

栃木・群馬支所合同研究発表会 (2015/3/2)

ETT-15-6

ETG-15-6

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

群馬大学大学院 2年

理工学府 電子情報・数理教育プログラム

新井 薫子

アウトライン

- 研究背景・目的
- $1/f$ ノイズばらつきモデル導出
- 作成したモデル式の検証・データの比較

アウトライン

- 研究背景・目的
- 1/fノイズばらつきモデル導出
- 作成したモデル式の検証・データの比較

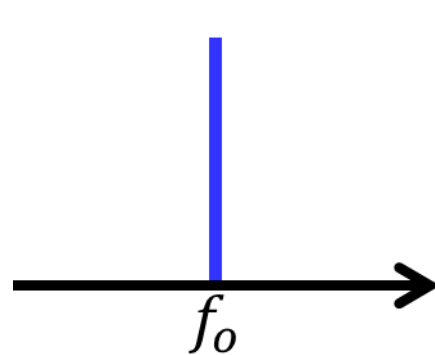
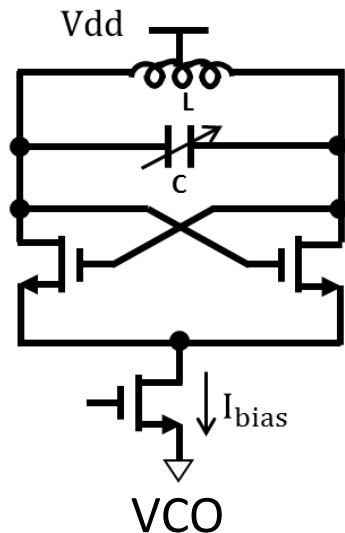
研究背景

N-MOSFET 1/fノイズ

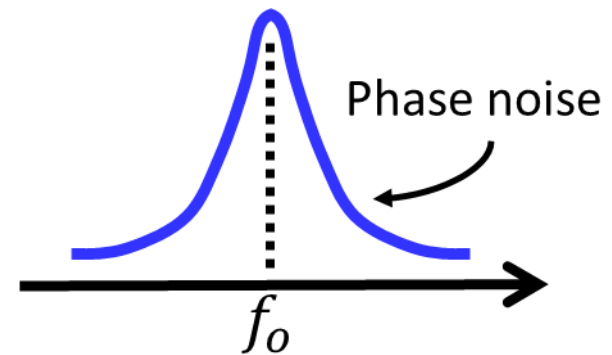
アナログ回路設計で重要な特性の1つ
発振回路(VCO)の位相ノイズ特性を劣化

耐久性や特性の劣化

→最終製品の耐久性、寿命を考慮した製造をするために重要となる



Ideal signal



Real signal

研究目的

- 1/fノイズのばらつき

→統計モデルを取り入れたノイズモデル

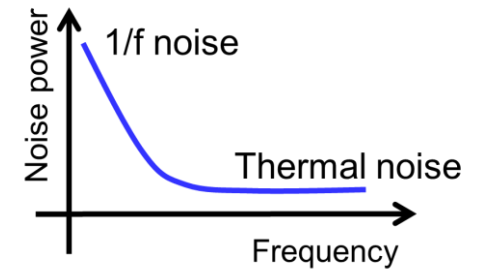
これまでにない！

- ノイズパワーは周波数に反比例

- 集積回路の微細化

製造ばらつき、ダイナミックレンジの低下、ノイズの増加

→アナログ回路設計の困難



新たな1/fノイズばらつきモデルを開発
SPICE3回路シミュレータに搭載・検証

実際の回路での特性ばらつきを持った
1/fノイズシミュレーションを可能に！

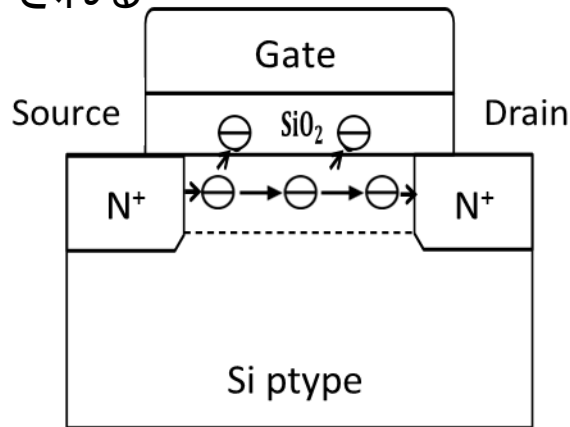
アウトライン

- 研究背景・目的
- **1/fノイズばらつきモデル導出**
- 作成したモデル式の検証・データの比較

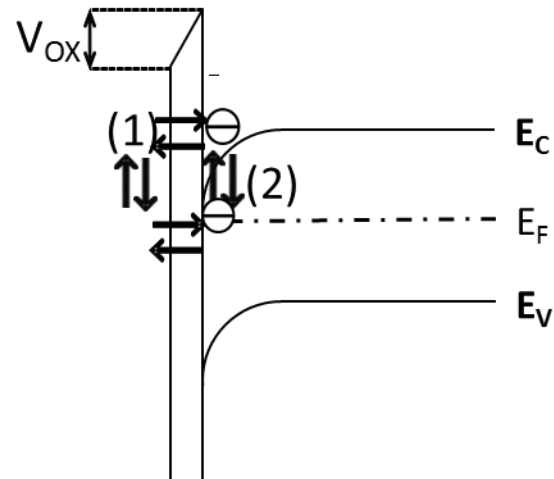
1/fノイズ発生原理

- 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が変動

チャンネル中の電子が
トラップされる



エネルギー準位



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

ゲート電圧に依存してばらつく

1/fノイズモデル

- McWortherのモデル

界面トラップによるエネルギー準位に基づき導出

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

α_H はPhonon Scattering(格子散乱)により生じる移動度の係数

- Hoogeのモデル

移動度の変動を考慮

$$S_{I_D} = \frac{\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2 \cdot K \cdot T \cdot I_D}{f \cdot L_{eff}^2}$$

α_H がばらつくことで1/fノイズもばらつく

1/fノイズばらつきモデルの作成

- SPICE2タイプモデル

McWortherの1/fノイズ発生原理に基づいたモデル

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



1/fノイズのゲート依存性やばらつきが含まれていない

1/fノイズモデル **Hoogeモデル**・**McWortherモデル**を取り込む

強反転領域から飽和領域

移動度変動を述べたHoogeモデルをSPICE2タイプモデルに追加

Hoogeの1/fノイズモデル

SPICE2タイプモデル

$$S_{I_D}(f) = \frac{\alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2 \cdot k \cdot T \cdot I_{ds}}{f \cdot L^2} \quad \equiv \quad S_{I_D}(f) = \frac{KF \cdot I_{ds}^{AF}}{C_{OX} \cdot L_{eff}^2 \cdot f^{EF}}$$

2式を比較



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

理想的な1/fノイズとして $AF = EF = 1$

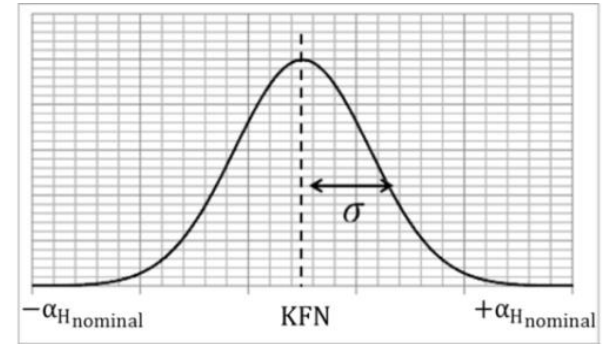
$$KF = C_{OX} \cdot \alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2 \cdot K \cdot T$$

強反転領域から飽和領域

- α_H はゲート・ソース間の実効電圧に比例し減少

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

- 1/fノイズはプロセスによりばらつくランダム関数 D を用いて



$$\alpha_H = (2 \cdot \alpha_{H_{nominal}} \cdot (D - 0.5) + KFN) \cdot e^{-(V_{gs} - V_{th})}$$

$-\alpha_{H_{nominal}}$ から $\alpha_{H_{nominal}}$ の間でばらつき、中心は KFN

$$KF = C_{OX} \cdot \alpha_H \cdot \mu_{eff} \cdot 2kT \quad \text{に代入}$$

$$KF = C_{OX} \cdot \mu_{eff} \cdot 2 \cdot k \cdot T \cdot (2 \cdot \alpha_{H_{nominal}} \cdot (D - 0.5) + KFN) \cdot e^{-(V_{gs} - V_{th})}$$

移動度変動効果を KF に置き換えられた！

強反転領域から飽和領域

SPICE2モデルに入れると群馬モデル完成
ノイズを V_{gs} の関係式で表現

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

$$KF = C_{OX} \cdot \mu_{eff} \cdot 2 \cdot K \cdot T \cdot (2 \cdot \alpha_{H_{nominal}} \cdot (D - 0.5) + KFN) \cdot e^{-(V_{gs} - V_{th})}$$

弱反転領域

非常に低いレベルの1/fノイズが発生

- 界面トラップ数の変化に伴うノイズ発生が支配的
→ McWortherモデルを取り込む

McWortherの1/fノイズモデル

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

SPICE2タイプモデル

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

2式を比較

理想的な1/fノイズとして $AF = EF = \gamma = 1$

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

N_{it} : 界面トラップ数の変化

弱反転領域

N_{it} : 界面トラップ数の変化

→ばらつきをランダム関数 D で表す

経時劣化 →MOSFETのストレス状態に依存する定数 P_{HCL}

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



$$KF = \frac{L}{W} \cdot \frac{q^2 \cdot K \cdot T \cdot \lambda \cdot I_D^2}{C_{OX} \cdot (V_{GS} - V_{TH})^2} \cdot \underbrace{P_{HCL} \cdot t^{\frac{1}{1+nx}}}_{N_{it}}$$

➤ N_{it} : しきい値電圧にも影響

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

A_{HCL} はMOSFETのストレスによるしきい値電圧変化の定数

V_{TH} が劣化 → $V_{TH} + \Delta V_{TH}$

弱反転領域

SPICE2モデルに入れると群馬モデル完成
ノイズを V_{gs} の関係式で表現

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

$$KF = \frac{L}{W} \cdot \frac{q^2 \cdot K \cdot T \cdot \lambda \cdot I_D^2}{C_{OX} \cdot (V_{GS} - V_{TH})^2} \cdot P_{HCL} \cdot t^{\frac{1}{1+nx}}$$

モデルの比較

- 強反転領域から飽和領域の1/fノイズモデル式(群馬モデル①)

$$S_{I_D}(f) = \frac{KF \cdot I_D^{AF}}{C_{OX} \cdot L_{eff}^2 \cdot f^{EF}} \quad \text{Hoogeモデルを使用}$$

$$KF = C_{OX} \cdot \mu_{eff} \cdot 2 \cdot k \cdot T \cdot (2 \cdot ah \cdot df + KFN) \cdot D \cdot e^{-(V_{gs} - V_{th})}$$

- 弱反転領域の1/fノイズモデル式(群馬モデル②)

$$S_{I_D}(f) = \frac{KF \cdot I_D^{AF}}{C_{OX} \cdot L_{eff}^2 \cdot f^{EF}} \quad \text{McWortherモデルを使用}$$

$$KF = \frac{L}{W} \cdot \frac{q^2 \cdot K \cdot T \cdot \lambda \cdot I_D}{C_{OX} \cdot (V_{GS} - V_{TH})^2} \cdot P_{HCL} \cdot t^{\frac{1}{1+nx}} \cdot D$$

- しきい値電圧の劣化

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

アウトライン

- 研究背景・目的
- $1/f$ ノイズばらつきモデル導出
- 作成したモデル式の検証・データの比較

シミュレーション

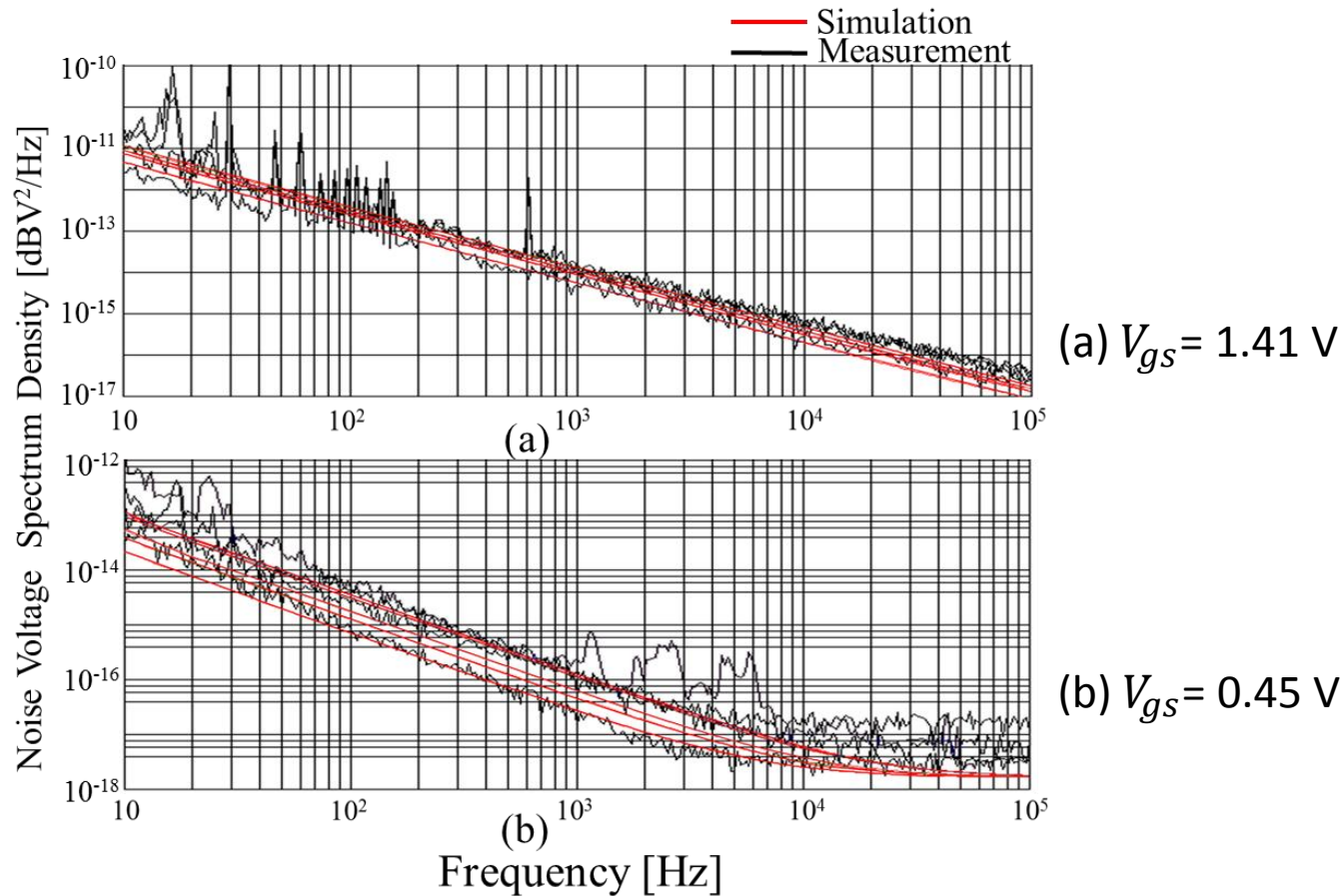
開発した $1/f$ ノイズモデルを回路シミュレータ
(MDW-SPICE)に搭載、シミュレーション



測定結果と比較

1/fノイズ測定とシミュレーション

強反転領域から飽和領域



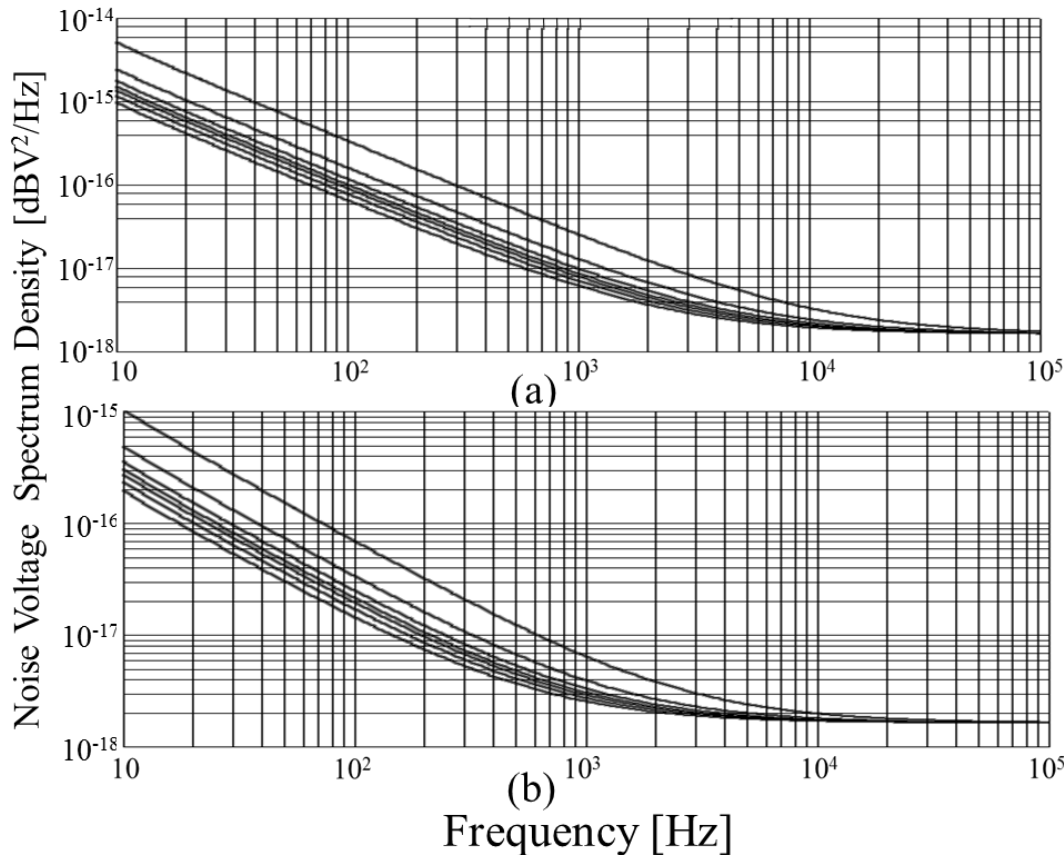
チャンネル長90 nm、チャンネル幅10 μm のnMOSFET

$V_{DS} = 1.0 \text{ V}$, $AF = 0.3$, $EF = 1.45$, $KF = 2.0 \times 10^{-3}$, $\alpha_H = 8.0 \times 10^{-4}$, $KFN = 4.0 \times 10^{-3}$

1/fノイズシミュレーション

弱反転領域

ノイズレベルが非常に低いため測定は不可能



チャンネル長90 nm、チャンネル幅10 μ mのnMOSFET

$V_{DS}=1.0$ V, $V_{GS} = 0.1$ V, $AF = 0.3$, $EF = 1.45$, $KF = 2.0 \times 10^{-3}$

まとめ

N-MOSFET の $1/f$ ノイズのばらつきモデルの開発

- RF回路システムでの発振回路の位相ノイズ特性で重要
- プロセスばらつきによる移動度と界面トラップの変動を追加
- 回路設計での過剰マージンの低減

➤ 回路シミュレータに搭載

測定結果とシミュレーション結果の一致

ゲート電圧に依存した $1/f$ ノイズばらつきモデル

Q&A

Q. ランダム関数Dではどういう値を入力したのか。

A. 0~1でランダムに発生する値で、シミュレーションでは $-\alpha_{H_{nominal}}$ から $\alpha_{H_{nominal}}$ の間でばらつき、中心はKFNとなるよう、モデル式を実装した。

Q. SPICEシミュレーションではどのような回路を作ったのか。

A. NMOSでP19、P20の下にある値を設定してシミュレーションを行った。