



特定用途向け集積回路 (ASIC) 用  
MOSFET の雑音評価  
(委託研究)

Noise Evaluation of a MOSFET for an ASIC  
(Contract Research)

山岸 秀志 藤 健太郎

Hideshi YAMAGISHI and Kentaro TOH

J-PARC センター

物質・生命科学ディビジョン

Materials and Life Science Division

J-PARC Center

September 2010

Japan Atomic Energy Agency

日本原子力研究開発機構

JAEA-Technology

本レポートは独立行政法人日本原子力研究開発機構が不定期に発行する成果報告書です。  
本レポートの入手並びに著作権利用に関するお問い合わせは、下記あてにお問い合わせ下さい。  
なお、本レポートの全文は日本原子力研究開発機構ホームページ (<http://www.jaea.go.jp>)  
より発信されています。

独立行政法人日本原子力研究開発機構 研究技術情報部 研究技術情報課  
〒319-1195 茨城県那珂郡東海村白方白根 2 番地 4  
電話 029-282-6387, Fax 029-282-5920, E-mail:ird-support@jaea.go.jp

This report is issued irregularly by Japan Atomic Energy Agency  
Inquiries about availability and/or copyright of this report should be addressed to  
Intellectual Resources Section, Intellectual Resources Department,  
Japan Atomic Energy Agency  
2-4 Shirakata Shirane, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken 319-1195 Japan  
Tel +81-29-282-6387, Fax +81-29-282-5920, E-mail:ird-support@jaea.go.jp

© Japan Atomic Energy Agency, 2010

## 特定用途向け集積回路(ASIC)用 MOSFET の雑音評価 (委託研究)

日本原子力研究開発機構 J-PARC センター 物質・生命科学ディビジョン  
山岸 秀志\*、 藤 健太郎

(2010年 6月28日受理)

J-PARC のような強力パルス中性子源を用いた中性子散乱実験装置に使用される二次元中性子検出器システムでは、数100チャンネルに及ぶ微小信号をリアルタイムで計測し、データを記録することが要求される。二次元中性子検出器の高速性と高位置分解能の両方を達成するためには多チャンネル微小信号を高いS/Nで個別に読み取り、信号処理することが要求される。高速且つ低雑音の多チャンネル計測システムを実現するには高性能 ASIC の開発が不可欠である。この ASIC 開発には高い  $g_m$  の MOSFET エレメントが必要である。このため、これに必要な高い  $g_m$  で低雑音の MOSFET 構造の設計とその雑音評価を行った。

---

本報告書は日本原子力研究開発機構が日本アドバンステクノロジー株式会社との業務委託契約により実施した研究成果に関するものである。

J-PARC センター：〒319-1195 茨城県那珂郡東海村白方白根 2-1

\*派遣社員(日本アドバンステクノロジー株式会社)

**Noise Evaluation of a MOSFET for an ASIC  
(Contract Research)**

Hideshi YAMAGISHI\* and Kentaro TOH

Materials and Life Science Division, J-PARC Center,  
Japan Atomic Energy Agency  
Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received June 28, 2010)

In two-dimensional position sensitive (2-D) neutron detectors used for neutron scattering experiments in the J-PARC, it is required that very small pulse signals consisted of several hundred channels should be measured with discriminating form noises and gamma ray signals and converted from analogue to digital signals in real time. To establish performances of neutron detectors such as fast response and a very small spatial resolution, multi-channel small signals should be measured and the signal processing should be carried out with high S/N ratios. For development of multi-channel electronics with fast response and very low noise, manufacture of an application specific integrated circuits (ASICs) with high performances is indispensable for the 2-D neutron detectors. Therefore, MOSFETs with high  $g_m$  and low noise required for the ASIC were designed and the noise performances were studied and estimated.

Keywords: MOSFET, CMOS, ASIC, Neutron Detector, Neutron Two-dimensional Position Detectors, Nuclear Electronics, Neutron Imaging, Neutron Scattering

-----  
This work was performed by Japan Atomic Energy Agency under contract with Japan Advanced Technology Co..

\* Attached Staff(from Japan Advanced Technology Co.)

目 次

1. 序論	1
2. 低雑音・high $g_m$ p-MOSFET の検討	2
2.1 p-MOSFET の原理と構造	2
2.2 p-MOSFET のパターン構造	3
2.3 p-MOSFET の $g_m$ の評価	3
3. p-MOSFET の雑音源	5
3.1 チャンネル間熱雑音	5
3.2 ゲート誘起雑音	7
3.3 フリッカー雑音	9
3.4 ゲート抵抗熱雑音	10
4. 入力等価雑音の評価	13
5. 結論	15
謝 辞	15
参考文献	16

Contents

1. Introduction	1
2. Investigation of low noise p-MOSFETs with high $g_m$	2
2.1 Principle and structures of p-MOSFETs	2
2.2 Pattern structure of p-MOSFET	3
2.3 Evaluation of $g_m$ of p-MOSFETs	3
3. Noise sources in p-MOSFETs	5
3.1 Thermal channel noise	5
3.2 Induced gate noise	7
3.3 Flicker noise	9
3.4 Gate resistance thermal noise	10
4. Evaluation of equivalent noise at gate inlet	13
5. Conclusion	15
Acknowledgment	15
References	16

図リスト

Fig.2.1. Schematic structure of a p-MOSFET. -----	2
Fig.2.2. Schematic diagram of a p-MOSFET with several parasitic capacitances. -----	2
Fig.2.3. Schematic diagram of a high $g_m$ p-MOSFET consisted of 16 MOSFETs. -----	3
Fig.2.4. Schematic diagram of a high $g_m$ p-MOSFET consisted of 32 MOSFETs. -----	3
Fig.2.5. Schematic diagram of an amplifier using the p-MOSFET with high $g_m$ . -----	4
Fig.2.6. The transconductance of MP1, MP8, MP16 as a function of $V_{gs}$ . -----	4
Fig.3.1. An equivalent circuit for principle of the p-MOSFET with representative noise sources. -----	5
Fig.3.2. A noise model for thermal channel noise in a p-MOSFET. -----	5
Fig.3.3. The zero-bias drain conductances of MP1, MP8, MP16 as a function of $V_{gs}$ . -----	6
Fig.3.4. Thermal channel noises as $i^2/\Delta f$ for MP1, MP8, MP16 as a function of $V_{gs}$ . -----	7
Fig.3.5. The equivalent noises at the gate due to thermal channel noises for MP1, MP8, MP16 as a function of $V_{gs}$ . -----	7
Fig.3.6. A noise model for induced gate noise in a p-MOSFET. -----	7
Fig.3.7. Induced gate noises as $i^2/\Delta f$ at -0.7V of $V_{gs}$ for MP1, MP8, MP16 as a function of frequency. -----	8
Fig.3.8. Induced gate noises as $i^2/\Delta f$ at 100 MHz of frequency for MP1, MP8, MP16 as a function of $V_{gs}$ . -----	8
Fig.3.9. A noise model for flicker noise in a p-MOSFET. -----	9
Fig.3.10. Flicker noises as equivalent mean square voltage at the each gate for MP1, MP8, MP16 as a function of frequency. -----	9
Fig.3.11. Flicker noises as mean square current at 100MHz in each drain for MP1, MP8, MP16 as a function of $V_{gs}$ . -----	9
Fig.3.12. A noise model for gate resistance thermal noise in a p-MOSFET. -----	10
Fig.3.13. An assembly model for p-MOSFETs with cascade and parallel connections. -----	10
Fig.3.14. Gate resistance noises as equivalent mean square voltage at the each gate for MP1, MP8, MP16 as a function of frequency. -----	12
Fig.3.15. Gate resistance noises as mean square current at each outlet of drain in MP1, MP8, MP16 as a function of $V_{gs}$ . -----	12
Fig.3.16. Gate resistance noises as equivalent mean square voltage at the each gate for MP1, MP8,MP16 compared with different MOS element patterns as a function of frequency. -----	13
Fig.3.17. Gate resistance noises as mean square current at each outlet of drain in MP1, MP8, MP16 compared with different MOS element patterns as a function of $V_{gs}$ . -----	13
Fig.4.1. Equivalent noises as mean square voltage at the gate inlet in MP1. -----	14
Fig.4.2. Equivalent noises as mean square voltage at the gate inlet in MP8. -----	14
Fig.4.3. Equivalent noises as mean square voltage at the gate inlet in MP16. -----	14
Fig.4.4. Comparison between equivalent noises as mean square voltage at each gate inlet in MP1, MP8, MP16. -----	14

## 1. 序 論

J-PARC のような大強度パルス中性子源を用いた中性子散乱実験装置に使用される高性能二次元中性子検出器システムには、位置分解能が 1mm、最大計数率  $10^6$  cps 以上、ダイナミックレンジが 6 桁、中性子検出効率が 70%以上、ガンマ線除去率( $\gamma/n$ )が  $10^{-7}$  以下等と極めて厳しい性能が望まれている。上記の性能は従来のガス比例計数管や最も高速な核分裂計数管を用いたゼロ次元中性子検出器システムにおいても実現困難な仕様である。上記に示すような超高性能二次元ガス中性子検出器システムを実現するには、中性子検出素子及び信号読み取り処理電子回路システムを従来にない構造及び構成で高性能化を図る必要がある。このため、我々は中性子検出素子については微小中性子検出器を数百マイクロピッチでマトリックス状に配置したマイクロパターン中性子検出素子の開発を進め、信号読み取り電子回路システムについては数百マイクロピッチで出力される微小中性子信号を個別に計測する個別信号読み取り電子回路システムの開発を進めている。また、高位置分解能化及び高速化を実現するため、ヘリウム-3 中性子検出器内において中性子が捕捉される際に発生するプロトンとトリトン粒子を判別し、この結果から中性子位置を検出して大幅に中性子位置検出分解能を向上させる信号読み取り・処理システム<sup>(1)-(3)</sup>を提案してきた。

二次元ガス型中性子検出器から出力される信号パルスは、ガス増幅された後においても数 10fC 程度であり極めて微小である。この微小信号パルスを数 10MHz の周波数帯域を持つ高周波アナログアンプで増幅する必要があり、このため信号読み取り電子回路では S/N が大きな課題である。信号読み取り電子回路においては信号チャンネル毎に、信号パルスが小さいため低雑音アナログアンプで信号増幅を行い、更に S/N を向上させるため最適な周波数帯域により波形整形、雑音を除去するための波高弁別、中性子信号をデジタル化して出力する LVDS(Low Voltage differential signaling) 出力回路が必要となる。また、高速、高位置分解能二次元ガス型中性子検出器には有効検出面積が 100x100mm 以上の大面積化が要求されており、この結果検出器からの信号出力は数 100 チャンネルになる。上記のことから信号読み取り電子回路を従来技術のプリント基板により製作すると電子回路基板が膨大になり中性子検出器内に組み込むことが困難であり、更に S/N が低下して検出器性能を実現することは不可能である。

ASIC は微細加工技術により 10mm 角シリコンチップに上記の電子回路チャンネルを 64 チャンネル以上組み込むことが可能である。近年では高性能携帯電話の開発等のため MOSFET 及び CMOS を用いた低雑音アンプの開発研究が広く精力的に進められおり、MOSFET の低雑音、高速化及びシリコンチップの微細製造技術が飛躍的に進歩している。我々は二次元ガス型中性子検出器に最適な高速、低雑音 ASIC の開発を目指している。本稿ではこの ASIC に必要な high- $g_m$  MOSFET エLEMENT のパターン構造を提案し、それらの MOSFET が固有に持つ個々の雑音源について検討し、それらの雑音量を定量評価した。

## 2. 低雑音・high $g_m$ p-MOSFET の検討

### 2.1 p-MOSFET の原理と構造

MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)を使用した低雑音の増幅器を実現するには、主増幅段に大きなトランスコンダクタンス  $g_m$  の MOSFET を用いることが有効である。一方、MOSFET にはその構造上さまざまな寄生キャパシタンスが存在し、これらの寄生キャパシタンスは MOSFET の遮断周波数( $f_T$ )を低下させ、雑音を大きくする。 $g_m$  の大きさと寄生キャパシタンスとはトレードオフの関係にあり、このため低雑音増幅器を実現するには MOSFET 構造の検討が不可欠である。MOSFET には n 型と p 型があるが、ガス型中性子検出器の信号増幅に用いられる電荷型増幅器には雑音特性に優れた p 型が用いられる。Fig.2.1 に p 型 MOSFET の簡略化した構造を示す。p 型 MOSFET では n 型基盤(n-substrate)を用いてソース(Source)とドレーン(Drain)部に p 型拡散層(Doped p region)を設け、それら拡散層の上部にソース及びドレーン電極となる Polysilicon 層と金属電極層が形成される。ソースとドレーン電極間の n 型基盤表面にはシリコン酸化膜( $SiO_2$ )が作られ、その上にゲート極となるポリシリコン層が形成される。図において奥行き方向のゲート幅が  $W$  で、ソースとドレーン電極間のゲート長が  $L$  で表わされ、 $W$  と  $L$  は MOSFET の性能を決定する主要なパラメータになる。

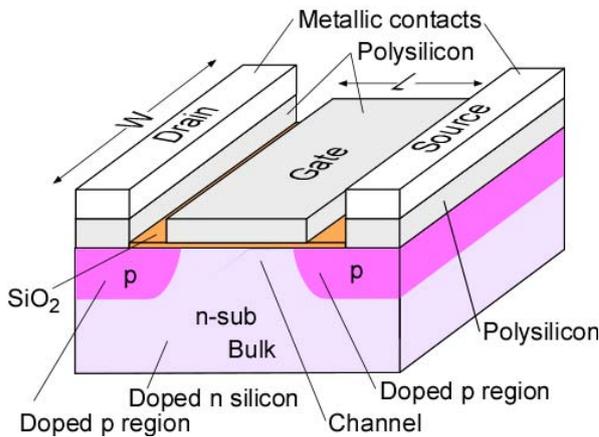


Fig.2.1. Schematic structure of a p-MOSFET.

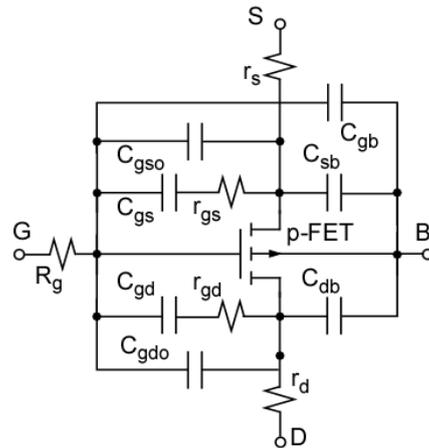


Fig.2.2. Schematic diagram of a p-MOSFET with several parasitic capacitances.

Fig.2.2 は MOSFET の構造上でできてしまうさまざまな寄生抵抗及びキャパシタンスを簡略化して電子回路図として示したものである。 $R_g$  はゲート極の Polysilicon による抵抗であり、 $r_s$  及び  $r_d$  はそれぞれソース、ドレーン極の抵抗である。 $C_{gs}$  はゲート極 Polysilicon の下層に設けられたシリコン酸化膜によってできるゲートとソース間のキャパシタンスである。電子回路的には  $C_{gs}$  はチャンネル間抵抗  $r_{gs}$  を通して、ゲートとソース間に繋がる。厳密には  $C_{gs}$  と  $r_{gs}$  は分布定数回路を構成している。 $C_{gd}$  と  $r_{gd}$  はゲートとドレーン間のキャパシタンス及びチャンネル間抵抗であり、 $C_{gs}$  と  $r_{gs}$  も同様に分布定数回路を構成する。ゲート極の  $L$  はチャンネル間キャリアを確実にコントロールするためチャンネル長より少し大きく、即ち、二つの対向する p 型拡散層とオーバーラップした寸法で作られる。 $C_{gso}$  及び  $C_{gdo}$  はそれぞれオーバーラップした部分で形成されるキャパシタンスである。 $C_{gb}$ 、 $C_{sb}$  及び  $C_{db}$  はそれぞれゲートとバルク、ソースとバルク及びドレーンと

バルク間のキャパシタンスであり、MOSFET 作動状態ではシリコンの空乏層(depletion layer)の厚みでそれらの大きさが決まる。ゲート・ソース、ゲート・ドレイン及びゲート・バルク電極間の合計キャパシタンスをそれぞれ  $C_{gsT}$ 、 $C_{gdT}$  及び  $C_{gbT}$  とした時、 $C_{gsT} = C_{gs} + C_{gso}$ 、 $C_{gdT} = C_{gd} + C_{gdo}$ 、 $C_{gbT} = C_{gb} + C_{gbo}$  と表わせる。MOSFET を飽和領域(Saturation region)で作動させた時には、ソース・ドレイン間チャンネルのキャリア帯が十分広くなるため、それぞれの合計キャパシタンスは  $C_{gsT} = C_{gs} + C_{gso}$ 、 $C_{gdT} = 0 + C_{gdo}$ 、 $C_{gbT} = 0 + C_{gbo}$  となる。

以上、MOSFET の寄生キャパシタンスについて述べたが、ソース接地の MOSFET 増幅器では  $R_g$ 、 $C_{gs} + C_{gso}$  及び  $C_{gbo}$  は雑音を増大させ、 $R_g(C_{gs} + C_{gso} + C_{gbo})$  と  $C_{gdo}$  及び  $C_{gb}$  は遮断周波数を低下させる。従って、低雑音増幅器を実現するには、 $g_m$  の大きな MOSFET を設計するにあたって、 $R_g$  及び上記の寄生キャパシタンスをできるだけ増大しない構造を検討することが重要である。

### 2.2 p-MOSFET のパターン構造

Fig.2.3 に p-MOSFET 素子(MP1)を合計 16 個で構成した 1 つの p-MOSFET アセンブリーを示す。以後この p-MOSFET アセンブリーを MP8 と呼ぶ。このアセンブリーでは p-MOSFET 素子を 2 個カスケード接続(a)したエレメントを 4 組平行接続(n)し、更にこのブロックを 2 段平行接続(m)して高い  $g_m$  が得られるようにしている。カスケード接続ではソースとドレイン電極を、ブロックの平行接続ではドレイン電極をそれぞれ共通化して接続している。この構成方法により、 $R_g$  及び  $C_{db}$  を完全平行接続した場合と比較して 1/2 にすることが可能であり、低雑音化が期待できる。Fig.2.4 は p-MOSFET 素子を a=2 個カスケード接続し、これらを n=4 組平行接続して、更にこのブロックを m=4 段平行接続した p-MOSFET アセンブリーである。以後この p-MOSFET アセンブリーを MP16 と呼ぶことにする。MP16 は MP8 に比べて約 2 倍の  $g_m$  を目指した p-MOSFET アセンブリーである。この素子では、 $R_g$  及び  $C_{db}$  を完全平行接続した場合と比較して 1/4 にすることが可能である。

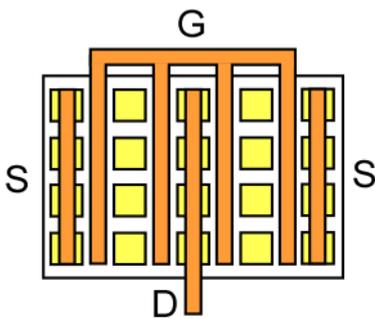


Fig.2.3. Schematic diagram of a high  $g_m$  p-MOSFET consisted of 16 MOSFETs.

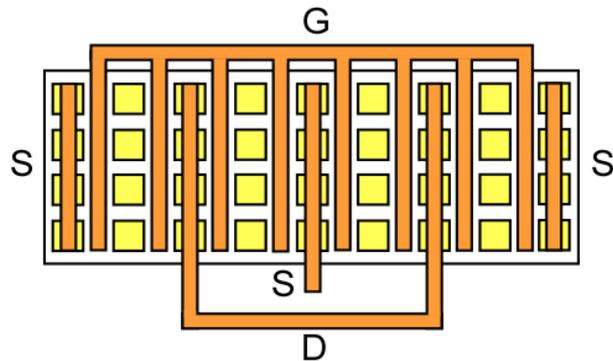


Fig.2.4. Schematic diagram of a high  $g_m$  p-MOSFET consisted of 32 MOSFETs.

### 2.3 p-MOSFET の $g_m$ の評価

Fig.2.5 に p-MOSFET 素子を 1 個使ったソース接地型増幅器の回路図を示す。式 2.1 に  $g_m$  の計算式を、式 2.2 に  $g_m$  の直線近似式を示す。式 2.1 で  $I_d$  はドレイン電流、 $V_{gs}$  はゲート・ソース間電圧である。 $g_m$  はゲート電圧の微小変化に対するドレイン電流の変化の比で表わされる。

$$g_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} \text{ ----- (2.1)}$$

$$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \alpha (V_{gs} - V_T) \text{ ----- (2.2)}$$

上式で $\mu$ ：ホールまたは電子の mobility、 $C_{ox}$ ：シリコン酸化被膜  $SiO_2$  の単位面積当たりのキャパシタンス、 $W$ ：ゲート Polysilicon の幅、 $L$ ：ゲート Polysilicon の長さ、 $\alpha=g_{d0}/g_m$ 、 $V_{gs}$ ：ゲート・ソース間電圧及び  $V_T$ ：スレシホールド電圧である。 $g_{d0}$  はゼロ・バイアス・ドレイン・コンダクタンスである。 $C_{ox}$  は式 2.3 で与えられる。

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_s \epsilon_0}{T_{ox}} \text{ ----- (2.3)}$$

ここで、 $\epsilon_s=3.9$ ：シリコン酸化被膜  $SiO_2$  の比誘電率、 $\epsilon_0=8.854 \times 10^{-12} \text{F/m}$ ：真空の誘電率、及び  $T_{ox}$ ：シリコン酸化被膜  $SiO_2$  の厚みである。

前記 Fig.2.3 及び 2.4 に示した MP8 及び MP16 の MOSFET パターンを使って Spice により  $V_{gs}$  を関数とした  $g_m$  特性を計算した。結果を Fig.2.6 に比較して示す。MP1 では MOSFET 素子パターンを 1 個使い、パラメータ条件は  $W: 1\mu\text{m}$ 、 $L: 0.18\mu\text{m}$ 、 $T_{ox}: 2.2\text{nm}$ 、 $L_d: 9\text{nm}$ 、 $CGSO: 0.33\text{nF/m}$ 、 $CGDO: 0.33\text{nF/m}$  及び  $V_{ds}=1\text{V}$  とした。MP8 ではカスケード接続個数  $a=2$ 、パラレル接続組数  $n=4$  及びブロック接続段数  $m=2$  で、MP16 ではカスケード接続個数  $a=2$ 、パラレル接続組数  $n=4$  及びブロック接続段数  $m=4$  であり、その他は MP1 と同じである。グラフから  $V_T$  はおおよそ  $-0.38\text{V}$  である。 $V_{gs}=-0.7\text{V}$  における MP1、MP8 及び MP16 の  $g_m$  は、それぞれ  $0.31$ 、 $1.18$  及び  $2.27 \text{mS}$  である。この計算結果から MP1 では、 $1\text{mV}$  のゲート入力に対して  $0.31\mu\text{A}$  のドレイン電流しか得られないことを示しており、増幅器ゲインとしては極めて小さいことがわかる。MP8 の  $g_m$  は MP1 の約 4 倍、MP16 の  $g_m$  は MP8 の約 2 倍であった。

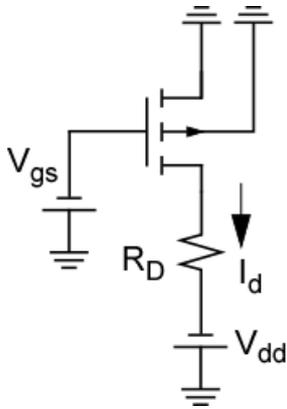


Fig.2.5. Schematic diagram of an amplifier using the p-MOSFET with high  $g_m$ .

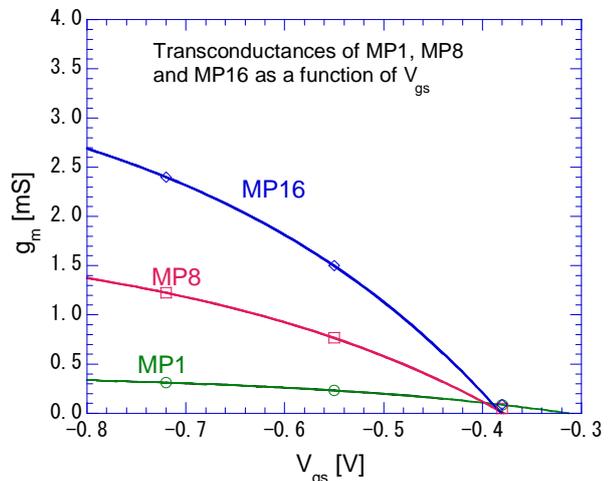


Fig.2.6. The transconductance of MP1, MP8, MP16 as a function of  $V_{gs}$ .

### 3. p-MOSFET の雑音源

p-MOSFETに内蔵する個々の雑音源を評価する前に主な雑音源が電子回路的にどのように寄与しているか検討する。Fig.3.1 に主な雑音源を付加した p-MOSFET 素子の作動等価回路を示す。図の  $C_{gs}$  は p-MOSFET のゲート・ソース間キャパシタンスである。ゲート入力の信号電圧により  $C_{gs}$  両端に  $v_{gs}$  が発生し、二次回路の電流源により  $g_m v_{gs}$  のドレーン電流が流れる。一方、チャンネル間コンダクタンスにより熱雑音が発生して、チャンネル間熱雑音  $i_{nd}$  のドレーン電流が流れる。また、チャンネル間コンダクタンスによる熱雑音は  $C_{gs}$  を介してゲート回路にゲート誘起雑音  $i_{ng}$  を誘起する。チャンネル間のキャリアの揺らぎによってゲート回路にフリッカー雑音  $v_{nf}$  電圧が発生する。更に、ゲートの Polysilicon 抵抗によってゲート抵抗熱雑音  $v_{Rg}$  が発生する。上記4種類が p-MOSFET における支配的な雑音源である。以下に個々の雑音源についての評価を行う。

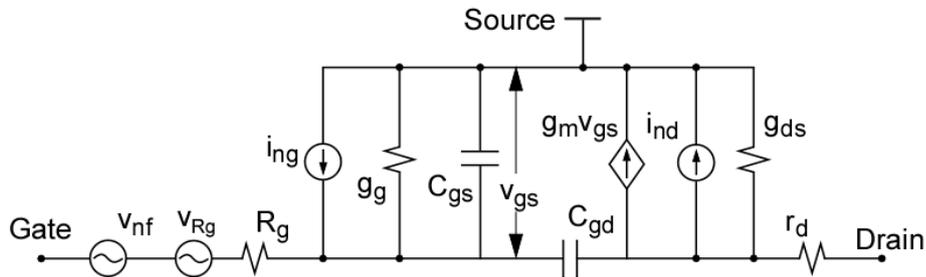


Fig.3.1. An equivalent circuit for principle of the p-MOSFET with representative noise sources.

#### 3.1 チャンネル間熱雑音(Thermal channel noise)

チャンネル間熱雑音は上記に述べたように p-MOSFET のチャンネル間コンダクタンスによって発生する雑音である。従って、この雑音は周波数依存性を持たないホワイト雑音である。Fig.3.2 にチャンネル間熱雑音の発生原理を表した模式図を示す。図に示した  $g_{d0}$  はゼロ・バイアス・ドレーン・コンダクタンスと呼ばれ、 $V_{ds}=0$  の条件におけるソース・ドレーン間のコンダクタンスである。

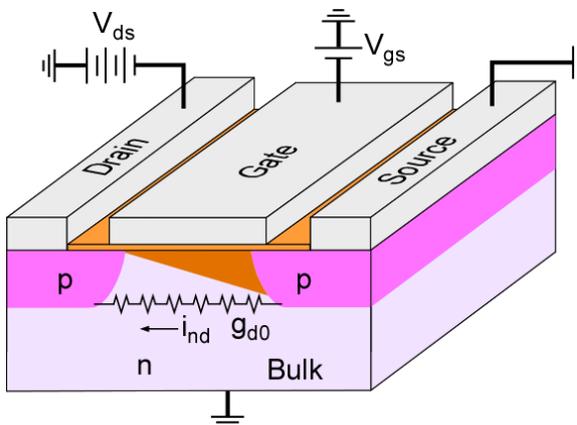


Fig.3.2. A noise model for thermal channel noise in a p-MOSFET.

$$g_{d0} = \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{ds}=0} \quad \text{----- (3.1)}$$

$$g_{d0} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_T) \Big|_{V_{ds}=0} \quad \text{----- (3.2)}$$

$g_{d0}$  の計算式を式 3.1 に、直線近似式を式 3.2 にそれぞれ示す。

式 3.1 より  $g_{d0}$  は  $V_{ds}=0$  の条件でドレーン電流  $I_d$  を  $V_{ds}$  電圧で微分することにより計算される。しかし、 $V_{ds}=0$  の条件では  $I_d$  を微分することができないから、 $V_{gs}$  をゼロ近傍から極限ゼロ近傍の範囲で  $g_{ds}$  を計算し、外挿線から  $g_{d0}$  を求めることになる。 $V_{gs}$  の大きさによってキャリア帯の大きさが変わるため、 $g_{d0}$  は式 3.2 に示すように  $V_{gs}$  の関数となる。

Fig.3.3 に MP1、MP8 及び MP16 のそれぞれの  $g_{d0}$  の Spice 計算結果を比較して示す。本計算においても  $g_m$  の計算と同様に Fig.2.3 及び 2.4 の MOSFET パターンを使い、パラメータ条件は同じとした。グラフの直線は式 3.2 により近い特性である。 $g_{d0}$  は  $V_{ds}=0$  のゼロ・バイアスにおけるドレーン・コンダクタンスであるから、 $V_{gs}$  により強く依存する結果、 $g_m$  と比べより直線特性を示す。 $V_{gs}=-0.7V$  における MP1、MP8 及び MP16 の  $g_{d0}$  は、それぞれ 0.46、1.62 及び 3.24mS であった。これらの値はそれぞれの  $g_m$  値 0.3、1.18 及び 2.3mS より若干大きくなっている。 $g_m/g_{d0}$  比が  $\alpha$  値であり、MP1、MP8 及び MP16 の  $\alpha$  値はそれぞれ 0.65、0.73 及び 0.71 であった。

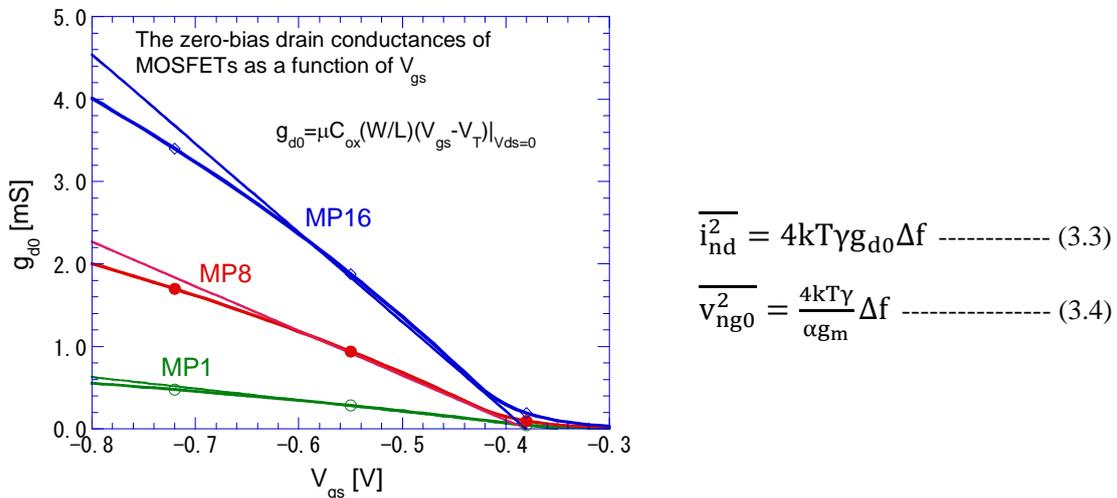


Fig.3.3. The zero-bias drain conductances of MP1, MP8, MP16 as a function of  $V_{gs}$ .

チャンネル間熱雑音は抵抗によって発生する雑音であるから式 3.3 によって表わされる。式では熱雑音をドレーンに流れる二乗平均電流として表わしている。また、式 3.4 はチャンネル間熱雑音を等価入力雑音として表わした式である。ここで、 $k$  : ボルツマン定数  $8.845 \times 10^{-12}$ 、 $T$  : 絶対温度、 $\gamma$  : チャンネル間距離で決まる雑音係数  $2/3 \sim 1^{(4)-(7)}$ 、ショートチャンネルでは  $2 \sim 3^{(4)}$ 、 $g_{d0}$  : ゼロ・バイアス・ドレーン・コンダクタンス、 $f$  : 周波数である。

Fig.3.4 に  $V_{gs}$  の関数としたチャンネル間熱雑音特性の計算結果を MP1、MP8 及び MP16 で比較して示す。式 3.3 からチャンネル間熱雑音は  $g_{d0}$  に比例するから、その計算結果も Fig.3.3 の  $g_{d0}$  特性曲線と同じような傾向を示す。チャンネル間熱雑音の単位周波数当たりの二乗平均電流値は、 $V_{gs}$  の絶対値が大きくなるに従って増大し、また、MP1、MP8 及び MP16 と  $g_m$  が大きくなるほどチャンネル間熱雑音も大きくなる。

Fig.3.5 にチャンネル間熱雑音を等価入力雑音として計算した結果を示す。グラフでは等価入力雑音は単位周波数当たりの二乗平均電圧 MSV (Mean Square Voltage) として表わしている。等価入力雑音で見ると MSV は  $V_{gs}$  がスレシホールド電圧  $V_T$  近傍において急激に減少し、実際に使用する  $V_{gs} = -0.5V$  以下の領域では変化は非常に緩やかになることを示している。また、MP1、MP8 及

びMP16と  $g_m$  が大きくなるに従って小さくなる。

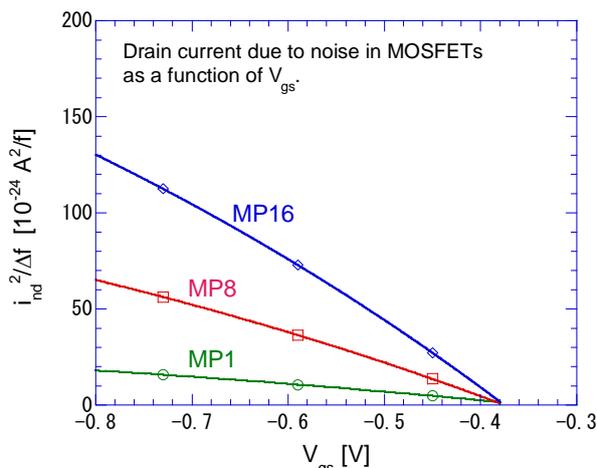


Fig.3.4. Thermal channel noises as  $i^2/\Delta f$  for MP1, MP8, MP16 as a function of  $V_{gs}$ .

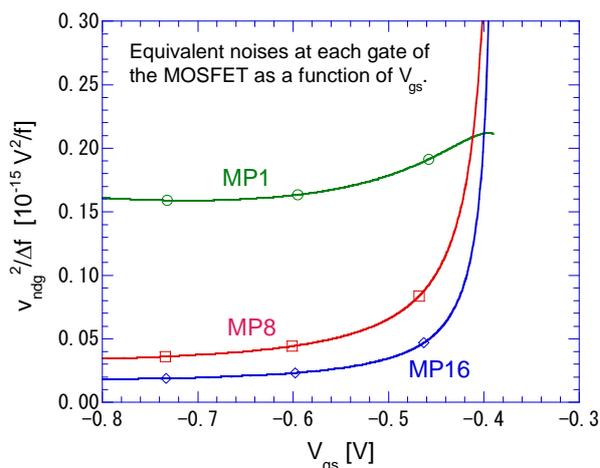


Fig.3.5. The equivalent noises at the gate due to thermal channel noises for MP1, MP8, MP16 as a function of  $V_{gs}$ .

### 3.2 ゲート誘起雑音(Induced gate noise)

Fig.3.6 にゲート誘起雑音の発生過程を表した p-MOSFET の模式図を示す。ドレーン・ソース間コンダクタンスにより発生した熱雑音電圧は、ゲート・ソース間キャパシタンス  $C_{gs}$  を介してゲートに電流を流す現象をもたらす。これがゲート誘起雑音と呼ばれる雑音電流である。

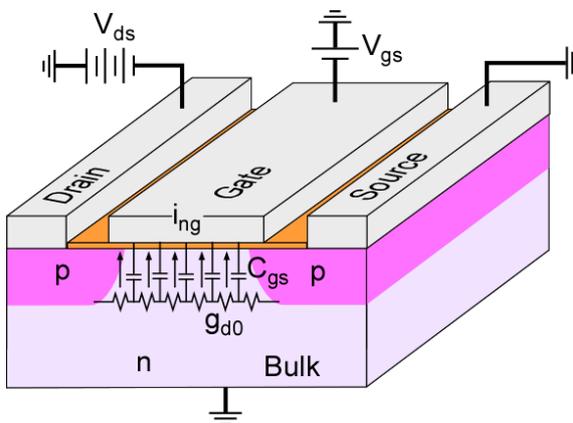


Fig.3.6. A noise model for induced gate noise in a p-MOSFET.

$$\overline{i_{ng}^2} = 4kT\delta g_g \Delta f \text{----- (3.5)}$$

$$g_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{\eta g_{d0}} \text{----- (3.6)}$$

式 3.5 及び 3.6 において、 $\overline{i_{ng}^2}$  : ゲート誘起雑音の二乗平均電流値、 $k$  : ボルツマン定数、 $T$  : 絶対温度、 $\delta$  : チャンネル間距離で決まる係数  $4/3 \sim 4/15$ <sup>(8)</sup>、 $\omega$  : 角周波数、 $C_{gs}$  : ゲート・ソース間キャパシタンス、 $g_g$  : ゲート等価雑音電流源のコンダクタンスである。 $g_g$  は式 3.6 で表わされ、 $\eta$  : チャンネル構造係数  $1/5 \sim 1$ <sup>(8)</sup> である。式 3.5 及び 3.6 から  $\overline{i_{ng}^2}$  はチャンネル間熱雑音電圧  $4kT\delta\Delta f/g_{d0}$  によって容量リアクタンス  $1/\omega^2 C_{gs}^2$  を介して流れる電流であることが容易に理解される。 $g_{d0}$  と  $C_{gs}$  は分布定数回路を構成するため、補正係数  $\eta$  が必要となる。

ゲート誘起雑音はその発生源がチャンネル間抵抗  $1/g_{d0}$  であるから同じ発生源によるチャンネル間熱雑音電流  $i_{nd}$  と強い相関を持つ。式 3.7 に相関係数を含めたゲート誘起雑音の二乗平均電流値  $i_{ng}^2$  を表す式を示す。式の第 1 項が相関のないゲート誘起雑音であり、第 2 項が相関したゲート

ト誘起雑音である。相関係数  $c$  の値は、ドレイン・ソース間熱雑音とゲート誘起雑音電流間の位相のずれの大きさによって決まる。しかしながら、 $1/g_{d0}$  と  $C_{gs}$  は分布定数回路を構成しており、ここを流れるゲート誘起雑音電流  $i_{ng}$  の位相の計算は極めて複雑である。A.van der Ziel<sup>(9)</sup>はこれを解いた。式 3.8 に示す。この結果は MOSFET のチャンネル構造が異なっても近似値を与え適応できることから、van der Ziel モデルとして一般に広く用いられている。  $c$  の値が  $0.395j$  ということは、相関するゲート誘起雑音電流  $i_{ngc}$  はドレイン・ソース間熱雑音電流  $i_{nd}$  に対して位相が  $90^\circ$  進んでいることを示している。

$$\overline{i_{ng}^2} = 4kT\delta(1 - |c|^2)g_g\Delta f + 4kT\delta|c|^2g_g\Delta f \text{ ----- (3.7)}$$

$$c = \frac{S_{ig,id}}{\sqrt{S_{ig}S_{id}}} \approx 0.395j \text{ ----- (3.8)}$$

$$S_{id} = \frac{8}{3}kTg_{d0}, \quad S_{ig} = \frac{16}{15}kT\frac{(\omega C_{gs})^2}{g_{d0}}, \quad S_{ig,id} = \frac{2}{3}kT\omega C_{gs} \text{ ----- (3.9)}$$

ここで、 $S_{id}$ 、 $S_{ig}$  及び  $S_{ig,id}$  は近似値としてそれぞれ式 3.9<sup>(9)</sup>で表わされる。ただし、 $S_{ig,id}$  近似値については筆者が求めた近似値である。

Fig.3.7 にゲート誘起雑音  $\overline{i_{ng}^2}/\Delta f$  の計算結果を MP1、MP8 及び MP16 で比較して示す。ゲート誘起雑音  $\overline{i_{ng}^2}/\Delta f$  は式 3.5 及び 3.6 から明らかのように、MOSFET アセンブリーのパターンが同じで  $C_{gs}$  が同一であれば、周波数  $f^2$  及び  $g_m(\approx g_{d0})$  に反比例して増加する。MP8 及び MP16 ではカスケード接続された MOSFET エレメント数が 8 及び 16 組と増加し、組数に比例して  $C_{ds}$  も増大する。このため、Fig.3.7 では  $g_m$  が大きくなるに従って雑音が増大している。

Fig.3.8 は雑音周波数  $f$  を 100MHz に固定して、ゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$  を変化させた時のゲート誘起雑音  $\overline{i_{ng}^2}/\Delta f$  の計算結果である。 $V_{gs}$  が  $-0.5V$  以下においてゲート誘起雑音  $\overline{i_{ng}^2}/\Delta f$  の変化は緩やかである。 $V_{gs}$  が  $-0.7V$ 、雑音周波数 100MHz における MP1、MP8 及び MP16 のそれぞれのゲート誘起雑音  $\overline{i_{ng}^2}/\Delta f$  値は  $3.9 \times 10^{-29}$ 、 $2.9 \times 10^{-27}$  及び  $5.7 \times 10^{-27} A^2/\Delta f$  程度である。

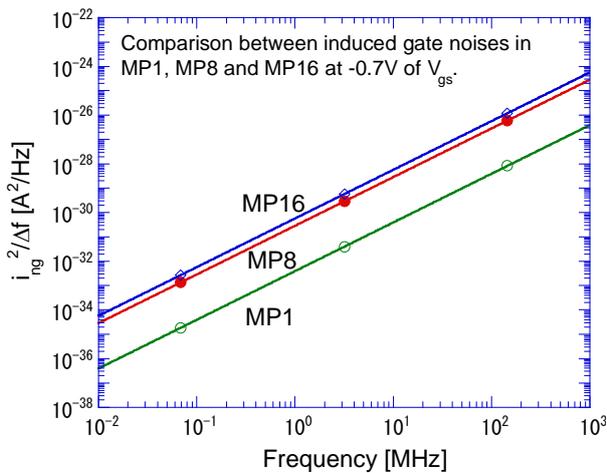


Fig.3.7. Induced gate noises as  $i^2/\Delta f$  at  $-0.7V$  of  $V_{gs}$  for MP1, MP8, MP16 as a function of frequency.

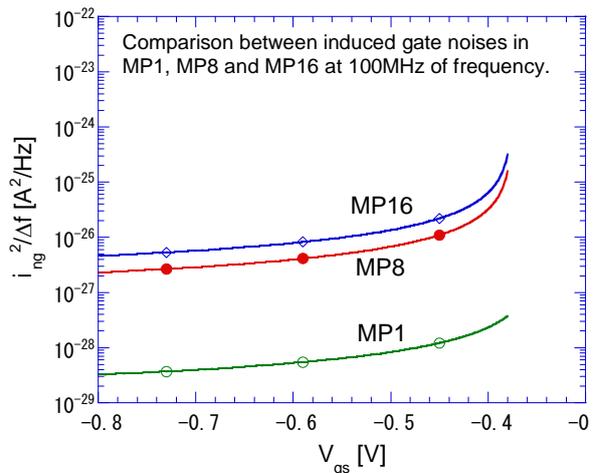
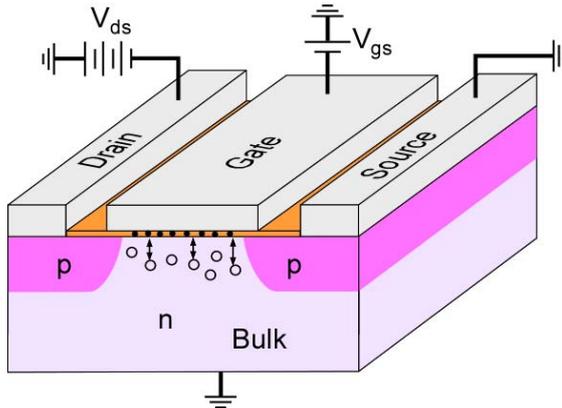


Fig.3.8. Induced gate noises as  $i^2/\Delta f$  at 100 MHz of frequency for MP1, MP8, MP16 as a function of  $V_{gs}$ .

### 3.3 フリッカー雑音(Flicker noise)

Fig.3.9 にフリッカー雑音の発生源モデルを模式図にして示す。フリッカー雑音は MOSFET のゲート酸化膜とシリコンの界面にチャンネル間のキャリアがランダムにトラップされたり、吐き出されたりすることで発生する雑音である。このためフリッカー雑音電圧の二乗平均値  $\overline{v_{nf}^2}$  は雑音周波数  $f$  に反比例する。このことからフリッカー雑音は  $1/f$  雑音とも呼ばれる。フリッカー雑音は周波数が高くなるに従って小さくなるので、高周波領域では無視できる雑音源である。式 3.10<sup>(10)</sup> にフリッカー雑音電圧の二乗平均値  $\overline{v_{nf}^2}$  を与える実験式を示す。



$$\overline{v_{nf}^2} = \frac{K_a}{C_{ox}^2 W L} \frac{1}{f^{\alpha_f}} \Delta f \quad \text{----- (3.10)}$$

Fig.3.9. A noise model for flicker noise in a p-MOSFET.

ここで  $v_{nf}$ :フリッカー雑音電圧[V<sup>2</sup>],  $K_a$ :フリッカー雑音係数であり p-MOS では  $6.45 \times 10^{-28}$ 、n-MOS では  $2.87 \times 10^{-27}$  [C<sup>2</sup>/m<sup>2</sup>]<sup>(10)</sup>、 $C_{ox}$ :ゲート酸化膜の単位面積当たりのキャパシタンス[F/m<sup>2</sup>]、 $W$ :ゲート幅[m]、 $L$ :ゲート長[m]及び  $\alpha_f$ :フリッカー雑音勾配係数であり p-MOS では  $1.03$ <sup>(10)</sup>、n-MOS では  $1.05$ <sup>(10)</sup> の 1 に近い値である。 $K_a$  から p-MOS のフリッカー雑音は n-MOS のそれより約 1/4 以下であることが注目になる。

Fig.3.10 にゲート入力換算フリッカー雑音の計算結果を MP1、MP8 及び MP16 で比較して示す。縦軸のフリッカー雑音は単位周波数当たりの二乗平均電圧  $\overline{v_{nf}^2}/\Delta f$  で表わしている。ゲート入力換

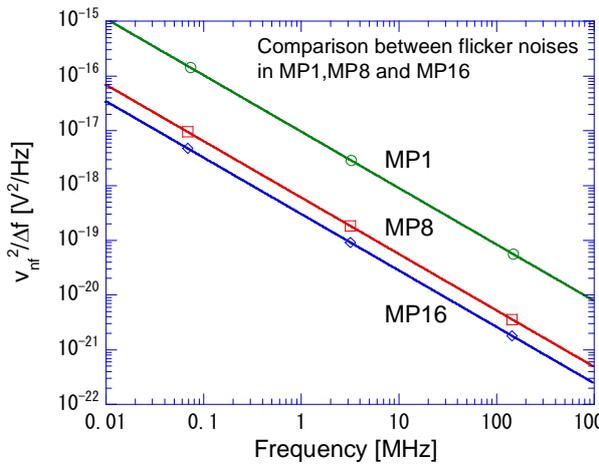


Fig.3.10. Flicker noises as equivalent mean square voltage at the each gate for MP1, MP8, MP16 as a function of frequency.

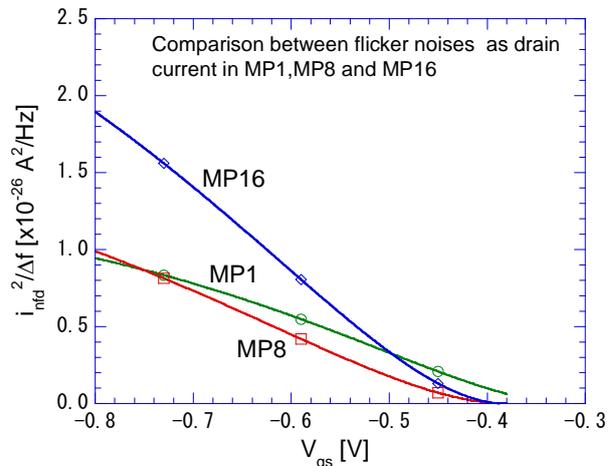


Fig.3.11. Flicker noises as mean square current at 100MHz in each drain for MP1, MP8, MP16 as a function of  $V_{gs}$ .

算フリッカー雑音 $\overline{v_{nf}^2}/\Delta f$ はゲート入力に直接誘起する電圧であるため $V_{gs}$ に依存せず、周波数が増大するに従って急激に低下する。また、MP1、MP8及びMP16と $g_m$ が大きくなるに従ってフリッカー雑音は小さくなることを示している。周波数100MHzにおけるMP1、MP8及びMP16の $\overline{v_{nf}^2}/\Delta f$ はそれぞれ $7.8 \times 10^{-27}$ 、 $7.3 \times 10^{-27}$ 及び $1.4 \times 10^{-26} \text{ V}^2/\text{Hz}$ 程度である。

Fig.3.11は周波数を100MHzに固定してフリッカー雑音による単位周波数当たりの二乗平均ドレーン電流 $\overline{i_{nfd}^2}/\Delta f$ を $V_{gs}$ の関数として計算し、MP1、MP8及びMP16で比較して示したものである。二乗平均ドレーン電流は $\overline{i_{nfd}^2}/\Delta f = \overline{v_{nf}^2} g_m^2 / \Delta f$ で表わされる。MP1とMP8の $\overline{i_{nfd}^2}/\Delta f$ は小さい $V_{gs}$ 領域において少し差が出るものの近い特性を示すことが分かった。MP8とMP16では $g_m$ が異なるがMOSFETエレメントの配置構成に同じ手法を用いているため、勾配が大きく異なるのみで同傾向の特性を示す。 $g_m$ が大きいMOSFETでは $\overline{i_{nfd}^2}/\Delta f$ も大きくなることを示している。

### 3.4 ゲート抵抗熱雑音(Gate resistance thermal noise)

ゲート抵抗熱雑音はゲート極のPolysilicon抵抗によって発生する熱雑音である。Fig.3.12にゲート抵抗熱雑音の発生源モデルを模式図にして示す。この図ではゲートにバイアス電圧 $V_{gs}$ を与える金属ワイヤはゲート極の片端中央にボンディングされているMOSFETを示している。

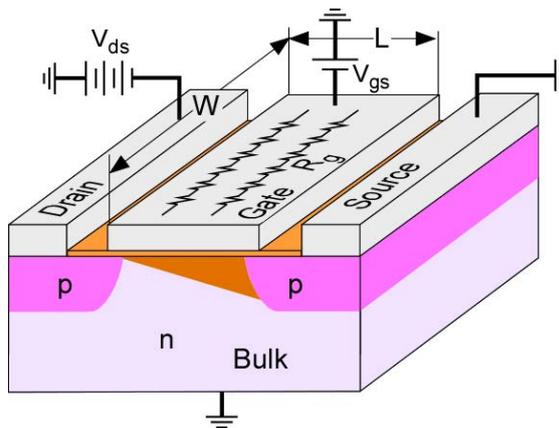


Fig.3.12. A noise model for gate resistance thermal noise in a p-MOSFET.

Fig.3.12からゲート抵抗 $R_g$ はゲート幅 $W$ に比例し、ゲート長 $L$ に反比例して増大することが容易に想像される。Fig.3.13にMOSFET素子を $a=2$ 個カスケード接続、カスケード接続したエレメントを $n=4$ 組パラレル接続、更に $n$ 組パラレル接続したブロックを $m=2$ 段パラレル接続した組み合わせ例を示した。

図のような接続において、1個のMOSFETのゲート抵抗を $R_{g1}$ 、 $a$ 個カスケード接続したエレメントを $n$ 組パラレル接続し、 $n$ 組接続したグループを1ブロックとして、それを $m$ 段パラレル接続したアセンブリの総合ゲート抵抗を $R_g$ とするとそれらは式3.11で表わされる。

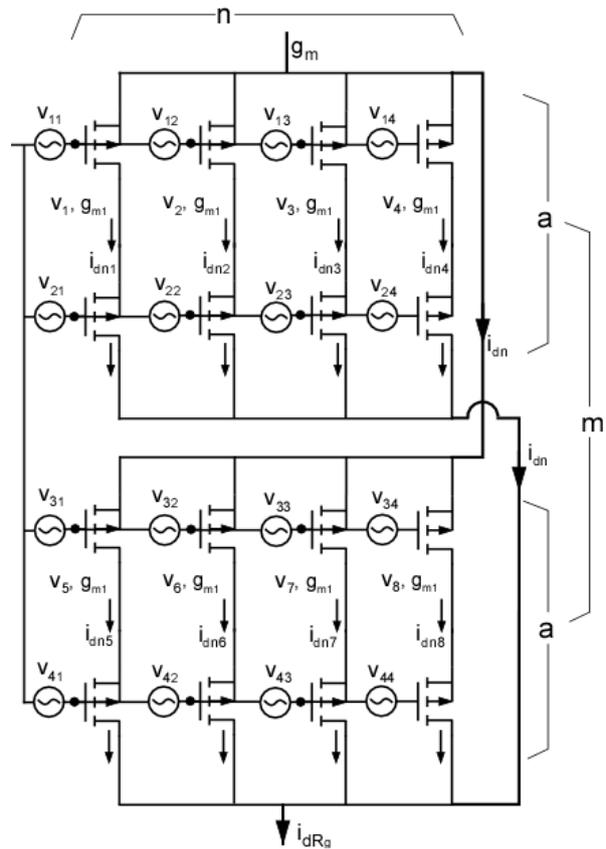


Fig.3.13. An assembly model for p-MOSFETs with cascade and parallel connections.

$$R_{g1} = \frac{R_{\square}W^{(11)}}{3n_w^2L}, \quad R_g = R_{g1} \frac{n}{am} \text{ ----- (3.11)}$$

ここで  $R_{\square}$  : Silicided Polysilicon のシート抵抗  $5\Omega/\text{sq}$ 、 $W$  : ゲート幅、 $L$  : ゲート長で、 $n_w$  : ボンディングワイヤの本数である。 $n_w=2$  の場合、金属ワイヤがゲート極の両端中央にボンディングされるため、等価的にゲート幅が  $W/2$  になり、更にパラレル接続になる結果  $(W/2) \cdot (1/2) = W/4$  となって、 $R_g$  は  $1/n_w^2$  になる。Fig.3.13 に示した MOSFET アセンブリーの実効ゲート抵抗は 1 個の MOSFET の抵抗の  $n/(a \cdot m)$  倍になることを示している。

また、1 個の MOSFET のトランスコンダクタンス  $g_{m1}$ 、 $a$  個カスケード接続された MOSFET エレメントを  $n$  組パラレル、更にそのブロックを  $m$  段パラレル接続したときの総合トランスコンダクタンス  $g_m$  は式 3.12 で表わされる。MOSFET 1 個のゲート抵抗が発生する熱雑音電圧  $v_{11}$  及び  $a$  個カスケード接続された 1 対の MOSFET エレメントの熱雑音電圧  $v_1$  は式 3.13 で表わされ、 $v_{11} = v_{12} = \dots = v_{mn}$  であり、更に  $v_1 = v_2 = \dots = v_{n \cdot m}$  でもある。

$$g_{m1} = \mu C_{ox} \alpha \frac{W}{L} (V_{gs} - V_T), \quad g_m = g_{m1} \frac{nm}{a} \text{ ----- (3.12)}$$

$$v_{11} = \sqrt{4kT\Delta f R_{g1}}, \quad v_1 = \sqrt{4kT\Delta f R_{g1}/a} \text{ ----- (3.13)}$$

$a$  個カスケード接続された MOSFET エレメントを  $n$  対パラレル接続したときの合計ドレーン電流  $i_{dn}$  は式 3.14 で表わされる。これは初段のカスケード MOSFET エレメントでは雑音電圧  $v_1$  のみによるドレーン電流が、第 2 段目エレメントでは雑音電圧  $(v_1+v_2)$  によるドレーン電流が流れ、段が進むに従って雑音電圧が加算されていく結果による。

$$i_{dn} = g_{m1} [n v_1 + (n - 1)v_2 + \dots + v_n] \text{ ----- (3.14)}$$

ゲート抵抗熱雑音による総合ドレーン電流  $i_{dRg}$  は個々の  $n$  組パラレル接続した 1 ブロック毎のドレーン電流を  $i_{dn1}, i_{dn2}, \dots, i_{dnm}$  とすると、これらのドレーン電流間に相関はないが大きさは等しいことから式 3.15 で与えられる。

$$i_{dRg} = \sqrt{i_{dn1}^2 + i_{dn2}^2 + \dots + i_{dnm}^2} = \sqrt{m i_{dn}^2} \text{ ----- (3.15)}$$

式 3.15 を整理することによって、ゲート抵抗熱雑音による総合ドレーン電流の二乗平均値の式 3.16 が得られる。また、式 3.17 はゲート抵抗熱雑音による総合入力等価雑音電圧の二乗平均値の式である。

$$\overline{i_{dRg}^2} = g_m^2 4kT\Delta f R_g \frac{n(n+1)(2n+1)}{6n^3} \text{ ----- (3.16)}$$

$$\overline{v_{dRg}^2} = 4kT\Delta f R_g \frac{n(n+1)(2n+1)}{6n^3} \text{ ----- (3.17)}$$

Fig.3.14 にゲート抵抗熱雑音の計算結果を MP1、MP8 及び MP16 で比較して示す。計算条件は  $R_{\square}$  :  $5\Omega/\text{sq}$ 、 $n_w$  : 1、 $V_{gs}$  :  $-0.7V$  であり、MP1 では  $a$  : 1、 $n$  : 1、 $m$  : 1、MP8 では  $a$  : 2、 $n$  : 4、 $m$  : 2、そして MP16 では  $a$  : 2、 $n$  : 4、 $m$  : 4 とした。図縦軸のゲート抵抗熱雑音は単位周波数当たりの二乗平均電圧で表わしている。この電圧は熱雑音であるため周波数に依存せず一定である。また、MP1、MP8 及び MP16 と  $g_m$  が大きくなるに従ってゲート抵抗熱雑音は小さくなることを示

している。MP1、MP8 及び MP16 の二乗平均電圧はそれぞれ  $1.5 \times 10^{-19}$ 、 $7. \times 10^{-20}$  及び  $3.5 \times 10^{-20} \text{ V}^2/\text{Hz}$  程度である。

Fig.3.15 はゲート抵抗熱雑音による単位周波数当たりの二乗平均ドレーン電流を  $V_{gs}$  の関数として計算し、MP1、MP8 及び MP16 で比較して示したものである。MP1、MP8 及び MP16 の二乗平均ドレーン電流の比較では  $V_{gs}$  の変化に対して大きく勾配が異なることを示している。これは MP1、MP8 及び MP16 の順番で  $g_m$  が大きくなっていることに起因している。ゲート・ソース間電圧  $V_{gs} = -0.7\text{V}$  における MP1、MP8 及び MP16 のドレーン電流二乗平均値はそれぞれ  $1.4 \times 10^{-26}$ 、 $9.8 \times 10^{-26}$  及び  $1.9 \times 10^{-25} \text{ A}^2/\text{Hz}$  程度であった。

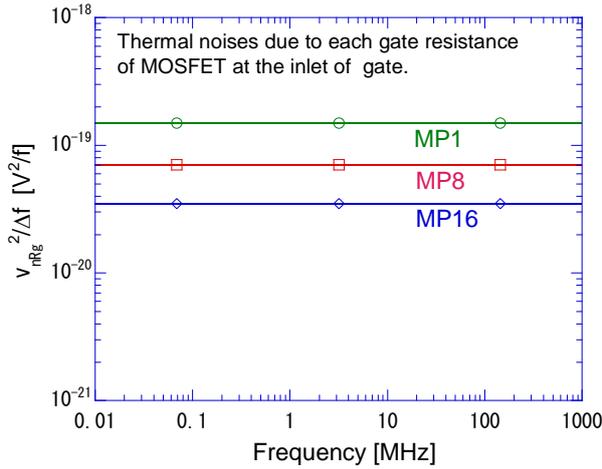


Fig.3.14. Gate resistance noises as equivalent mean square voltage at the each gate for MP1, MP8, MP16 as a function of frequency.

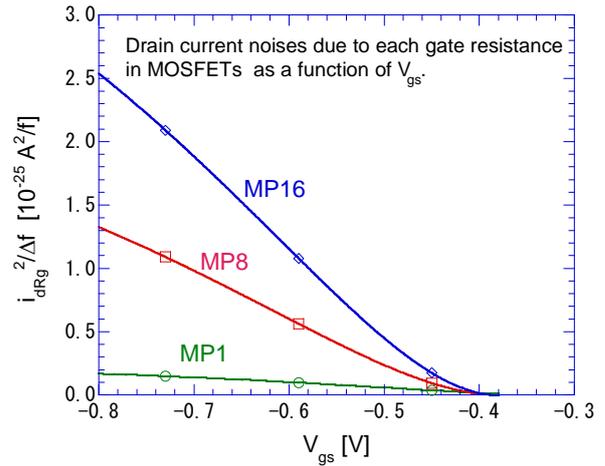


Fig.3.15. Gate resistance noises as mean square current at each outlet of drain in MP1, MP8, MP16 as a function of  $V_{gs}$ .

MOSFET エレメントの配置パターンの違いによってゲート抵抗熱雑音がどのように増減するか比較した。MP1 は MOSFET 素子が 1 個である。MP8 については 2 個カスケード接続した MOSFET エレメントを 4 組( $n=4$ )パラレル接続し、これを 1 ブロックとして 2 段( $m=2$ )パラレル接続した場合と、2 個カスケード接続した MOSFET エレメントを 8 組( $n=8$ )単純パラレル接続した場合とで比較した。この場合の  $g_m$  は同じである。また、MP16 ではエレメントを 4 組( $n=4$ )パラレルに、ブロックを 4 段( $m=4$ )パラレル接続した時とエレメントを 16 組( $n=16$ )単純パラレル接続した時の比較である。これら相互の  $g_m$  は同一である。Fig.3.16 に入力換算熱雑音の二乗平均電圧の計算結果を比較して示した。MP1 の熱雑音電圧は  $1.5 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$  であった。MP8 では  $n=4$ 、 $m=2$  の配置パターンの熱雑音電圧は  $7 \times 10^{-20} \text{ V}^2/\text{Hz}$  であり、 $n=8$ 、 $m=1$  の場合では  $2.4 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$  となり、単純パラレル接続した場合に比べ、2 ブロック分けした方がゲート抵抗熱雑音の二乗平均電圧を 1/3.4 に低減できることが分かった。MP16 の場合では  $n=4$ 、 $m=4$  の時と  $n=16$ 、 $m=1$  の時のそれぞれの熱雑音電圧は  $3.5 \times 10^{-20}$  と  $4.4 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$  となり、1/12.6 に大幅に改善できることを示している。

Fig.3.17 は上記と同様の配置パターンの違いによる比較であるが、 $V_{gs}$  の関数としたドレーン電流の二乗平均値で比較したものである。MP1 の熱雑音ドレーン電流は極めて小さくなっているが、これは  $g_m$  が非常に小さい結果である。2 種類の MP8 における熱雑音ドレーン電流の差異は大きくないが、MP16 間ではその差異は極めて大きくなっている。以上のゲート抵抗熱雑音の評価結果から大きな  $g_m$  の MOSFET 素子を ASIC に構成する場合には MOSFET エレメントの配置パター

ンに十分配慮することが重要であることが分かった。

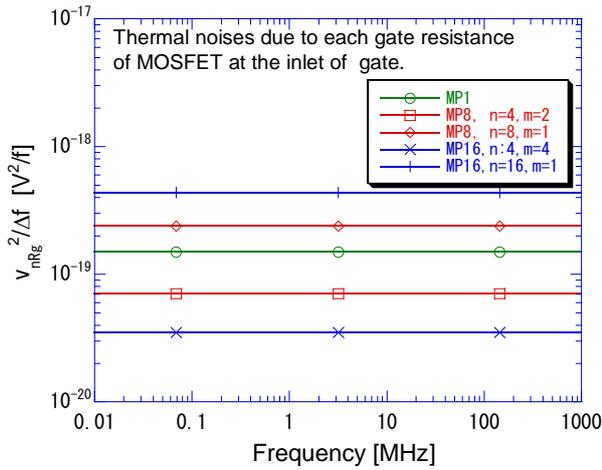


Fig.3.16. Gate resistance noises as equivalent mean square voltage at the each gate for MP1, MP8, MP16 compared with different MOS element patterns as a function of frequency.

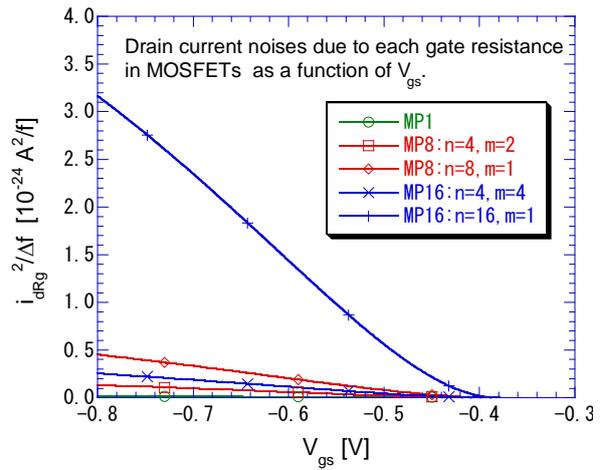


Fig.3.17. Gate resistance noises as mean square current at each outlet of drain in MP1, MP8, MP16 compared with different MOS element patterns as a function of  $V_{gs}$ .

#### 4. 入力等価雑音の評価

第3章では MOSFET に存在する雑音源の種類とそれぞれが発生する雑音電圧及びドレイン電流の計算方法とそれらの大きさについて評価した。アンプの雑音を定量評価するには入力等価雑音を比較することが有効である。これまで雑音源の種類別に示した計算式を用いて、MP1、MP8 及び MP16 の各 MOSFET 素子についてトータルの入力等価雑音電圧を計算し、それらの結果を Fig.4.1 から 4.3 に示した。計算条件は  $V_{gs}=-0.7V$  とした。MP1 においては MP8 及び MP16 と比較して入力等価雑音電圧が大きいため縦軸のスケールが異なっているのに注意を要する。それぞれの雑音電圧の絶対値が異なるが傾向は3種類とも同様である。Fig.4.2 の MP8 について見ると、DS 間熱雑音が一番影響を与えることが分かる。DS 間熱雑音はおよそ  $3.8 \times 10^{-17} V^2/\Delta f$  であった。ゲート誘起雑音はおよそ  $8 \times 10^{-18} V^2/\Delta f$  であり DS 間熱雑音の約 1/5 であった。両雑音は熱雑音源によるものであるから当然周波数依存性を持たない。この結果から DS 間熱雑音の影響が支配的であることが分かる。

フリッカー雑音は  $1/f$  に比例するため低周波帯域で極めて大きな影響を与える。雑音周波数が 18kHz 以下ではフリッカー雑音が DS 間熱雑音よりも大きくなり、10kHz 以下においては MOSFET の雑音はフリッカー雑音によりほぼ決定されるといえる。300kHz 以上ではフリッカー雑音は他の雑音と比較して極めて小さくなり無視できる値になる。

ゲート抵抗熱雑音は MOSFET エレメントを分割構成した結果、 $10^{-19} V^2/\Delta f$  以下が得られ他の DS 間熱雑音やゲート誘起雑音と比較して充分小さいことが分かった。フリッカー雑音との比較では周波数 10MHz 以上においてゲート抵抗熱雑音の方が大きくなるが DS 間熱雑音と比較して無視し得る値と言える。

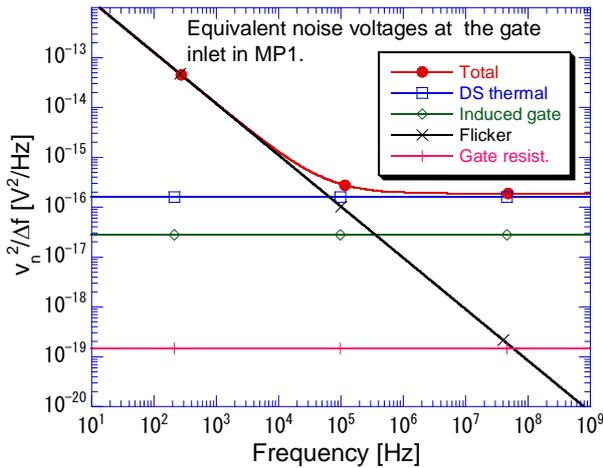


Fig.4.1. Equivalent noises as mean square voltage at the gate inlet in MP1.

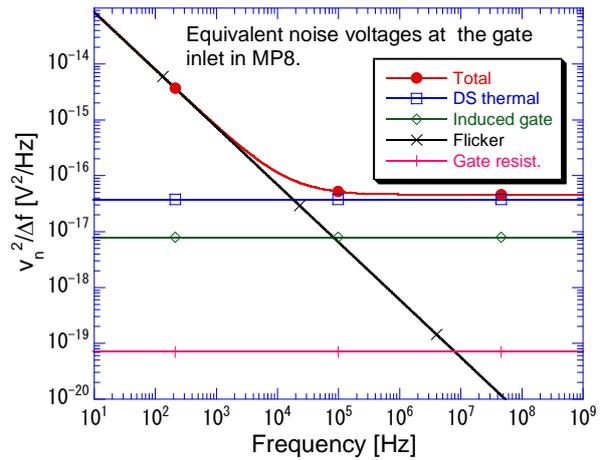


Fig.4.2. Equivalent noises as mean square voltage at the gate inlet in MP8.

Fig.4.4 に MP1、MP8 及び MP16 についてのトータルのゲート入力等価雑音を比較して示した。雑音の大きさは MP1 が MP8 と比較して、フリッカー雑音が支配的な 10kHz 以下では 15 倍程度大きくなっており、1MHz の高周波領域では 4 倍以上の大きさである。MP8 と MP16 の比較ではフリッカー雑音領域及び高周波の DS 間熱雑音領域においても MP16 では 1/2 程度小さな雑音に抑えられることが分かった。これらの雑音の違いは  $g_m$  の大きさによってほぼ決まっている。このことから、 $g_m$  を大きくすることが低雑音増幅器を設計する上で重要であることがわかった。

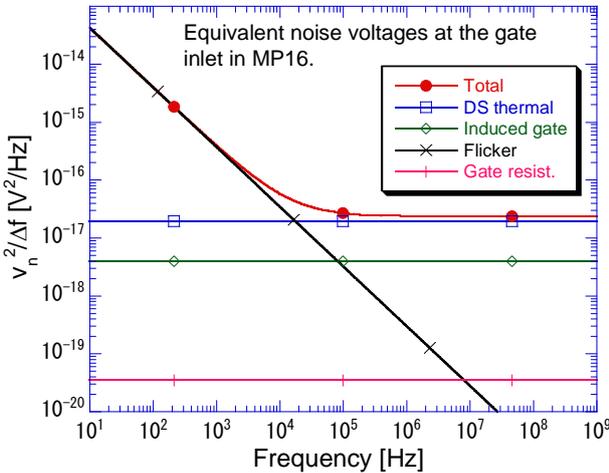


Fig.4.3. Equivalent noises as mean square voltage at the gate inlet in MP16.

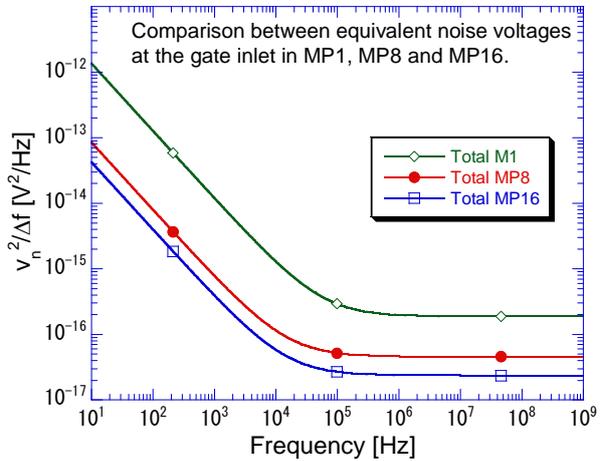


Fig.4.4. Comparison between equivalent noises as mean square voltage at each gate inlet in MP1, MP8, MP16.

## 5. 結 論

高速、低雑音の微小パルス増幅用アナログアンプを ASIC 製造技術により製作するには高い  $g_m$  の MOSFET アセンブリーが必要であるが、 $g_m$  を高くすれば構造がより複雑になり ASIC 製造歩留まりを低下させて製造コストを上げる結果を招くことになる。1 種類の ASIC を製造するには電子回路設計、シリコンウエハーパターン設計及び複雑且つ多数行程のシリコンウエハー微細加工、チップのパッケージマウント及び ASIC 性能検査等が必要であり、数千万円の高いコストがかかる。このことから ASIC に用いる MOSFET アセンブリーの構造は可能な限りシンプルにすることが重要である。

二次元ガス型中性子検出器用 ASIC の開発に必要な high- $g_m$  MOSFET アセンブリーのパターン構造について MP8 と MP16 の 2 つを設計し提案した。MOSFET に固有の雑音源についての計算を示し、提案した MOSFET アセンブリーの雑音量について定量評価した。この結果、100kHz 以上の高周波領域では DS 間熱雑音とゲート誘起雑音が全雑音をほぼ決定し周波数に依存せず一定である。100kHz 以下においてはフリッカー雑音が DS 間熱雑音及びゲート誘起雑音より大きくなり、周波数に反比例して増加し、10kHz 以下ではフリッカー雑音が全雑音を支配することがわかった。MP8 と MP16 の入力等価雑音は 1MHz においてそれぞれ  $4.6 \times 10^{-17}$  及び  $2.4 \times 10^{-17} \text{ V}^2/\text{Hz}$  であり、1kHz の低周波においては  $8 \times 10^{-16}$  及び  $4 \times 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$  であった。雑音周波数 1MHz と 1kHz における雑音を比較したとき、1kHz の低周波で 10 倍以上増大することを示した。

二次元ガス型中性子検出器から出力される信号パルスの周波数帯域は、高域遮断周波数がおおよそ 2MHz であり、低域周波数は DC までである。このことから二次元ガス型中性子検出器用低雑音 ASIC を製作するには、Fig.4.4 に示した MOSFET の雑音周波数特性と検出器信号パルスの周波数帯域を十分考慮して設計することが重要であることがわかった。

## 謝 辞

高速・高分解能二次元ガス型中性子検出器用 ASIC 開発研究を進めるにあたってご支援頂いた日本原子力研究開発機構 J-PARC センター 物質・生命科学研究ディビジョン 中性子基盤セクションリーダー曾山和彦氏及び MOSFET の雑音解析法についてご指導、ご助言頂いた同中性子基盤セクション主任研究員の坂佐井馨氏と副主任研究員の中村龍也氏に深く感謝致します。

参考文献

- 1) 山岸秀志, 他 : “高速・高位置分解能型中性子検出用ガスカウンタ計測システム”, 出願 P2000-253967, 特開2002-62360.
- 2) T.Nakamura, et al. : “Development of high-performance microstrip gas chamber with a capability of track discrimination for neutron detection”, Nucl. Instr. and Meth. A 529(2004) 336.
- 3) H. Yamagishi, et al. : “Microstrip gas chamber with individual read-out using two-level discriminator for neutron detection”, Nucl. Instr. and Meth. A 529(2004) 365.
- 4) A. A. Abidi, : “High-frequency noise measurements on FET’s with small dimensions,” IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-33, pp. 1801–1805, Nov. 1986.
- 5) R. P. Jindal: “Hot-electron effects on channel thermal noise in fine-line NMOS field-effect transistors,” IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-33, pp. 1395–1397, Sept. 1986.
- 6) S. Tedja, J. Van der Spiegel, et al.: “Analytical and experimental studies of thermal noise in MOSFET’s,” IEEE Trans. Electron Devices, vol. 41, pp. 2069–2075, Nov. 1994.
- 7) B. Wang, J. R. Hellums, et al.: “MOSFET thermal noise modeling for analog integrated circuits,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 29, pp. 833–835, July 1994.
- 8) D. Pienkowski, et al.: “A New Method of Minimizing Noise Figure of CMOS LNAs,” in ICNF 2005, Salamanca, Spain, Sept. 2005.
- 9) A. van der Ziel: “Noise in Solid State Devices and Circuits”, pp.88-92 (1986)
- 10) D. M. Binkley, et al.: ”Noise Performance of 0.35- $\mu\text{m}$  SOI CMOS Devices and Micropower Preamplifier from 77-400 K”, 2004 IEEE AeroConf.2003.
- 11) B. Razavi, et al.: “Impact of distributed gate resistance on the performance of MOS devices”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 41, pp. 750–754, Nov. 1994.

# 国際単位系 (SI)

表1. SI基本単位

基本量	SI基本単位	
	名称	記号
長さ	メートル	m
質量	キログラム	kg
時間	秒	s
電流	アンペア	A
熱力学温度	ケルビン	K
物質量	モル	mol
光度	カンデラ	cd

表2. 基本単位を用いて表されるSI組立単位の例

組立量	SI基本単位	
	名称	記号
面積	平方メートル	m <sup>2</sup>
体積	立方メートル	m <sup>3</sup>
速度	メートル毎秒	m/s
加速度	メートル毎秒毎秒	m/s <sup>2</sup>
波数	毎メートル	m <sup>-1</sup>
密度, 質量密度	キログラム毎立方メートル	kg/m <sup>3</sup>
面積密度	キログラム毎平方メートル	kg/m <sup>2</sup>
比体積	立方メートル毎キログラム	m <sup>3</sup> /kg
電流密度	アンペア毎平方メートル	A/m <sup>2</sup>
磁界の強さ	アンペア毎メートル	A/m
量濃度 <sup>(a)</sup> , 濃度	モル毎立方メートル	mol/m <sup>3</sup>
質量濃度	キログラム毎立方メートル	kg/m <sup>3</sup>
輝度	カンデラ毎平方メートル	cd/m <sup>2</sup>
屈折率 <sup>(b)</sup>	(数字の)	1
比透磁率 <sup>(b)</sup>	(数字の)	1

(a) 量濃度 (amount concentration) は臨床化学の分野では物質濃度 (substance concentration) ともよばれる。  
 (b) これらは無次元量あるいは次元1をもつ量であるが、そのことを表す単位記号である数字の1は通常は表記しない。

表3. 固有の名称と記号で表されるSI組立単位

組立量	SI組立単位			
	名称	記号	他のSI単位による表し方	SI基本単位による表し方
平面角	ラジアン <sup>(b)</sup>	rad	1 <sup>(b)</sup>	m/m
立体角	ステラジアン <sup>(b)</sup>	sr <sup>(c)</sup>	1 <sup>(b)</sup>	m <sup>2</sup> /m <sup>2</sup>
周波数	ヘルツ <sup>(d)</sup>	Hz		s <sup>-1</sup>
力	ニュートン	N		m kg s <sup>-2</sup>
圧力, 応力	パスカル	Pa	N/m <sup>2</sup>	m <sup>-1</sup> kg s <sup>-2</sup>
エネルギー, 仕事, 熱量	ジュール	J	N m	m <sup>2</sup> kg s <sup>-2</sup>
仕事率, 工率, 放射束	ワット	W	J/s	m <sup>2</sup> kg s <sup>-3</sup>
電荷, 電気量	クーロン	C		s A
電位差 (電圧), 起電力	ボルト	V	W/A	m <sup>2</sup> kg s <sup>-3</sup> A <sup>-1</sup>
静電容量	ファラド	F	C/V	m <sup>-2</sup> kg <sup>-1</sup> s <sup>4</sup> A <sup>2</sup>
電気抵抗	オーム	Ω	V/A	m <sup>2</sup> kg s <sup>-3</sup> A <sup>-2</sup>
コンダクタンス	ジーメンズ	S	A/V	m <sup>-2</sup> kg <sup>-1</sup> s <sup>3</sup> A <sup>2</sup>
磁束	ウェーバ	Wb	Vs	m <sup>2</sup> kg s <sup>-2</sup> A <sup>-1</sup>
磁束密度	テスラ	T	Wb/m <sup>2</sup>	kg s <sup>-2</sup> A <sup>-1</sup>
インダクタンス	ヘンリー	H	Wb/A	m <sup>2</sup> kg s <sup>-2</sup> A <sup>-2</sup>
セルシウス温度	セルシウス度 <sup>(e)</sup>	°C		K
光照度	ルーメン	lm		cd sr <sup>(c)</sup>
放射線量	ルクス	lx		lm/m <sup>2</sup>
放射線当量, 周辺線量当量, 方向性線量当量, 個人線量当量	シーベルト <sup>(g)</sup>	Sv	J/kg	m <sup>2</sup> s <sup>-2</sup>
酸素活性化	カタール	kat		s <sup>-1</sup> mol

(a) SI接頭語は固有の名称と記号を持つ組立単位と組み合わせても使用できる。しかし接頭語を付した単位はもはやコヒーレントではない。  
 (b) ラジアンとステラジアンは数字の1に対する単位の特別な名称で、量についての情報をつたえるために使われる。実際には、使用する時には記号rad及びsrが用いられるが、習慣として組立単位としての記号である数字の1は明示されない。  
 (c) 測光学ではステラジアンという名称と記号srを単位の表し方の中に、そのまま維持している。  
 (d) ヘルツは周期現象についての、ベクレルは放射性核種の統計的過程についてのみ使用される。  
 (e) セルシウス度はケルビンの特別な名称で、セルシウス温度を表すために使用される。セルシウス度とケルビンの単位の大きさは同一である。したがって、温度差や温度間隔を表す数値はどちらの単位で表しても同じである。  
 (f) 放射性核種の放射能 (activity referred to a radionuclide) は、しばしば誤った用語で"radioactivity"と記される。  
 (g) 単位シーベルト (PV,2002,70,205) についてはCIPM勧告2 (CI-2002) を参照。

表4. 単位の中に固有の名称と記号を含むSI組立単位の例

組立量	SI組立単位		
	名称	記号	SI基本単位による表し方
粘り	パスカル秒	Pa s	m <sup>-1</sup> kg s <sup>-1</sup>
力のモーメント	ニュートンメートル	N m	m <sup>2</sup> kg s <sup>-2</sup>
表面張力	ニュートン毎メートル	N/m	kg s <sup>-2</sup>
角速度	ラジアン毎秒	rad/s	m m <sup>-1</sup> s <sup>-1</sup> =s <sup>-1</sup>
角加速度	ラジアン毎秒毎秒	rad/s <sup>2</sup>	m m <sup>-1</sup> s <sup>-2</sup> =s <sup>-2</sup>
熱流密度, 放射照度	ワット毎平方メートル	W/m <sup>2</sup>	kg s <sup>-3</sup>
熱容量, エントロピー	ジュール毎ケルビン	J/K	m <sup>2</sup> kg s <sup>-2</sup> K <sup>-1</sup>
比熱容量, 比エントロピー	ジュール毎キログラム毎ケルビン	J/(kg K)	m <sup>2</sup> s <sup>-2</sup> K <sup>-1</sup>
比エネルギー	ジュール毎キログラム	J/kg	m <sup>2</sup> s <sup>-2</sup>
熱伝導率	ワット毎メートル毎ケルビン	W/(m K)	m kg s <sup>-3</sup> K <sup>-1</sup>
体積エネルギー	ジュール毎立方メートル	J/m <sup>3</sup>	m <sup>-1</sup> kg s <sup>-2</sup>
電界の強さ	ボルト毎メートル	V/m	m kg s <sup>-3</sup> A <sup>-1</sup>
電荷密度	クーロン毎立方メートル	C/m <sup>3</sup>	m <sup>-3</sup> s A
表面電荷	クーロン毎平方メートル	C/m <sup>2</sup>	m <sup>-2</sup> s A
電束密度, 電気変位	クーロン毎平方メートル	C/m <sup>2</sup>	m <sup>-2</sup> s A
誘電率	ファラド毎メートル	F/m	m <sup>3</sup> kg <sup>-1</sup> s <sup>4</sup> A <sup>2</sup>
透磁率	ヘンリー毎メートル	H/m	m kg s <sup>-2</sup> A <sup>-2</sup>
モルエネルギー	ジュール毎モル	J/mol	m <sup>2</sup> kg s <sup>-2</sup> mol <sup>-1</sup>
モルエントロピー, モル熱容量	ジュール毎モル毎ケルビン	J/(mol K)	m <sup>2</sup> kg s <sup>-2</sup> K <sup>-1</sup> mol <sup>-1</sup>
照射線量 (X線及びγ線)	クーロン毎キログラム	C/kg	kg <sup>-1</sup> s A
吸収線量率	グレイ毎秒	Gy/s	m <sup>2</sup> s <sup>-3</sup>
放射線強度	ワット毎ステラジアン	W/sr	m <sup>3</sup> m <sup>-2</sup> kg s <sup>-3</sup> =m <sup>2</sup> kg s <sup>-3</sup>
放射輝度	ワット毎平方メートル毎ステラジアン	W/(m <sup>2</sup> sr)	m <sup>2</sup> m <sup>-2</sup> kg s <sup>-3</sup> =kg s <sup>-3</sup>
酵素活性濃度	カタール毎立方メートル	kat/m <sup>3</sup>	m <sup>-3</sup> s <sup>-1</sup> mol

表5. SI接頭語

乗数	接頭語	記号	乗数	接頭語	記号
10 <sup>24</sup>	ヨタ	Y	10 <sup>-1</sup>	デシ	d
10 <sup>21</sup>	ゼタ	Z	10 <sup>-2</sup>	センチ	c
10 <sup>18</sup>	エクサ	E	10 <sup>-3</sup>	ミリ	m
10 <sup>15</sup>	ペタ	P	10 <sup>-6</sup>	マイクロ	μ
10 <sup>12</sup>	テラ	T	10 <sup>-9</sup>	ナノ	n
10 <sup>9</sup>	ギガ	G	10 <sup>-12</sup>	ピコ	p
10 <sup>6</sup>	メガ	M	10 <sup>-15</sup>	フェムト	f
10 <sup>3</sup>	キロ	k	10 <sup>-18</sup>	アト	a
10 <sup>2</sup>	ヘクト	h	10 <sup>-21</sup>	ゼプト	z
10 <sup>1</sup>	デカ	da	10 <sup>-24</sup>	ヨクト	y

表6. SIに属さないが、SIと併用される単位

名称	記号	SI単位による値
分	min	1 min=60s
時	h	1 h=60 min=3600 s
日	d	1 d=24 h=86 400 s
度	°	1°=(π/180) rad
分	'	1'=(1/60)°=(π/10800) rad
秒	"	1"=(1/60)'=(π/648000) rad
ヘクタール	ha	1 ha=1 hm <sup>2</sup> =10 <sup>4</sup> m <sup>2</sup>
リットル	L, l	1 L=1 l=1 dm <sup>3</sup> =10 <sup>3</sup> cm <sup>3</sup> =10 <sup>-3</sup> m <sup>3</sup>
トン	t	1 t=10 <sup>3</sup> kg

表7. SIに属さないが、SIと併用される単位で、SI単位で表される数値が実験的に得られるもの

名称	記号	SI単位で表される数値
電子ボルト	eV	1 eV=1.602 176 53(14)×10 <sup>-19</sup> J
ダルトン	Da	1 Da=1.660 538 86(28)×10 <sup>-27</sup> kg
統一原子質量単位	u	1 u=1 Da
天文単位	ua	1 ua=1.495 978 706 91(6)×10 <sup>11</sup> m

表8. SIに属さないが、SIと併用されるその他の単位

名称	記号	SI単位で表される数値
バール	bar	1 bar=0.1 MPa=100 kPa=10 <sup>5</sup> Pa
水銀柱ミリメートル	mmHg	1 mmHg=133.322 Pa
オングストローム	Å	1 Å=0.1 nm=100 pm=10 <sup>-10</sup> m
海里	M	1 M=1852 m
バイン	b	1 b=100 fm <sup>2</sup> =(10 <sup>-12</sup> cm) <sup>2</sup> =10 <sup>-28</sup> m <sup>2</sup>
ノット	kn	1 kn=(1852/3600) m/s
ネーパ	Np	SI単位との数値的な関係は、対数量の定義に依存。
ベクレル	B	
デジベル	dB	

表9. 固有の名称をもつCGS組立単位

名称	記号	SI単位で表される数値
エルグ	erg	1 erg=10 <sup>-7</sup> J
ダイン	dyn	1 dyn=10 <sup>-5</sup> N
ポアズ	P	1 P=1 dyn s cm <sup>-2</sup> =0.1 Pa s
ストークス	St	1 St=1 cm <sup>2</sup> s <sup>-1</sup> =10 <sup>-4</sup> m <sup>2</sup> s <sup>-1</sup>
スチルブ	sb	1 sb=1 cd cm <sup>-2</sup> =10 <sup>-4</sup> cd m <sup>-2</sup>
ファ	ph	1 ph=1 cd sr cm <sup>-2</sup> 10 <sup>4</sup> lx
ガラ	Gal	1 Gal=1 cm s <sup>-2</sup> =10 <sup>-2</sup> ms <sup>-2</sup>
マクスウェル	Mx	1 Mx=1 G cm <sup>2</sup> =10 <sup>-8</sup> Wb
ガウス	G	1 G=1 Mx cm <sup>-2</sup> =10 <sup>-4</sup> T
エルステッド <sup>(c)</sup>	Oe	1 Oe ≐ (10 <sup>3</sup> /4π) A m <sup>-1</sup>

(c) 3元系のCGS単位系とSIでは直接比較できないため、等号「≐」は対応関係を示すものである。

表10. SIに属さないその他の単位の例

名称	記号	SI単位で表される数値
キュリー	Ci	1 Ci=3.7×10 <sup>10</sup> Bq
レントゲン	R	1 R=2.58×10 <sup>-4</sup> C/kg
ラド	rad	1 rad=1 cGy=10 <sup>-2</sup> Gy
レム	rem	1 rem=1 cSv=10 <sup>-2</sup> Sv
ガンマ	γ	1 γ=1 nT=10 <sup>-9</sup> T
フェルミ	f	1 f=1 fm=10 <sup>-15</sup> m
メートル系カラット		1メートル系カラット=200 mg=2×10 <sup>-4</sup> kg
トル	Torr	1 Torr=(101 325/760) Pa
標準大気圧	atm	1 atm=101 325 Pa
カロリ	cal	1 cal=4.1868 J (「15°C」カロリ), 4.1868 J (「IT」カロリ), 4.184 J (「熱化学」カロリ)
マイクロン	μ	1 μ=1 μm=10 <sup>-6</sup> m

