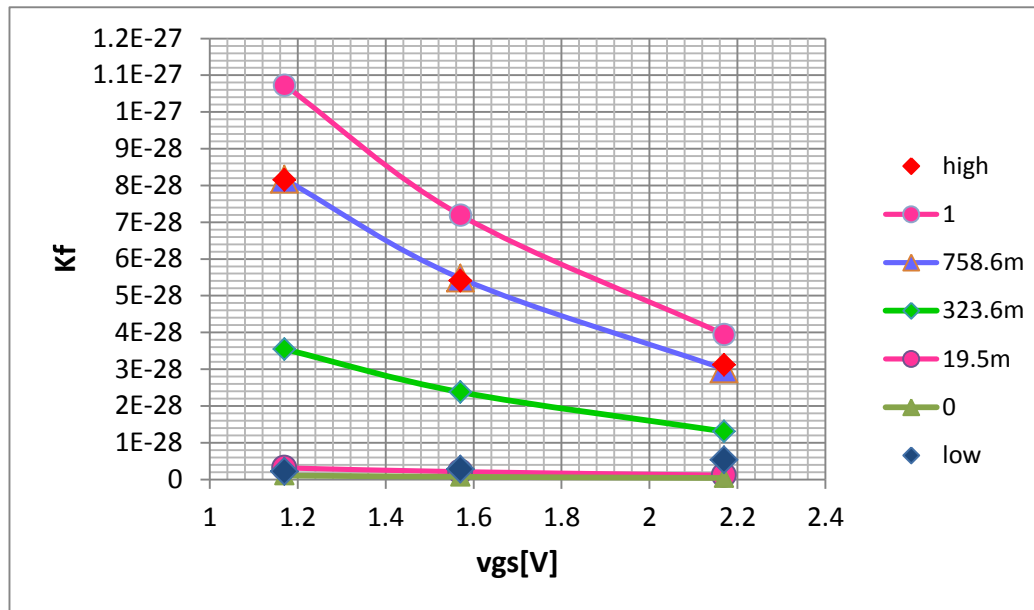
測定値とシミュレーション結果の比較

- 「参考文献に示された測定値」と
「作成したモデルでのシミュレーション結果」がほぼ一致



1/fノイズばらつきモデルが作成できた

Vgsに対するKFの変化



Vgsに対するKFの変化

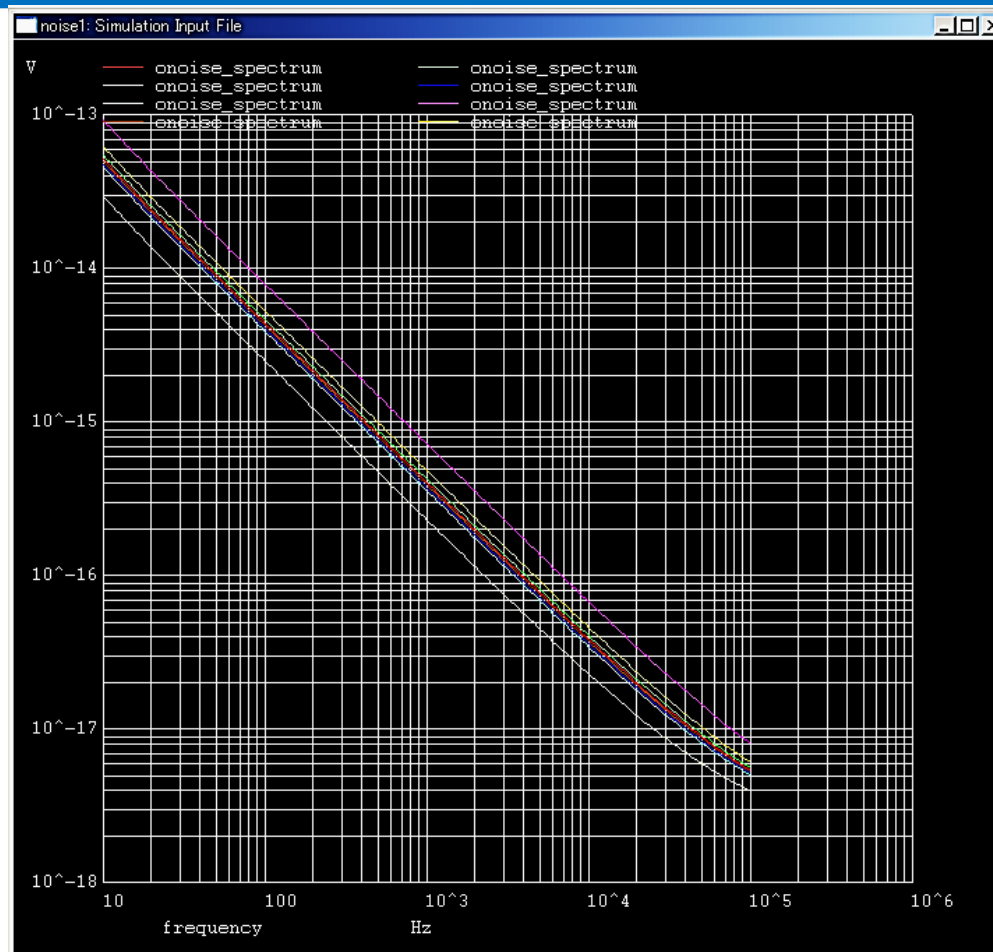
データ数が少ないので測定結果に比べて多少変動の可能性



α_H を調整し最少、最大の範囲を調整

α_H はHoogeのMobility Fluctuationモデルに従った係数値 $10^3 \sim 10^6$ に収まる

シミュレーション結果



ゲート電圧依存の $1/f$ ノイズ分散モデルシミュレーション結果

$1/f$ ノイズばらつきがシミュレーションできた。

アウトライン

- はじめに
- MOSFETの $1/f$ ノイズ
- $1/f$ ノイズばらつきモデルの作成
- 作成したモデル式の検証およびデータの比較
- まとめ

まとめ

- V_{gs} による $1/f$ ノイズのばらつき・・・ V_{gs} に関する物理式より検討
MOSFETの移動度・・・ V_{gs} に依存

- Hoogeのモデル・・・移動度の変動

SPICE2モデルによるノイズ密度のモデル式

↓ もとにして合わせこみ

- モデリングの結果 → シミュレーション → 論文掲載の測定結果に一致
1/fノイズばらつきモデルを作成できた
- ノイズの出現範囲を特定 → 回路設計での
過剰マージンの低減が可能になる
- 今後の課題： 開発中のTEGで $1/f$ ノイズを実測し
開発したモデルの検証・チューニングを行う。

Q & A

- Q1 1/fノイズのばらつきとは何でばらつくのか？
素子ごと？製造ウエハごとか？
- A1 nominal wafer 内の素子ごとのばらつきを測定してモデリングする
- Q2 ガウシアン分布乱数Dを0～1に設定しているのはなぜか。
その値によって変わるのではないか。
- A2 SPICEシミュレータモデルで決まっている(用意されている)ものを用いている。