



JAEA-Research  
2011-050

## 低雑音増幅器と雑音性能

(委託研究)

A Low Noise Amplifier and Its Noise Performances  
(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

October 2012

Japan Atomic Energy Agency

日本原子力研究開発機構

JAEA-Research

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, 2012

## 低雑音増幅器と雑音性能 (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<sup>\*</sup>、 藤 健太郎

(2011年 12月14日受理)

高速、高位置分解能二次元ガス中性子検出器システムを実現するには、高速低雑音 ASIC が必要である。高速低雑音 ASIC を開発するため、これに必要な高い  $g_m$  で低雑音の p-MOSFET、MP8 と MP16 を提案した。本稿では簡単な低雑音増幅器(LNA)を提案し、LNA におけるノイズパワーと雑音指数(NF)の計算法を示した。また、LNA に MP8 及び MP16 を適用して NF を計算評価し、これらの p-MOSFET が高速低雑音 ASIC 用として十分な性能を有していることを確認した。

---

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 2-4

※派遣社員(日本アドバンステクノロジー株式会社)

**A Low Noise Amplifier and Its Noise Performances**  
(Contract Research)

Hideshi YAMAGISHI<sup>※</sup> and Kentaro TOH

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

(Received December 14, 2011)

For development of two-dimensional position sensitive (2-D) neutron detectors with fast response and high spatial resolution, an ASIC with fast response and low noise performances is required. The MP8 and MP16, consisting of p-MOSFETs, with high  $g_m$  and low noise have been proposed to develop the ASIC. In this paper a simple low noise amplifier (LNA) was designed and the noise power and the noise figure were analytically calculated. The results were also applied to LNAs using MP8 or MP16 configuration. The results showed that the MP8 and MP16 had enough performances for the ASIC.

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. p-MOSFET を用いた低雑音増幅器 (LNA)	2
2.1 LNA の構成	2
2.2 LNA の入力インピーダンス	2
2.3 LNA の雑音源を含めた等価回路	3
2.4 雑音指数 (Noise Figure, NF)	4
3. LNA におけるノイズパワースペクトル密度( $S_0$ )	5
3.1 LNA における入力ゲート回路パラメータ	5
3.2 信号源抵抗による $S_0$	5
3.3 DS 間抵抗雑音電流による $S_0$	6
3.4 ゲート誘起雑音(Induced gate noise)	6
3.5 DS 間抵抗雑音とゲート誘起雑音による総合 $S_0$	7
3.6 フリッカー雑音による $S_0$	8
3.7 ゲート抵抗及び $L_g$ 抵抗雑音による $S_0$	9
3.8 LNA の雑音指数(NF)	9
4. LNA の特性	11
4.1 雑音指数評価に必要な MOSFET のパラメータ	11
4.2 雑音指数評価	13
5. 結論	15
謝 辞	15
参考文献	16

Contents

1. Introduction -----	1
2. A low noise amplifier (LNA) with p-MOSFETs -----	2
2.1 The construction of LNA -----	2
2.2 Input impedance in LNA-----	2
2.3 The equivalent circuit with noise sources for LNA-----	3
2.4 Noise figure (NF)-----	4
3. Noise power spectral density ( $S_o$ ) in LNA-----	5
3.1 Circuit parameters at the gate in LNA -----	5
3.2 $S_o$ due to signal source resistance -----	5
3.3 $S_o$ due to channel thermal noise -----	6
3.4 Induced gate noise -----	6
3.5 $S_o$ due to total noise consisted channel thermal noise and induced gate noise -----	7
3.6 $S_o$ due to flicker noise -----	8
3.7 $S_o$ due to induced gate resistance and $L_g$ resistance noises -----	9
3.8 NF for LNA -----	9
4. Noise performances of LNA-----	11
4.1 Parameters in MOSFET for estimation of NF -----	11
4.2 Evaluation of NF -----	13
5. Conclusion -----	15
Acknowledgment -----	15
References -----	16

図リスト

Fig.2.1. A LNA circuit with p-MOSFETs. -----	2
Fig.2.2. Equivalent circuit of the LNA for calculation of input impedance $Z_i$ . -----	2
Fig.2.3. Equivalent circuit of the LNA for input stage noise calculations. -----	3
Fig.4.1. Schematic diagram of MP8 with high $g_m$ consisted of 16 p-MOSFETs. -----	11
Fig.4.2. Schematic diagram of MP16 with high $g_m$ consisted of 32 p-MOSFETs.-----	11
Fig.4.3. Zero-bias drain conductance, $g_{d0}$ , of MP1, MP8 and MP16 as a function of $V_{gs}$ -----	11
Fig.4.4. Transconductance, $g_m$ , of MP1, MP8 and MP16 as a function of $V_{gs}$ -----	11
Fig.4.5. Noise power ratios of MP8 compared with each noise source. -----	12
Fig.4.6. $G_m$ characteristics of the LNA compared with MP1, MP8 and MP16. -----	12
Fig.4.7. NF characteristics of the LNA as a function of the resonance frequency. -----	13
Fig.4.8. NF characteristics of the LNA as a function of $V_{gs}$ . -----	14
Table 4.1. Parameters of p-MOSFETs at the condition as same drain current density. -----	13

This is a blank page.



## 1. 序 論

高速・高位置分解能二次元ガス型中性子検出器用の多チャンネル高速微小信号計測システムを実現するには、高速微小信号増幅器、パルス整形回路、パルス波高弁別回路及び LVDS(Low Voltage differential signaling) 出力回路から構成される信号処理チャンネルを 10mm 角の Si チップ上に数 10 チャンネル以上を組み込める ASIC (Application Specific Integrated Circuit) の開発が不可欠である。二次元ガス型中性子検出器からの出力パルスが 100fC 以下と極めて小さいため、ASIC に組み込まれる高速微小信号増幅器には低雑音の増幅器が必要である。

高機能低雑音 ASIC の製作には Si-MOSFET(Silicon-type Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)を用いる必要があるが、MOSFET は作動原理上、バイポーラ・トランジスタと比較して、速度が遅く雑音が大き、その上、変換コンダクタンス  $g_m$  (信号増幅度)が mS オーダで小さい等の大きな欠点がある。特にフリッカー雑音、別名  $1/f$  と呼ばれる低周波雑音はバイポーラ・トランジスタと比較して 1 桁程度大きい等、数多くの課題がある。

しかし、MOSFET はゲートが酸化皮膜により DS チャンネル間と絶縁されているため、入力バイアス電流が 1pA 程度であり殆ど必要としない。このため低消費電力である。ゲート回路にキャパシタンスを持ち回路内にキャパシタンスを容易に作ることができ、デジタル回路を構成するのに優位である。近年、携帯電話等の普及によって高密度、高速且つ低消費電力の集積回路の要求が高まり、CMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor)の微細加工技術が飛躍的に進んだ。また、多機能のアナログとデジタル回路を 1 チップ化したモノリシック集積回路 ASIC の需要も高まり、アナログ回路を CMOS で製造する技術も進歩した。速度が遅い課題については、電極間距離を数 100nm 以下に微細化する技術の進歩により、遮断周波数が GHz 以上の CMOS も製造可能になり、バイポーラ・トランジスタと同等レベルに向上した。作動速度が遅い p-MOSFET については Si に歪を付けて高速化する技術の研究が精力的に進められている。低周波帯域で問題となる  $1/f$  雑音については、MOS 電極間幅と長さを最適化設計する方法やチョップ・アンプ等の回路設計を工夫することで改善が図られている。

我々は二次元ガス型中性子検出器の信号読み取り及び処理する高性能 ASIC の開発を目指しているが、このためには二次元ガス型中性子検出器からの出力パルスの周波数帯域において低雑音且つ高  $g_m$  の MOSFET エレメントが必要である。上記のことから二種類の MOSFET エレメント MP8 と MP16 を設計し報告した。本稿では MP8 及び MP16 の MOSFET の雑音を定量評価するため、これらを用いて低雑音増幅器を構築してそれぞれの雑音指数(Noise Figure, F または NF)を計算比較した。

## 2. p-MOSFET を用いた低雑音増幅器 (LNA)

### 2.1 LNA の構成

p-MOSFET を用いた低雑音増幅器(Low Noise Amplifier, LNA)の構成を Fig. 2.1 に示す。高周波対応の増幅器の場合には作動速度の速い n-MOSFET を用いて設計する方が現実的であるが、本稿においては二次元ガス中性子検出器システム用 ASIC に使用する MOSFET エレメントの雑音評価をするために、遇えて低周波雑音で 1 桁弱優位な p-MOSFET を用いた。Fig. 2.1 の LNA では p-MOSFET のソースに小さなインダクタンス  $L_s$  を挿入し、ゲート回路にインダクタンス  $L_g$  を入れていることが特徴である。Fig. 2.2 に LNA の等価回路を示す。この増幅器では  $L_g$  及び  $L_s$  を挿入することにより増幅器の入力インピーダンスを下げ、且つ信号源とのインピーダンスマッチングを図り、増幅率を MOSFET が持っている  $g_m$  の数百倍にさせ、更に周波数帯域を信号周波数に合わせて極めて狭くすることによって低雑音化を図っている。

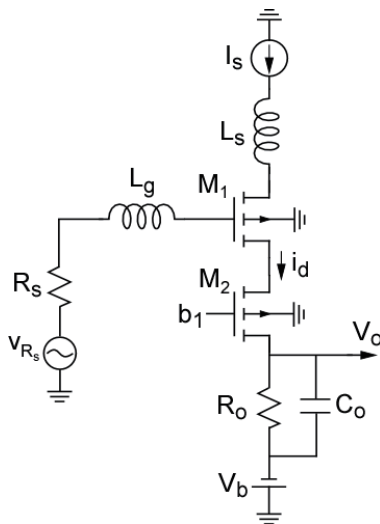


Fig.2.1. A LNA circuit with p-MOSFETs.

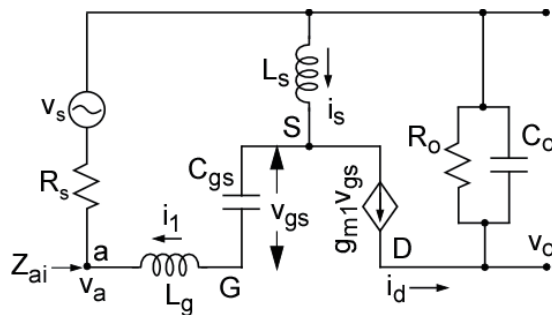


Fig.2.2. Equivalent circuit of the LNA for calculation of input impedance  $Z_i$ .

### 2.2 LNA の入力インピーダンス

図中の  $v_s$  が電圧信号源であり、 $R_s$  がその出力インピーダンスを表している。 $L_s$  は MOSFET の入力インピーダンスを信号源インピーダンスと整合させるために挿入される。ゲート回路に挿入された  $L_g$  とソース回路の  $L_s$  の合計インダクタンスは MOSFET のゲートとソース間キャパシタンス  $C_{gs}$  を補償するために挿入された。Fig.2.2 の  $g_{m1}v_{gs}$  は MOSFET-M<sub>1</sub> の等価電流源である。 $R_o$  及び  $C_o$  の並列回路は負荷インピーダンスである。 $Z_{ai}$  はゲート回路 a 点から見た LNA の入力インピーダンスであり、式 2.1 によって表わされる。LNA の共振周波数  $f_0$  は式 2.2 で表わされ、 $f_0$  における  $Z_{ai}$  は式 2.3 となる。ここで  $\omega_T$  は M<sub>1</sub> の遮断角周波数で、MOSFET の作動の速さを表す重要なパラメータであり式 2.4 により求められる。

$$Z_{ai}(s) = s(L_s + L_g) + \frac{1}{sC_{gs}} + \left(\frac{g_{m1}}{C_{gs}}\right)L_s \text{ ----- (2.1)}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L_s + L_g)C_{gs}}} \text{----- (2.2)}$$

$$Z_{ai} \approx \omega_T L_s \quad (\text{at resonance}) \text{----- (2.3)}$$

$$\therefore \omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}} \text{----- (2.4)}$$

LNAの入ラインピーダンスを信号源インピーダンスにマッチングさせた時の共振周波数  $f_0$  における  $L_s$  及び  $L_g$  はそれぞれ式 2.5 及び 2.6 で表わされる。

$$L_s = \frac{R_s}{\omega_T} \quad (\text{at resonance}) \text{----- (2.5)}$$

$$L_g(s_0) = \frac{1 - s_0^2 C_{gs} R_s / \omega_T}{s_0^2 C_{gs}} \quad (\text{at resonance}) \text{----- (2.6)}$$

### 2.3 LNA の雑音源を含めた等価回路

Fig. 2.3 に LNA の雑音源を含めた等価回路を示す。図中  $R_s$  は信号源の出ラインピーダンスの抵抗成分である。 $v_{R_s}$  は  $R_s$  による熱雑音を表す。 $R_\ell$  は  $L_g$  の抵抗成分であり、 $v_\ell$  は  $R_\ell$  による熱雑音である。 $R_g$  はゲートの Polysilicon による抵抗であり、式 2.7<sup>(1)</sup> で表わされる。ここで  $R_{g1}$  は MOSFET 素子 1 個のゲート抵抗であり、 $R_\square$  が Polysilicon のシート抵抗で  $\Omega/\text{sq}$  の単位で表わされる。 $W$  と  $L$  は MOSFET 素子のゲート幅とゲート長で、 $n_w$  はボンディングワイヤの本数である。

$$R_{g1} = \frac{R_\square W}{3n_w^2 L} \quad , \quad R_g = \frac{R_{g1} (n+1)(2n+1)}{a m 6n} \text{----- (2.7)}$$

ここで  $a$  は MOSFET 素子のカスケード接続個数、 $n$  はパラレル接続組数であり、 $m$  がパラレル接続段数を表している。 $v_{R_g}$  は  $R_g$  による熱雑音である。

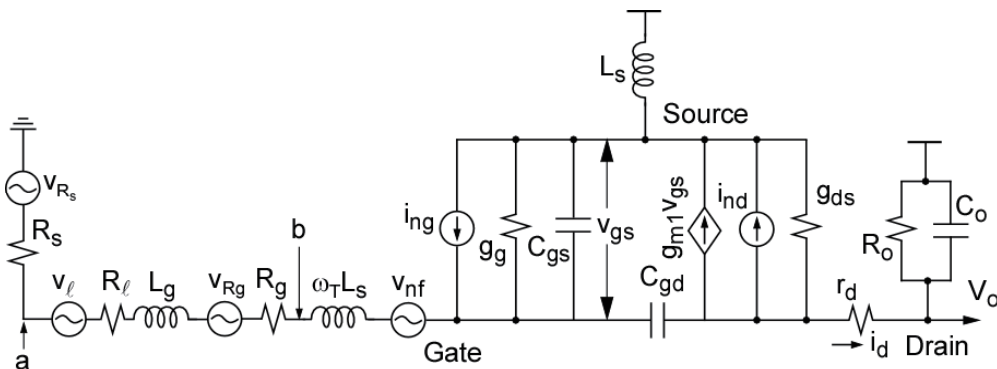


Fig.2.3. Equivalent circuit of the LNA for input stage noise calculations.

$\omega_T L_s$  は共振周波数における増幅器の入ラインピーダンスを表している。 $v_{nf}$  はフリッカー雑音の等価雑音源である。 $i_{ng}$  はゲート誘起雑音電流であり、 $g_g$  がその電流雑音源の等価出力アドミタンスである。また、 $i_{nd}$  はドレイン・ソース間抵抗(DS間抵抗)による等価雑音電流で、 $g_{ds}$  がその電流雑音源の等価出力アドミタンスである。 $r_d$  はドレインの出力抵抗である。 $R_o$  と  $C_o$  の並列回路は負荷インピーダンスである。

## 2.4 雑音指数 (Noise Figure, NF)

増幅器の雑音に対する性能の良否を表す指標として雑音指数(Noise Figure, N, NF)が用いられる。一般に雑音指数 F と NF は使い分けられており、F は増幅器の入力における信号対雑音比と出力における信号対雑音比の比率で表わされ、NF は F を雑音計算において扱いやすいデシベル(dB)で表わしたものである。F 及び NF の計算式を式 2.8 及び 2.9 に示す。

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{AN_i+N_o}{AN_i} = \frac{\text{Total output noise}}{\text{Total output noise due to the source}} \quad \text{----- (2.8)}$$

$$NF = 10\text{Log}_{10} \frac{AN_i+N_o}{AN_i} \quad \text{----- (2.9)}$$

ここで、 $S_i$  及び  $N_i$  はそれぞれ増幅器入力における信号と雑音レベルであり、 $S_o$  及び  $N_o$  はそれぞれ増幅器出力における信号と雑音レベルを表している。A は増幅器のゲインである。

増幅器の雑音指数 F を求めるには、Fig.2.3 に示した信号源及び増幅器に内蔵するそれぞれの雑音源によって増幅器出力端に発生するノイズパワーを計算する必要がある。

### 3. LNA におけるノイズパワースペクトル密度( $S_o$ )

本章では Fig.2.3 の LNA 等価回路に示した信号源抵抗  $R_s$ 、DS 間抵抗雑音電流  $i_{nd}$ 、ゲート誘起雑音電流  $i_{ng}$ 、フリッカー雑音  $v_{nf}$ 、ゲート抵抗雑音  $v_{Rg}$  及び  $L_g$  の抵抗雑音  $R_\ell$  によって増幅器出力端に発生するそれぞれの Noise power spectral density( $S_o$ )の計算方法について述べる。 $S_o$ は式 3.1 に示すように、雑音の大きさを単位周波数当たりの二乗平均電圧又は二乗平均電流で表したものである。

$$S_{ov} = \frac{v_n^2}{\Delta f} \left[ \frac{V^2}{\text{Hz}} \right], S_{oi} = \frac{i_n^2}{\Delta f} \left[ \frac{A^2}{\text{Hz}} \right] \text{----- (3.1)}$$

#### 3.1 LNA における入力ゲート回路パラメータ

LNA 出力の  $S_o$  を計算するには、入力ゲート回路のインピーダンス及びアドミタンスを調べておくと便利である。式 2.1 に示した LNA の入力インピーダンス  $Z_{ai}$  から入力ゲート回路の総合インピーダンス  $Z_i$  は式 3.2 で表わされることは容易に想像できる。

$$Z_i(s) = R_s + \omega_T L_s + s(L_s + L_g) + \frac{1}{sC_{gs}} \text{----- (3.2)}$$

$Z_i$  の抵抗成分及びリアクタンス成分をそれぞれ  $R_i$ 、 $X_c$  及び  $X_i$  として式 3.3、3.4 及び 3.5 で表わす。すると  $Z_i$  は式 3.6 で表わされる。

$$R_i = R_s + \omega_T L_s \text{----- (3.3)}$$

$$X_i(s) = s(L_s + L_g) + \frac{1}{sC_{gs}} \text{----- (3.4)}$$

$$X_c(s) = \frac{1}{sC_{gs}} \text{----- (3.5)}$$

$$Z_i(s) = R_i + X_i \text{----- (3.6)}$$

#### 3.2 信号源抵抗による $S_o$

雑音指数(F)の計算では信号源抵抗  $R_s$  による  $S_o$  が基準となる。LNA のゲート回路における信号源抵抗雑音電圧  $v_{Rs}$  の二乗平均値は式 3.7 で表わされる。

$$\overline{v_{Rs}^2} = 4kTR_s \Delta f \text{----- (3.7)}$$

ここで、 $k$  : ボルツマン定数  $8.845 \times 10^{-12}$ 、 $T$  : 絶対温度、 $f$  : 周波数である。この雑音によって LNA 出力に発生する  $S_{o,src}$  は式 3.8 で求めることができる。下段の式は共振周波数における  $S_o$  である。

$$\begin{aligned} S_{o,src}(s) &= 4kTR_s g_{m1}^2 \left( \frac{X_c}{Z_i} \right)^2 \text{----- (3.8)} \\ &= 4kTR_s g_{m1}^2 \left( \frac{X_c}{R_i} \right)^2 \quad (\text{at resonance}) \end{aligned}$$

ここで  $g_{m1}$  は MOSFET- $M_1$  のトランスコンダクタンスである。式 3.8 から LNA では  $M_1$  のトランスコンダクタンスが見掛け上、 $X_c/Z_i$  倍された増幅率と等価であることがわかる。共振周波数においては  $X_c/R_i$  倍である。一般に  $X_c \gg Z_i$  及び  $X_c \gg R_i$  の関係にあるから、LNA では見掛け上の  $g_m$  を極めて大きくすることができる。

### 3.3 DS 間抵抗雑音電流による $S_o$

DS 間抵抗雑音電流  $i_{nd}$  は MOSFET のドレーン・ソース間の抵抗 ( $1/g_{d0}$ ) によって発生するドレーン電流雑音である。 $i_{nd}$  の二乗平均電値は式 3.9<sup>(1)</sup> で表わされる。

$$\overline{i_{nd}^2} = 4kT\gamma g_{d0} \Delta f \text{ ----- (3.9)}$$

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  $2/3 \sim 1$ <sup>(2)(5)</sup>、ショートチャンネルでは  $2 \sim 3$ <sup>(2)</sup>、 $g_{d0}$  : 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.2.1 に示す LNA の出力端における  $i_{nd}$  による  $S_o$  を知るには、 $i_{nd}$  雑音が LNA によりどの程度増幅されるかを計算する必要がある。LNA- $M_1$  のゲートにおける  $i_{nd}$  による等価雑音電圧は  $i_{nd}/g_{m1}$  で表わされるが、 $M_1$  ソース回路に挿入された  $L_s$  のフィードバック効果により、見掛け上の入力電圧は  $(R_s + X_i)/Z_i$  比を掛けた大きくなる。共振周波数においてはその比は  $R_s/R_i$  である。この結果、DS 間抵抗雑音電流によるノイズパワー  $i_{nda}^2$  は式 3.10 のように表わされる。

$$\begin{aligned} \overline{i_{nda}^2} &\approx 4kT\gamma g_{d0} \frac{R_s^2 + X_i^2}{Z_i^2} \Delta f \text{ ----- (3.10)} \\ &= 4kT\gamma g_{d0} \left(\frac{R_s}{R_i}\right)^2 \Delta f \quad (\text{at resonance}) \end{aligned}$$

式 3.10 から LNA では共振周波数において DS 間抵抗雑音電流  $i_{nd}$  は約 1/2 に低減されることがわかった。

### 3.4 ゲート誘起雑音(Induced gate noise)

DS 間抵抗によって発生した雑音電圧はゲートキャパシタンス  $C_{gs}$  を介してゲート回路にゲート誘起雑音電流  $i_{ng}$  を誘起する。 $i_{ng}$  の発生メカニズムの詳細については参考文献<sup>(1)</sup>で示した。 $i_{ng}$  の二乗平均値は式 3.11 で表わされる。

$$\overline{i_{ng}^2} = 4kT\delta g_g \Delta f \text{ ----- (3.11)}$$

$$g_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{\eta g_{d0}} \text{ ----- (3.12)}$$

ここで、 $\delta$  : チャンネル間距離で決まる係数  $4/3 \sim 4/15$ <sup>(6)</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り、式 3.12 で表わされる。 $\eta$  : チャンネル構造係数  $1/5 \sim 1$ <sup>(6)</sup> である。

ゲート誘起雑音はその発生源が DS 間抵抗であるため、同じ発生源による DS 間熱雑音電流  $i_{nd}$  と強い相関を持つ。式 3.13 に相関係数を含めたゲート誘起雑音の二乗平均電流値を表す式を示す。

$$\overline{i_{ng}^2} = 4kT\delta(1 - |c|^2)g_g\Delta f + 4kT\delta|c|^2|g_g\Delta f \text{ ----- (3.13)}$$

$$c = \frac{S_{ig \cdot id}}{\sqrt{S_{ig}S_{id}}} \approx 0.395j \text{ ----- (3.14)}$$

$$S_{id} = \frac{8}{3}kTg_{d0}, \quad S_{ig} = \frac{16}{15}kT\frac{(sC_{gs})^2}{g_{d0}}, \quad S_{ig \cdot id} = \frac{2}{3}kT sC_{gs} \text{ ----- (3.15)}$$

ここで  $c$  は相関係数であり、式 3.14 は A.van der Ziel<sup>(7)</sup>モデルの近似式として広く用いられている。 $S_{id}$ 、 $S_{ig}$  及び  $S_{ig \cdot id}$  は近似値としてそれぞれ式 3.15<sup>(7)</sup>で表わされる。式 3.13 において右辺第 1 項が非相関の  $i_{ng}$  電流成分で、第 2 項が相関する  $i_{ng}$  電流成分である。

### 3.5 DS 間抵抗雑音とゲート誘起雑音による総合 $S_o$

DS 間抵抗雑音とゲート誘起雑音による総合  $S_o$  を計算するには、相関、非相関の雑音を考慮して計算する必要がある。LNA においてはゲート回路にインダクタンス  $L_g$  と信号源抵抗  $R_s$  が入るため、 $i_{nd}$  の位相がさらにずれる。この結果、相関の度合いは式 3.14 のみでは決まらない。DS 間抵抗雑音とゲート誘起雑音による総合  $S_{o,ind,ing}$  は式 3.16 によって計算されなければならない。

$$S_{o,ind,ing}(s) = \frac{\overline{(i_{nda} + i_{ngdcc})^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{ngdcu}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{ngdu}^2}}{\Delta f} \text{ ----- (3.16)}$$

ここで、 $i_{nda}$  は DS 間抵抗雑音によるドレーン電流、 $i_{ngdcc}$  は  $c$  相関係数で相関した  $i_{ngdc}$  の内、 $R_s$  で位相がずれたあとも  $i_{nda}$  と相関するドレーン電流である。 $i_{ngdcu}$  は  $c$  相関係数で相関した  $i_{ngdc}$  の内、 $R_s$  で位相がずれたことによって  $i_{nda}$  と非相関になったドレーン電流である。 $i_{ngdu}$  は  $c$  相関係数で非相関となったドレーン電流である。 $i_{ng}$  は DS 間抵抗雑音電圧と  $C_{gs}$  の分布乗数回路により誘起するため、その相関、非相関電流の計算は少々厄介である。以下に  $i_{ngdcc}$ 、 $i_{ngdcu}$  及び  $i_{ngdu}$  のそれぞれのノイズパワーの計算方法を示し、その後 DS 間抵抗雑音とゲート誘起雑音による総合  $S_o$  を検討する。

$i_{ngdcc}$  の二乗平均電流は式 3.17 で与えられる。

$$\begin{aligned} \overline{i_{ngdcc}^2} &= 4kT\gamma g_{d0} \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} |c|^2 \left(\frac{X_c}{Z_i}\right)^2 \Delta f \text{ ----- (3.17)} \\ &= 4kT\gamma g_{d0} \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} |c|^2 \left(\frac{X_c}{R_i}\right)^2 \Delta f \quad (\text{at resonance}) \end{aligned}$$

ここで、 $4kT\gamma g_{d0}$  は DS 間抵抗雑音によるドレーン電流  $i_{nd}$  の二乗平均電流である。 $(\delta\alpha^2)/(\eta\gamma)$  はゲート誘起雑音電流と DS 間抵抗雑音電流の二乗平均値  $4kT\gamma g_{d0}$  とを比較するための変換定数である。 $c$  は前記した相関係数である。 $(X_c/Z_i)$  比は  $c$  相関係数で相関した  $i_{ngdc}$  の内、 $R_s$  で位相がずれたあとも尚  $i_{nda}$  と相関する電流と  $i_{ngdc}$  との比率であり、一般に  $X_c \gg Z_i$  の関係にある。また、共振周波数では上記の比率は  $(X_c/R_i)$  となる。 $R_i$  は信号源抵抗  $R_s$  と LNA の入力インピーダンス  $\omega_T L_s$

の和であり、 $(X_c/R_i)$ 比もまた  $X_c \gg R_i$  の関係にある。このことから LNA では  $i_{ngdce}$  は  $i_{nd}$  に比べて極めて大きく増幅されることを示している。

$i_{ngdce}$  の二乗平均電流は式 3.18 で与えられる。

$$\begin{aligned} \overline{i_{ngdce}^2} &= 4kT\gamma g_{d0} \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} |c^2| \left(\frac{R_s}{Z_i}\right)^2 \Delta f \text{ ----- (3.18)} \\ &= 4kT\gamma g_{d0} \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} |c^2| \left(\frac{R_s}{R_i}\right)^2 \quad (\text{at resonance}) \end{aligned}$$

ここで、 $(R_s/Z_i)$ 比は  $c$  相関係数で相関した  $i_{ngdc}$  の内、 $R_s$  で位相がずれたあと  $i_{nda}$  と非相関になる電流と  $i_{ngdc}$  との比率である。共振周波数では  $Z_i=R_i$  となる結果、 $(R_s/R_i)=1/2$  となる。このように LNA では  $i_{ngdce}$  は  $i_{ngdce}$  と比べて非常に小さい出力となることを示している。

$i_{ngdu}$  の二乗平均電流は式 3.19 で与えられる。

$$\begin{aligned} \overline{i_{ngdu}^2} &= 4kT\gamma g_{d0} \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} (1 - |c^2|) \frac{R_s^2 + X_c^2}{Z_i^2} \Delta f \text{ ----- (3.19)} \\ &= 4kT\gamma g_{d0} \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} (1 - |c^2|) \frac{R_s^2 + X_c^2}{R_i^2} \quad (\text{at resonance}) \end{aligned}$$

ここで、 $(1-|c^2|)$ はゲート誘起雑音電流  $i_{ng}$  の非相関係数である。ゲートキャパシタンス  $C_{gs}$  で非相関になった  $i_{ng}$  は全量が  $i_{ngdu}$  となる。従って、式 3.17 と 3.18 から類推して増幅率  $(R_s+X_c)/Z_i$  を容易に導くことができる。共振周波数ではその増幅率は  $(R_s+X_c)/Z_i$  になる。これらの増幅率も非常に大きい結果、 $i_{ngdu}$  も大きな出力となる。

上記の式 3.16 から 3.19 を用いて DS 間抵抗雑音とゲート誘起雑音による総合  $S_{o,ind,ing}$  を求めると式 3.20 が得られる。

$$\begin{aligned} S_{o,ind,ing}(s) &= 4kT\gamma g_{d0} \left(\frac{R_s}{Z_i}\right)^2 \left( \left(1 + \frac{X_i}{R_s}\right)^2 + 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \frac{X_c}{R_s}} \left(1 + \frac{X_i}{R_s}\right) + \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \left(1 + \frac{X_c^2}{R_s^2}\right) \right) \\ &\text{----- (3.20)} \\ &= 4kT\gamma g_{d0} \left(\frac{R_s}{R_i}\right)^2 \left( 1 + 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \frac{X_c}{R_s}} + \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \left(1 + \frac{X_c^2}{R_s^2}\right) \right) \quad (\text{at resonance}) \end{aligned}$$

本稿で提案した LNA は数 100MHz 以上の高周波帯域において作動させることを目的とした増幅器であるため、その出力における  $S_o$  は式 3.20 により表わすことができる。その他の雑音源による  $S_o$  は無視出来るほど十分小さい。

以下に参考のため、フリッカー  $1/f$  雑音、ゲート抵抗雑音及び  $L_g$  抵抗雑音による  $S_o$  の計算法を示した。

### 3.6 フリッカー雑音による $S_o$

フリッカー雑音は  $1/f$  雑音とも呼ばれ、ゲート入力に発生する雑音は周波数に逆比例して増加する。 $1/f$  雑音電圧  $v_{nf}$  の二乗平均値は式 3.21 で表わされる。



$$\overline{V_{nf}^2} = \frac{K_a}{C_{ox}^2 W L f^{\alpha_f}} \Delta f \text{ ----- (3.21)}$$

ここで  $K_a$  : 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  $2.87 \times 10^{-27} [C^2/m^2]^{(8)}$ 、 $C_{ox}$  : ゲート酸化膜の単位面積当たりのキャパシタンス  $[F/m^2]$ 、 $W$  : 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  $1.03^{(8)}$ 、n-MOS では  $1.05^{(8)}$  の 1 に近い値である。

フリッカー雑音はゲート入力に発生する雑音電圧であるから、これによる  $S_{o,1/f}$  は式 3.22 で表わされる。

$$S_{o,1/f}(s) = \frac{4K_F W L \omega_T^2}{9} \frac{1}{f^{\alpha_f}} \left( \frac{X_c}{Z_i} \right)^2 \text{ ----- (3.22)}$$

$$= \frac{4K_F W L \omega_T^2}{9} \frac{1}{f^{\alpha_f}} \left( \frac{X_c}{R_i} \right)^2 \quad (\text{at resonance})$$

フリッカー雑音は 1MHz 以下の低周波において問題となる雑音であり、本 LNA のように数 100 MHz 以上の周波数帯域で作動する増幅器では無視できる。

### 3.7 ゲート抵抗及び $L_g$ 抵抗雑音による $S_o$

$L_g$  抵抗及びゲート抵抗雑音による  $S_{o,R_\ell,R_g}$  の計算は、信号源抵抗  $R_s$  雑音と同様に計算されるから、それぞれ式 3.23 で求められる。

$$S_{o,R_\ell,R_g}(s) = 4kT(R_\ell + R_g)g_{m1}^2 \left( \frac{X_c}{Z_i} \right)^2 \text{ ----- (3.23)}$$

$$= 4kT(R_\ell + R_g)g_{m1}^2 \left( \frac{X_c}{R_i} \right)^2 \quad (\text{at resonance})$$

一般に MOSFET では  $R_\ell$ 、 $R_g$  は信号源抵抗  $R_s=50\Omega$  と比べて極めて小さいから、本 LNA ではこの雑音も無視して差し支えない。

### 3.8 LNA の雑音指数(NF)

前記の 3.2 節から 3.7 節においてそれぞれの雑音源による  $S_o$  の計算式を示した。これらの計算式を使って LNA の雑音指数(F)を求めた。抵抗雑音はホワイト雑音で全周波数帯域において雑音レベルは一定である。ホワイト雑音が本 LNA で増幅されると極狭い共振周波数帯域で制限される。抵抗雑音であればどの雑音も周波数帯域は同じである。従って、抵抗雑音における F の計算は  $S_o$  の比を計算すればよい。しかし、1/f 雑音では信号源抵抗雑音と周波数特性が異なるため、全周波数帯域で  $S_o$  を比較する必要がある。結果を式 3.24 に示す。

$$F = 1 + \frac{R_\ell}{R_s} + \frac{R_g}{R_s} + \frac{K_a W L \omega_T^2 \int \frac{1}{f^{\alpha_f}} \left( \frac{X_c}{Z_i} \right)^2 df}{9kTR_s g_{m1}^2 \int \left( \frac{X_c}{Z_i} \right)^2 df}$$

$$+ \frac{\gamma}{\alpha g_{m1} X_c^2} \left( \left( 1 + \frac{X_i}{R_s} \right)^2 + 2|c| \sqrt{\frac{\delta \alpha^2}{\eta \gamma}} \frac{X_c}{R_s} \left( 1 + \frac{X_i}{R_s} \right) + \frac{\delta \alpha^2}{\eta \gamma} \left( 1 + \frac{X_c^2}{R_s^2} \right) \right) \text{ ----- (3.24)}$$

$$F = 1 + \frac{R_\ell}{R_s} + \frac{R_g}{R_s} + \frac{K_a W L \omega_f^2 \int \frac{1}{f^{\alpha_f}} \left(\frac{X_c}{R_i}\right)^2 df}{9kTR_s g_{m1}^2 \int \left(\frac{X_c}{R_i}\right)^2 df} + \frac{\gamma}{\alpha g_{m1}} \frac{R_s}{X_c^2} \left( 1 + 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \frac{X_c}{R_s}} + \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \left( 1 + \frac{X_c^2}{R_s^2} \right) \right) \quad (\text{at resonance})$$

LNA に使用する MOSFET の  $R_\ell, R_g$  は信号源抵抗  $R_s=50\Omega$  と比べて極めて小さいこと、及び周波数帯域が数 100MHz の狭い帯域であることから、実用上 F は式 3.25 で表わすことができる。

$$F = 1 + \frac{\gamma}{\alpha g_{m1}} \frac{R_s}{X_c^2} \left( \left( 1 + \frac{X_i}{R_s} \right)^2 + 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \frac{X_c}{R_s}} \left( 1 + \frac{X_i}{R_s} \right) + \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \left( 1 + \frac{X_c^2}{R_s^2} \right) \right) \text{----- (3.25)}$$

$$= 1 + \frac{\gamma}{\alpha g_{m1}} \frac{R_s}{X_c^2} \left( 1 + 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \frac{X_c}{R_s}} + \frac{\delta\alpha^2}{\eta\gamma} \left( 1 + \frac{X_c^2}{R_s^2} \right) \right) \quad (\text{at resonance})$$

パワーの雑音指数をデシベル(dB)表示した NF は式 3.26 により表される。

$$NF = 10\text{Log}_{10}(F) \text{----- (3.26)}$$

### 4. LNA の特性

第3章でLNAにおける雑音指数の計算法について述べた。この計算法を用いてLNAに我々が提案したp-MOSFET、MP1、MP8及びMP16を用いた時の雑音指数を計算して比較した。MP8及びMP16のパターン構造をFig.4.1及び4.2に示す。特性の詳細については山岸(2010)<sup>(1)</sup>を参照されたい。

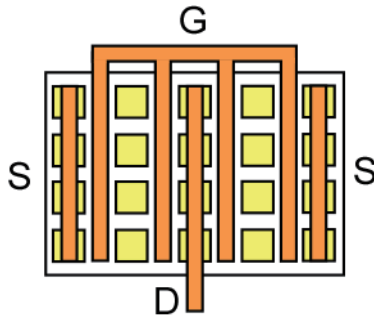


Fig.4.1. Schematic diagram of MP8 with high  $g_m$  consisted of 16 p-MOSFETs.

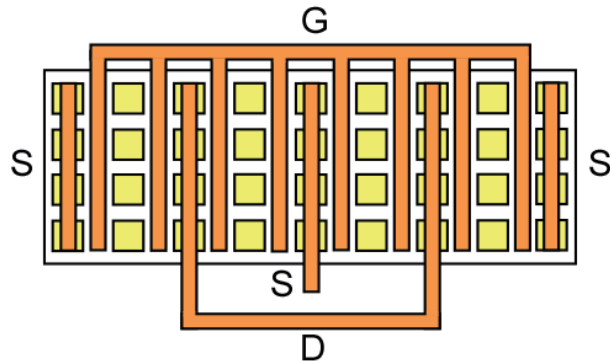


Fig.4.2. Schematic diagram of MP16 with high  $g_m$  consisted of 32 p-MOSFETs.

MP1はp-MOSFET素子1個で構成されるMOSFETである。MP8はp-MOSFET素子2個をカスケード接続したエレメントを8組平行接続したMOSFETである。また、MP16はp-MOSFET素子2個をカスケード接続したエレメントを8組平行接続したブロックを2段平行接続したMOSFETである。

#### 4.1 雑音指数評価に必要なMOSFETのパラメータ

雑音指数を解析する上で重要なパラメータである $g_{d0}$ 及び $g_m$ 特性をFig.4.3及び4.4に示す。 $g_{d0}$ 及び $g_m$ が決定されれば $\alpha$ は $g_m / g_{d0}$ により与えられる。MOSFETにとってもう一つの重要なパラ

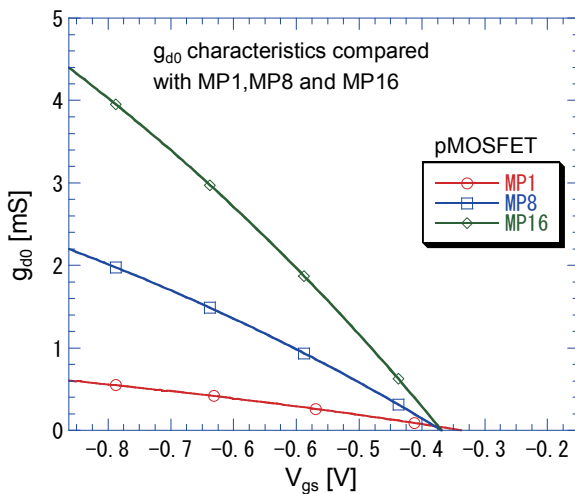


Fig.4.3. Zero-bias drain conductance,  $g_{d0}$ , of MP1, MP8 and MP16 as a function of  $V_{gs}$

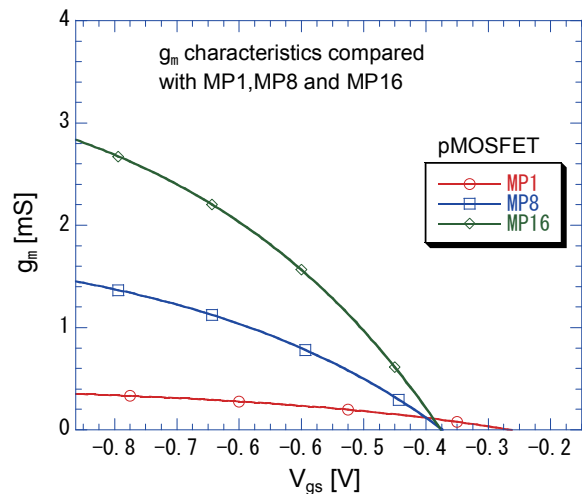


Fig.4.4. Transconductance,  $g_m$ , of MP1, MP8 and MP16 as a function of  $V_{gs}$

メータはゲートキャパシタンス  $C_{gs}$  である。MP1、MP8 及び MP16 の  $C_{gs}$  はそれぞれ 1.88、30 及び 60fC である。NF 評価に必要な MOSFET の遮断角周波数  $\omega_T$  は式 2.4 に示した通り、 $g_m / C_{gs}$  により求めることができる。

NF を評価するために LNA においてそれぞれの雑音源がどの程度の割合で NF に影響を与えているかを比較してみた。計算した雑音源はゲート抵抗  $R_g$  雑音、フリッカー  $1/f$  雑音及び DS 間熱雑音とゲート誘起電流雑音である  $i_{di_g}$  雑音である。比較方法は信号源  $R_s$  のノイズパワーとそれぞれの雑音源のノイズパワーとの比率とした。MP8 を用い  $V_{gs} = -0.7V$  た時の計算結果を Fig.4.5 に示す。

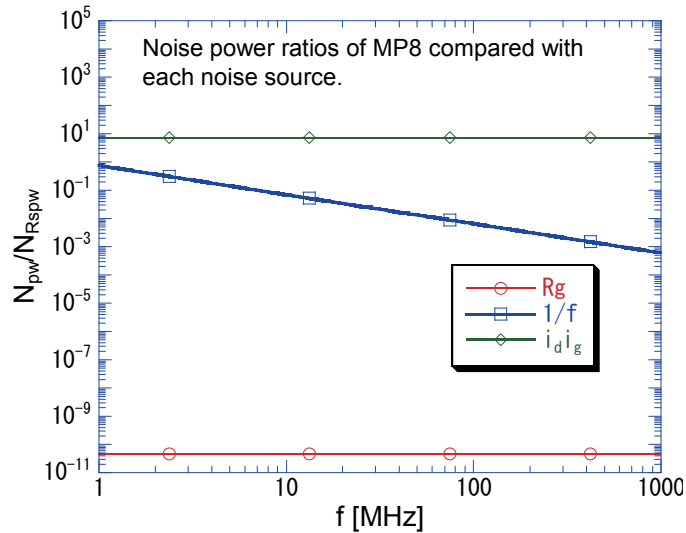


Fig.4.5. Noise power ratios of MP8 compared with each noise source.

計算結果では LNA の共振周波数の関数としてそれぞれのノイズパワー比率を示したが、この結果から 100MHz 以上の共振周波数領域においては  $i_{di_g}$  雑音が圧倒的に大きいことを示している。上記の計算結果から LNA における雑音指数の評価では  $i_{di_g}$  雑音を計算すれば十分であることが分かった。

Fig.2.1 に示した LNA の周波数に対するゲイン特性を調べた。LNA のゲイン  $G_m$  は式 4.1 で計算される。式 4.1 を用いて MP1、MP8 及び MP16 をそれぞれ LNA の  $M_1$  として用いた時のゲイン特性を計算し Fig.4.6 に示した。計算条件は共振周波数  $f_0$  を 200MHz に、p-MOSFET 素子 1 個当た

$$G_m(s) = \frac{X_c}{Z_i} g_{m1} \text{ ----- (4.1)}$$

りのドレーン電流を 100 $\mu$ A に、信号源抵抗  $R_s$  を 50 $\Omega$  にそれぞれ設定した。

計算結果から MP1 を用いた LNA では  $G_m$  は大きいですが作動周波数帯域が極めて狭く、0.5MHz 幅の狭い範囲でしか入力信号を増幅しない。これは MP1 の  $C_{gs}$  が 1.88fC と小さい結果、 $Z_i$  の共振周波数帯域が極めて狭くなったことに起因

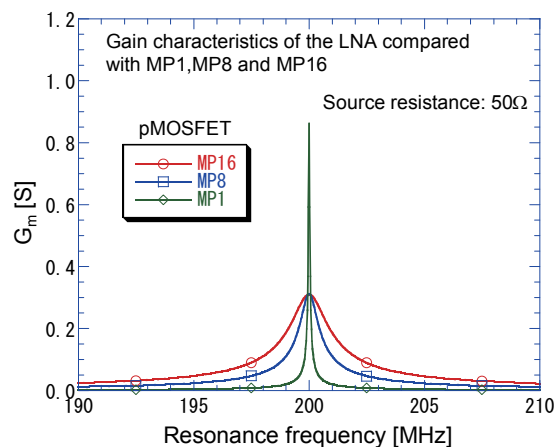


Fig.4.6.  $G_m$  characteristics of the LNA compared with MP1, MP8 and MP16.

している。MP8 及び MP16 を用いた LNA においては  $G_m$  の最大値は同程度の 0.4S であった。これは p-MOSFET 素子 1 個当たりのドレイン電流を一定にした結果、素子数の大きい方が  $g_{m1}$  は大きくなるが、 $X_c$  が小さくなるためである。MP1 の傾向が異なったのは MP8 及び MP16 と MP1 とでは素子パターン構造が異なったためである。MP8 及び MP16 の周波数帯域幅はそれぞれ 1.3 及び 2.6MHz であった。このように LNA においては、共振周波数  $f_0$  と周波数帯域幅は MOSFET の素子パターンにより決まるため、要求された共振周波数  $f_0$  と周波数帯域幅に合わせて素子パターンを最適設計する必要がある。

#### 4.2 雑音指数評価

式 3.24 と 3.25 を用いて LNA の共振周波数  $f_0$  に対する NF 特性を計算した。計算条件は信号源抵抗  $R_s$  を  $50\Omega$  とし、作動条件を同一にして比較するため p-MOSFET 素子 1 個当たりのドレイン電流を  $100\mu A$  となるように  $V_{gs}$  を決定して計算した。上記条件における MP1、MP8 及び MP16 の  $C_{gs}$ 、 $g_{d0}$ 、 $g_m$ 、 $\alpha$  及び  $\omega_T$  は Table 4.1 に示した通りである。

Table 4.1. Parameters of p-MOSFETs at the condition as same drain current density.

Parameters MOSFETs	$C_{gs}$ [fC]	$V_{gs}$ [V]	$g_{d0}$ [mS]	$g_m$ [mS]	$\alpha$	$\omega_T$
MP1	1.88	-0.51	0.22	0.20	0.90	$1.1 \times 10^{11}$
MP8	30	-0.70	1.6	1.2	0.73	$3.9 \times 10^{10}$
MP16	60	-0.71	3.3	2.3	0.71	$3.9 \times 10^{10}$

計算結果を Fig.4.7 に示す。図は NF が共振周波数  $f_0$  に依存しないことを示している。これは信号源抵抗  $R_s$  雑音と  $i_{nig}$  雑音が共に熱雑音源で周波数帯域が同じであるためその比を計算する NF においては周波数依存性がなくなる結果である。

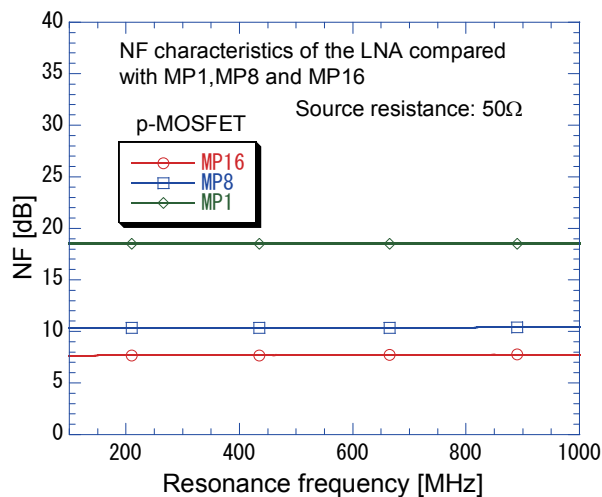


Fig.4.7. NF characteristics of the LNA as a function of the resonance frequency.

式 2.8 及び 2.9 に示した定義の通り、NF は小さいほど低雑音の増幅器である。Fig.4.7 の計算結果は MP1、MP8 及び MP16 の順に NF が低くなることを示している。即ち、LNA においては、 $C_{gs}$  の大きな MOSFET を用い、且つ  $g_m$  を大きくして作動させることによって NF が改善されるこ

とを示している。

NFの $V_{gs}$ 依存特性について調べた。MOSFETを飽和領域で作動させる条件において、p-MOSFETの場合 $V_{gs}$ をより小さく、n-MOSFETの場合には $V_{gs}$ をより大きくするとドレイン電流が増加して $g_m$ も増大する。Fig.4.4に示したp-MOSFETの $V_{gs}$ 対 $g_m$ 特性の通りである。また、 $V_{gs}$ を大きくして作動させるとFig.4.3のように $g_{d0}$ も増大し、DS間熱雑音源の抵抗が低くなり潜在的な雑音がより小さくなるのが分かる。Fig.4.8に計算結果を示す。Fig.4.7の結果からNFは共振周波数に依存しないことが分かったため、この計算では共振周波数 $f_0$ を200MHzに固定した。 $V_{gs}$ を変化させるとTable 4.1に示したMOSFETの特性パラメータは、 $C_{gs}$ の値を除き全て $V_{gs}$ に連動して変化する。

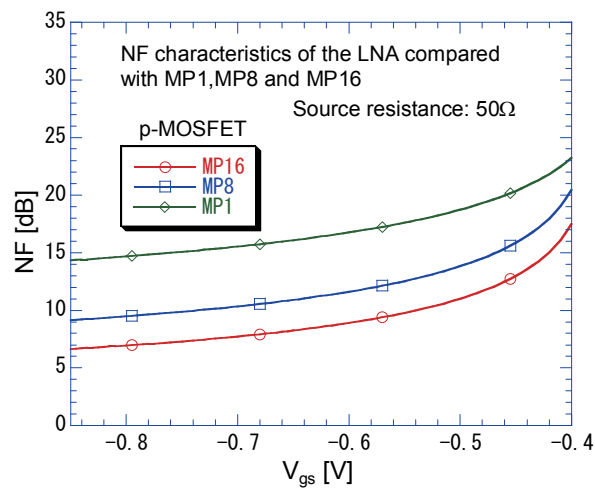


Fig.4.8. NF characteristics of the LNA as a function of  $V_{gs}$ .

Fig.4.8の計算結果は、予想した通り $V_{gs}$ を大きくして $g_m$ を大きくして作動させるに従ってNFが改善されることを示している。また、MP1、MP8及びMP16の順のように $C_{gs}$ が大きくなるに従ってNFが改善されることも予想通りであった。NFは前記したように信号源抵抗と増幅器の $S_0$ の比率である。雑音の大きさを定量的に理解するために信号源抵抗 $R_s=50\Omega$ が発生する雑音電圧を示す。MP8を使用したLNAにおいては $1\mu V_{rms}$ 程度である。NF=10dBの場合、電圧比で表すと約3倍であるから、LNAの入力換算雑音は $2\mu V_{rms}$ 程度となる。このことからLNAは極めて低雑音の増幅器であることが分かる。

以上の計算結果からLNAに使用するMOSFETの $C_{gs}$ を大きくすればするほど低雑音化が実現できそうである。しかし、そう単純ではないことを断っておかなければならない。 $C_{gs}$ を大きくするほどMOSFET素子数が増え、 $g_m$ が比例増加しなくなり、寄生キャパシタンスも増大して遮断周波数の低下を招き高周波作動を制限する。また、ASICパターンが複雑になり製造歩留まりを低下させコストも上昇させるからである。従って、求めるLNA性能に最適なMOSFETパターンにより設計することが大切である。

## 5. 結 論

高分解能二次元ガス中性子検出器に用いる低雑音 ASIC を開発するため、2種類の低雑音 p-MOSFET のパターン設計を行い提案した。これらの p-MOSFET の雑音を定量的に評価するため、簡単な LNA を構成して増幅器における  $S_o$  の計算法について検討を行った。MOSFET の雑音源としては DS 間熱雑音  $i_{nd}$ 、ゲート誘起電流雑音  $i_{ng}$ 、フリッカー雑音  $v_{nf}$  及びゲート抵抗熱雑音  $v_{Rg}$  等があり、LNA においては入力インダクタンスの抵抗雑音  $v_{Lg}$  がある。本稿ではこれらの雑音源による  $S_o$  の計算法の検討と LNA における雑音指数の計算評価を行った。この結果、数 100MHz 以上の周波数帯域において作動させる LNA においては、 $v_{nf}$  による  $S_o$  は  $i_{nd}$  と  $i_{ng}$  との  $S_o$  と比較して、十分小さいことが分かった。更に、DS 間熱雑音源である  $g_{d0}$  が数 mS 以下で抵抗換算すると  $k\Omega$  に近い値であり、これに比べて  $R_g$  と  $R_{Lg}$  の値は十分小さいことから、 $v_{Rg}$  と  $v_{Lg}$  による  $S_o$  は無視しても実用上差し支えないことが分かった。

LNA においては  $L_g$  と  $L_s$  の効果により  $i_{ng}$  が増幅されるため、LNA の  $S_o$  はその殆どが  $i_{ng}$  によって支配される。LNA の入力 MOSFET を MP1、MP8 及び MP16 に換えて、雑音指数を計算し比較評価した。この結果、MP1、MP8 及び MP16 の順に雑音指数が小さくなることが分かった。これは MP8 と MP16 の順に平行接続されている p-MOSFET 素子数が増加するため、見掛け上の  $g_{d0}$  が平行接続に比例して大きくなり、結果的に  $i_{nd}$  と  $i_{ng}$  による  $S_o$  が低下することによる。MP1、MP8 及び MP16 を用いた夫々の LNA において、 $V_{gs}$  を大きくして作動させる程、雑音指数が改善されることも示した。これは、 $V_{gs}$  を大きくするとドレーン電流が増加して  $g_m$  が相対的に大きくなることに起因している。

LNA における雑音指数の計算評価により、提案した MP8 及び MP16 の p-MOSFET が高分解能二次元ガス中性子検出器用 ASIC の低雑音増幅器に十分適応することが確認できた。

## 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幹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 : “特定用途向け集積回路(ASIC)用MOSFETの雑音評価”, JAEA-Technology 2010-030.
- 2) 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.
- 3) 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.
- 4) 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.
- 5) 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.
- 6) D. Pienkowski, et al.: “A New Method of Minimizing Noise Figure of CMOS LNAs”, in *ICNFP 2005, Salamanca, Spain*, Sept. 2005.
- 7) A. van der Ziel: “Noise in Solid State Devices and Circuits”, pp.88-92 (1986).
- 8) D. M. Binkley, et al.: “Noise Performance of 0.35- $\mu\text{m}$  SOI CMOS Devices and Micropower Preamplicifier from 77-400 K”, 16 2004 IEEE AeroConf.2003.





