



**HAL**  
open science

# Amplificateur CMOS Faible Bruit pour Micro Capteur MEMS

Norbert Dumas, Laurent Latorre, Pascal Nouet

► **To cite this version:**

Norbert Dumas, Laurent Latorre, Pascal Nouet. Amplificateur CMOS Faible Bruit pour Micro Capteur MEMS. TAISA'03: Traitement Analogique de l'Information, du Signal et ses Applications, Oct 2003, Louvain, Belgique. pp.71-74. lirmm-00269460

**HAL Id: lirmm-00269460**

**<https://hal-lirmm.ccsd.cnrs.fr/lirmm-00269460>**

Submitted on 3 Apr 2008

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Amplificateur CMOS faible bruit pour micro capteur MEMS

Norbert DUMAS, Laurent LATORRE et Pascal NOUET

Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier (LIRMM)  
UMR 5506 Université Montpellier II / CNRS - 161 Rue Ada - 34392 Montpellier Cedex 5 (France)  
Email : latorre@lirmm.fr

## Résumé

*Le travail présenté dans cet article s'intègre dans le cadre général de la conception d'une micro-boussole complètement intégrée en technologie CMOS. Le principe de détection du champ magnétique terrestre s'appuie sur l'utilisation d'une structure électro-mécanique actionnée par la force de Lorentz. Le signal disponible en sortie du capteur étant très faible nous avons besoin de développer une électronique de traitement permettant d'obtenir un gain élevé sans introduire de bruit. Un amplificateur basé sur une paire différentielle a été étudié et comparé avec une solution basée sur un amplificateur d'instrumentation formé d'amplificateurs opérationnels de la bibliothèque « fondeur ».*

## 1. Introduction

Pour réaliser une boussole électronique, le principe couramment utilisé consiste à mesurer le champ magnétique terrestre selon deux directions orthogonales. L'angle entre la direction du nord magnétique et un axe de référence (l'azimut) est ensuite calculé par traitement numérique. Les fabricants de magnétomètres magnéto-résistifs proposent des solutions pour réaliser une boussole électronique à partir de leur composant [1]. Ces composants sont alors associés à une chaîne de conditionnement du signal à composants électroniques discrets et le calcul de l'azimut fait appel à un microcontrôleur. L'électronique de traitement ne peut malheureusement pas être intégrée de façon monolithique avec un capteur magnéto-résistif. C'est aussi le cas pour les capteurs GMR (Giant Magneto-Resistive) et flux-gate [2]. La résolution de ces capteurs est très élevée mais leur mode de fabrication fait appel à une technologie spécifique et coûteuse. En revanche les capteurs à effet Hall sont intégrables sur une technologie CMOS [3]. Ils dominent le marché des capteurs de champ magnétique grâce à leur facilité de production par lot et à leur faible prix de revient mais leur résolution n'est pas assez bonne pour mesurer le champ magnétique terrestre dont la valeur avoisine  $20 \mu\text{T}$ .

La technologie FSBM (acronyme anglais pour « Front Side Bulk Micromachining ») d'usinage du substrat par la face avant que nous utilisons permet la production de capteur de champ magnétique monolithique par un procédé CMOS standard. La mesure du champ magnétique terrestre avec cette technologie a déjà été démontrée car leur résolution est supérieure aux capteurs à effet Hall [4]. Elle

est donc adaptée à la réalisation d'une micro boussole complètement intégrée.

Dans cet article, nous décrivons la conception du premier étage de conditionnement du signal qui doit permettre d'amplifier un signal très faible sans dégrader le rapport signal sur bruit. Dans la première partie, le principe du capteur est rapidement décrit. Les spécifications du système sont ensuite discutées dans la seconde partie. Une analyse précise de toutes les sources de bruit, nous permet alors de concevoir un étage de traitement adapté au signal délivré par le capteur. La solution proposée est finalement comparée à une solution standard basée sur un amplificateur d'instrumentation et des AOP issus de la bibliothèque « fondeur ».

## 2. Principe de mesure du champ magnétique

La structure mécanique obtenue grâce à la gravure du substrat par la face avant est constituée des divers matériaux du procédé CMOS  $0,8\mu\text{m}$  utilisé : oxyde de silicium, polysilicium et aluminium.

La mesure du champ magnétique est réalisée au moyen d'une poutre en forme de U qui est représentée sur la figure 1. La présence du champ magnétique  $B$  et du courant  $I$  traversant la poutre crée une force de Lorentz  $F$  qui déforme la poutre :

$$F = I \times W_c \times B \quad (1)$$

où  $W_c$  est la largeur du cantilever. Les contraintes créées par la déformation de la structure sont mesurées à l'aide de jauges piezorésistives en polysilicium placées dans un pont de Wheatstone. Le signal en sortie du capteur est alors une tension différentielle  $V_{\text{capt}}$ .

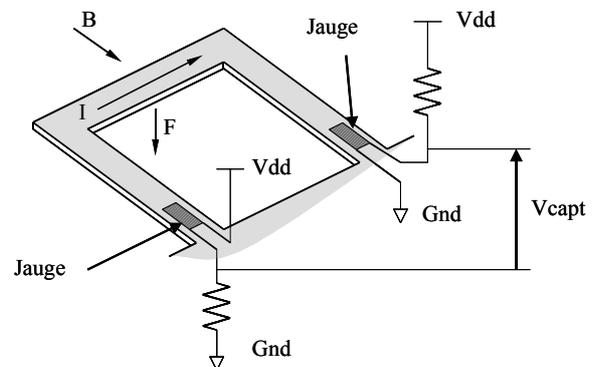


Figure 1. Vue schématique du capteur

Le courant I est alternatif. Pour un champ magnétique B quasi-constant la structure mécanique oscille à la même fréquence que le courant. La tension de sortie du capteur est un signal sinusoïdal dont l'amplitude est modulée par l'intensité du champ magnétique B dans la direction perpendiculaire au courant I. La sensibilité du capteur est le rapport entre la valeur efficace de la tension de sortie et l'intensité du champ magnétique. Elle est maximale lorsque le cantilever oscille à sa fréquence de résonance  $f_0$  qui est égale à 22,5kHz. Le capteur bénéficie alors du fort coefficient de qualité de la structure électro-mécanique qui est supérieur à 100 et la sensibilité  $S_{res}$  est égale à  $0,8 V_{rms}/T$ .

### 3. Spécifications de la micro boussole

La figure 2 présente le schéma bloc du système complet. Deux cantilevers sont disposés orthogonalement. Chaque capteur dispose de sa propre chaîne de conditionnement du signal.

L'amplification permet d'ajuster la dynamique du signal en sortie du pont de Wheatstone ( $48 \mu V$  crête à crête pour un champ de  $20 \mu T$ ). Le filtrage passe-bande permet d'éliminer le bruit qui se situe en dehors de la bande passante du signal qui est centré autour de 22,5 kHz. Pour que la bande passante du filtre soit centrée sur le signal sans avoir à régler le filtre après fabrication, il est nécessaire de prendre en compte les dispersions de la fréquence de résonance de la structure. L'écart type relatif qui a été caractérisé est d'environ 6%. Pour prendre en compte les dispersions sur le filtre nous considérons que le bruit est filtré sur une bande passante de 6 kHz. La démodulation d'amplitude est faite par un détecteur de crête. La conversion analogique-numérique permet de traiter le calcul de l'angle et l'étalonnage de la chaîne de mesure par l'électronique numérique.

Nous verrons par la suite que la résolution intrinsèque du capteur (cantilever + jauges et pont de Wheatstone) est de  $0,6 \mu T$  en considérant que le signal de sortie est filtré sur une bande passante de 6 kHz. L'amplificateur doit avoir un gain élevé pour que le signal à sa sortie ne soit pas sensible au bruit des composants ou de l'alimentation. Il doit aussi être dimensionné pour que sa contribution en bruit soit du même ordre de grandeur que celle du capteur. En supposant une résolution finale après amplification de  $0,9 \mu T$ , on obtient une précision angulaire sur l'angle  $\theta$  de  $3^\circ$ , qui est suffisante.

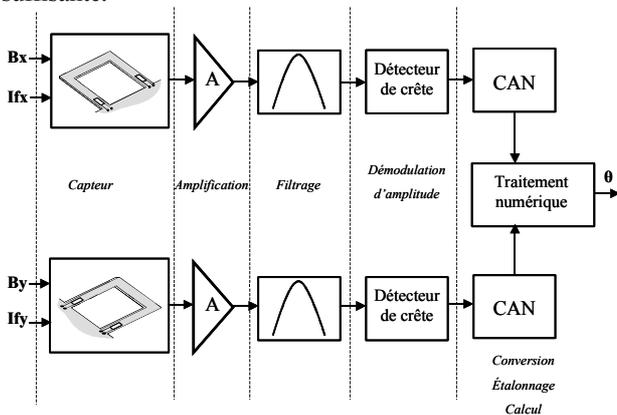


Figure 2. Schéma-bloc de la micro boussole

### 4. Analyse du bruit

Cette analyse prend seulement en compte le bruit propre du capteur et des composants électroniques. Le bruit des alimentations et les autres sources de bruit agissant en mode commun sont rejetées par la structure différentielle. Cette hypothèse sera vérifiée dans la suite de l'étude.

#### 4.1 Le bruit thermomécanique

Ce bruit est généré par l'agitation des molécules d'air sur la poutre. Il est un facteur limitant la résolution des petites structures mécaniques [5]. Ce bruit peut-être modélisé par une force agissant sur le cantilever dont la densité spectrale de bruit s'exprime par une relation équivalente au bruit de Johnson dans les résistances :

$$\bar{F}_n^2(f) = 4 \times k \times T \times D \quad (2)$$

Où  $k$  est la constante de Boltzmann et  $T$  la température. Ce bruit dépend donc du coefficient d'amortissement  $D$  de la structure mécanique qui vaut  $7,8.10^{-7} N.s.m^{-1}$ . On obtient la valeur efficace du bruit en intégrant la densité spectrale sur la bande passante de la fonction de transfert du cantilever qui est de 200 Hz. A température ambiante, on obtient une force équivalente  $F_n$  égale à 1,61 pN.

A partir de la relation (1) entre la force de Lorentz et la valeur du champ magnétique, il est maintenant possible d'évaluer le bruit magnétique équivalent couramment appelé NEMI (Noise Equivalent Magnetic Induction) :

$$NEMI = \frac{F_n}{W_c \times I} = 43nT \quad (3)$$

#### 4.2 Bruit thermique dans les résistances

Le bruit thermique provenant des jauges et des résistances est un bruit de Johnson. Il peut être modélisé par un générateur de tension de bruit en série avec une résistance sans bruit. La densité spectrale de cette source de bruit blanc pour chacune des résistances  $R$  est :

$$\bar{V}_n^2(f) = 4kTR \quad (4)$$

Etant donné que les jauges et les résistances constituent un pont de Wheatstone, la densité spectrale de bruit en sortie du pont est donnée par la relation (4). Le choix de la valeur de résistance est un compromis entre consommation et résolution. Une valeur de  $2 k\Omega$  a été calculée pour que la consommation du pont de Wheatstone soit égale à celle du cantilever, qui est dû au courant  $I$  le traversant. La valeur du NEMI se calcule alors en intégrant le bruit blanc sur la bande passante de 6kHz ( $BW$ ) et en divisant par la sensibilité du capteur :

$$NEMI = \frac{\sqrt{4 \times k \times T \times R \times BW}}{S_{res}} = 0,6 \mu T \quad (5)$$

Cette valeur du NEMI est prépondérante devant le bruit thermomécanique calculé précédemment (relation 3) et sera donc le facteur limitant la résolution intrinsèque du capteur.

#### 4.3 Bruit des transistors MOS

Deux sources de bruit sont présentes dans les transistors : le bruit thermique et le bruit en  $1/f$ . Un transistor bruyant peut être modélisé par un transistor sans bruit intrinsèque dont l'entrée de grille est connectée en série à un générateur de bruit. Cette source a comme densité

spectrale de bruit la somme des densités des deux types de bruit.

Le bruit thermique est dû à la résistivité du canal. La densité spectrale de bruit est donnée, pour un transistor en région active de fonctionnement, par la formule :

$$\overline{V_{in}^2}(f) = 4 \times k \times T \times \left(\frac{2}{3}\right) \times \frac{1}{g_m} \quad (6)$$

Où  $g_m$  est la transconductance en petits signaux. Ce bruit peut être réduit en augmentant le rapport entre la largeur (W) et la longueur (L) du canal.

Le bruit en 1/f d'un transistor MOS est dû à un phénomène de piégeage des porteurs à l'interface entre l'oxyde de grille et le canal. La densité spectrale de ce bruit en région active de fonctionnement est :

$$\overline{V_{fn}^2}(f) = \frac{K}{W \times L \times Cox \times f} \quad (7)$$

Où Cox est la capacité d'oxyde de grille par unité de surface. K est un paramètre technologique dépendant du procédé de fabrication. Il est généralement plus faible pour un transistor à canal P que pour un transistor à canal N. Le bruit en 1/f peut donc être réduit en dotant le transistor d'une grande surface de grille.

#### 4.4 Dimensionnement de l'amplificateur

Afin de respecter les contraintes de résolution que nous nous sommes fixées, nous avons décidé d'évaluer un pré-amplificateur faible bruit basé sur une paire différentielle. La figure 3 donne le schéma de l'amplificateur proposé. Il est basé sur une paire différentielle en boucle ouverte constituée des transistors M1 à M6. Le mode commun de sortie est fixé à 2,5V par la tension Vbias. Celle-ci est ajustée par un circuit de retour de mode commun [6] constitué des transistors M7 à M15.

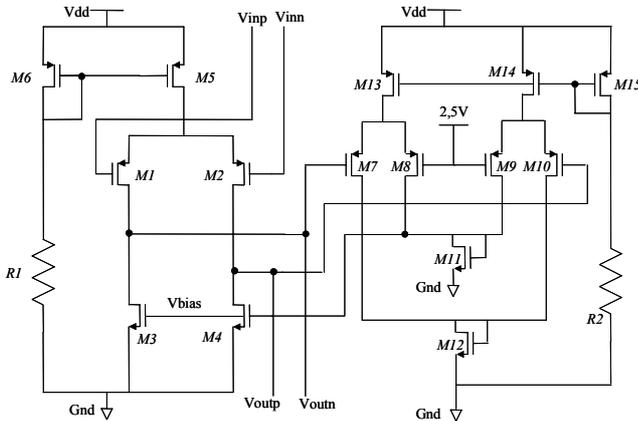


Figure 3. Schéma de l'amplificateur proposé

Afin de dimensionner les différents transistors de notre amplificateur, nous avons effectué une analyse de bruit à l'aide d'une approche analytique et des outils de simulation électrique intégrant les modèles SPICE des composants. L'analyse de bruit permet de mesurer la contribution relative de chaque élément du montage en terme de bruit (rapport de la densité spectrale apportée par chaque source de bruit sur la densité spectrale totale).

Le bruit provenant des transistors M5, M6 et de la résistance R1 ainsi que le bruit induit par le circuit de retour

de mode commun est majoritairement rejeté par la structure différentielle.

On peut donc exprimer la densité spectrale de bruit en entrée de l'amplificateur par :

$$\overline{V_n^2}(f) = \overline{V_{n1}^2}(f) + \overline{V_{n2}^2}(f) + \left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right)^2 \times (\overline{V_{n3}^2}(f) + \overline{V_{n4}^2}(f)) \quad (8)$$

où  $\overline{V_{ni}^2}(f)$  correspond à la puissance de bruit intrinsèque du transistor Mi. Ce bruit est directement lié au bruit intrinsèque des transistors M1 et M2. Pour réduire le bruit en 1/f généré par ces composants, il est préférable de choisir des transistors à canal P. Afin de satisfaire les contraintes de bruit et d'appariement entre M1 et M2, on a choisi une longueur de canal L de 8µm. On peut alors calculer la largeur de canal pour que le bruit apporté par ces transistors ne soit pas supérieur au bruit intrinsèque du capteur. La table 2 présente le bruit thermique pour différente valeur de largeur du canal. La valeur en NEMI est calculée en divisant le bruit équivalent en entrée de l'amplificateur par la sensibilité du capteur. La valeur retenue (W = 400 µm) correspond à un NEMI de 0,65 µT et la contribution du bruit en 1/f est alors négligeable (2%). Ceci est dû à la grande surface des transistors placés en entrée (selon relation 7).

Largeur du canal (µm)	100	200	400	800
Densité spectrale de bruit thermique apportée par M1 et M2 : $\overline{V_{n1}^2}(f) + \overline{V_{n2}^2}(f)$ (aV <sup>2</sup> /Hz)	212	106	52	26
NEMI (µT)	1,3	0,95	0,65	0,46

Table 1. Bruit thermique dû aux transistors M1 et M2.

Après avoir dimensionné M1 et M2, les transistors M3 et M4 sont dimensionnés de façon à ce que le rapport  $g_{m3}/g_{m1}$  soit très petit devant 1. De telle façon, la contribution relative des transistors M3 et M4 n'est que de 30 % (15 % étant lié au bruit thermique et 15 % au bruit en 1/f) ce qui porte le NEMI de 0,65 µT à 0,7 µT.

#### 5. Performances de l'amplificateur proposé

Afin d'évaluer les performances de l'amplificateur proposé nous l'avons comparé à un montage amplificateur d'instrumentation couramment utilisé dans une chaîne de mesure (figure 4). Les amplificateurs opérationnels utilisés font parti de la bibliothèque d'éléments standards du Design Kits AMS 0,8 µm. Ils ont été choisis pour leurs caractéristiques faible bruit et faible offset.

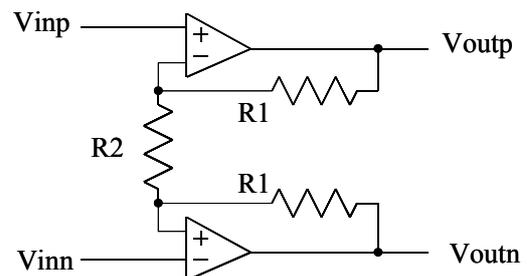


Figure 4. Schéma de l'amplificateur d'instrumentation

La table 2 permet la comparaison des caractéristiques des deux amplificateurs. En terme de bruit l'amplificateur proposé est une amélioration certaine. Ceci est principalement dû au fait que l'amplificateur d'instrumentation utilise deux AOP en entrée. Quatre transistors au lieu de deux sont alors présents en entrée de la chaîne de mesure. De plus ces transistors ne sont pas dimensionnés de façon optimale pour notre application. Le bruit thermique généré par un seul transistor d'entrée d'un AOP est de 68 aV<sup>2</sup>/Hz alors que ce bruit est de 26 aV<sup>2</sup>/Hz pour un transistor d'entrée de l'amplificateur proposé.

L'amplificateur proposé est aussi bien plus intéressant en terme de surface occupée. Au vu des dimensions du capteur (1 mm<sup>2</sup>), notre amplificateur a une surface négligeable ce qui n'est pas le cas avec l'amplificateur d'instrumentation.

	Amplificateur d'instrumentation	Amplificateur entièrement différentiel
Gain	102	357
Densité spectrale de bruit équivalente en entrée à 22,5 kHz	570 aV <sup>2</sup> /Hz	63 aV <sup>2</sup> /Hz
NEMI avec un filtrage du bruit sur une bande passante de 6kHz.	2 µT	0,7 µT
Surface	0,3 mm <sup>2</sup>	0,07 mm <sup>2</sup>
CMRR	84 dB	76 dB
PSRR	83 dB	81 dB

**Table 2. Comparaison des amplificateurs**

Le gain de l'amplificateur d'instrumentation est calculé à partir de la bande passante souhaitée pour l'amplificateur et du produit gain-bande (*GBP*) des amplificateurs opérationnels utilisés qui est de 3,4MHz. La fréquence utile du capteur étant de 22,5 kHz, le gain maximum de l'amplificateur d'instrumentation est donc obtenu pour une fréquence de coupure  $F_c=32$  kHz afin de tenir compte des dispersions liées à la fabrication :

$$G_{\max} = \frac{GBP}{F_c} = 100 \quad (9)$$

Le rapport de réjection de mode commun (CMRR : Common Mode Rejection Ratio) et le rapport de réjection du bruit de l'alimentation (PSRR : Power Supply Rejection Ratio) dépendent essentiellement des erreurs d'appariement entre les transistors de la paire différentielle. Leur évaluation a été faite par analyse de Monte Carlo. Les valeurs reportées sont les valeurs moyennes sur un grand nombre d'échantillon. Ces valeurs sont suffisamment grandes pour rejeter en totalité les bruits de mode commun et le bruit de l'alimentation. L'hypothèse que le bruit intrinsèque est le seul facteur limitant la résolution est donc vérifiée.

L'inconvénient majeur de l'amplification par paire différentielle est le fait que le gain après fabrication ne soit pas précisément fixé et dépend de la température. C'est un défaut qui devra être corrigé par l'électronique numérique assurant l'étalonnage et le calcul de l'angle.

## 6. Conclusions

Dans cet article nous avons présenté les étapes principales de la conception d'une électronique de traitement faible bruit pour une micro boussole intégrée. Les contraintes imposées par l'application et par le capteur de champ magnétique utilisé étaient principalement liées à la valeur du gain et au niveau de bruit.

Une étude détaillée des sources de bruit a permis de dimensionner un amplificateur de conditionnement du signal afin que le bruit introduit soit comparable au bruit généré par le capteur. La solution proposée a finalement été comparée à une solution traditionnelle et une résolution de 0,9 µT est attendue avec l'amplificateur proposé contre seulement 2,1 µT avec une électronique « classique » à base d'amplificateur d'instrumentation. Cette résolution devrait nous permettre d'atteindre une résolution angulaire de 3° avec un temps de réponse de 5ms. Les performances sont proches de la précision angulaire des boussoles électroniques sur le marché qui est d'environ 1°. La résolution de la boussole proposée pourra être encore améliorée par filtrage passe bas en sortie des détecteurs au prix d'une réduction du temps de réponse.

## Références

- [1] Micheal J. Caruso, M. Missous, « Applications of Magnetoresistive Sensors in Navigation Systems », Technical articles, Honeywell Inc. <http://www.magneticsensors.com/>
- [2] C.P.O. Treutler, « Magnetic sensors for automotive applications », Sensors and Actuators A 91, 2001
- [3] Vincent Frick, Luc Hebrard, Philippe Poure, Fancis Braun "Design, Characterisation, Modeling and Performances of Magnetic Sensors in Standard CMOS Technology", Proc. DCIS 2000, p. 700-704, Novembre 2000.
- [4] Vincent Beroulle, Yves Bertrand, Laurent Latorre, Pascal Nouet, "Monolithic piezoresistive CMOS magnetic field sensors", Sensors and Actuators A: Physical, Volume 103, Issues 1-2, 15 Juillet 2003, p. 23-32.
- [5] Thomas B. Gabrielson, "Mechanical, thermal noise in micromachined acoustic and vibration sensors", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 40, No. 5, May 1993.
- [6] David A. Johns, Ken Martin, "Analog integrated circuit design", JohnWiley & Sons, p. 289, 1997.