

Estimation et optimisation du bruit dans un préamplificateur de charge en technologie CMOS

Evariste WEMBE TAFO^{1*}, Daniel TEKOU², Solidaire TSOUBE TCHOUOYEMO'O¹, Jean MBIHI³ et Martin KOM²

¹*Département de Physique, Université de Douala, B.P. 24157 Douala, Cameroun*

²*ENSPY, Université de Yaoundé I, B.P. 8390 Yaoundé, Cameroun*

³*ENSET, Université de Douala, B.P.1872 Douala, Cameroun*

* Correspondance, courriel : twembee@yahoo.fr

Résumé

Nous présentons dans ce travail les origines physiques des sources de bruit indépendantes dans le préamplificateur de charge « analog front end », et leur modélisation. Dans la première partie, nous nous sommes intéressés aux équations mathématiques permettant d'exprimer les différentes sources de bruit. La seconde partie de ce travail s'est portée sur son évaluation en termes de l'ENC (Equivalent Noise Charge). Pour la suite les études et simulations se sont effectuées pour une technologie standard AMS CMOS 0.35 μ m et ont montrées que la miniaturisation est un atout. La valeur de l'ENC Total est dominée par le bruit thermique et peut être optimisée au détriment de la consommation en jouant sur I_D . Aussi la valeur du courant de drain et le dimensionnement du transistor d'entrée sont décisifs.

Mots-clés : *bruit, préamplificateur de charge, transistor CMOS, MatLab.*

Abstract

Estimation and optimization of the noise in detector readout front ends made by CMOS technology

We present in this work the physical origins of independent noise sources in the front end circuit based on CMOS devices. In the first part, we are interested in the mathematic equations to express the different noise sources. The second part of this work has focused on its evaluation in terms of ENC (Equivalent Noise Charge). Studies and simulations are performed for a 0.35 μ m CMOS on standard technology AMS and shown that the design circuit can reduce the noise level of the CSA (readout front ends). ENC is dominated by the thermal noise of an input MOS and the thermal noise of the feedback resistor R_f . We show several aspects of the noise optimization of the CSA regarding the optimum transistor width and the sensitivity of the ENC to this width.

Keywords : *noise, charge preamplifier, transistor CMOS, MatLab.*

1. Introduction

Analyser les particules produites consiste à en déterminer la nature (masse, charge), en mesurer l'énergie cinétique, à reconstituer leur trajectoire ce qui nécessite l'utilisation de détecteurs dédiés. A ces détecteurs qui délivrent un signal électrique sont associés des dispositifs électroniques qui permettent la caractérisation de l'interaction de la particule avec le détecteur. Un système de conversion qui soit indépendant des paramètres du détecteur est alors à envisager. La solution est d'utiliser un préamplificateur de charge ou CPA (Charge Pré-Amplifier) qui est basé sur le principe de la rétroaction [1-3]. Cela consiste à utiliser un amplificateur opérationnel (OTA) associé à une capacité C_f en contre réaction. Dans ce type de configuration, on peut affirmer que la partie réelle de la boucle est infinie. Le premier problème observé est que le domaine d'intégration s'étend vers les basses fréquences qu'il faut absolument éviter d'intégrer. De plus, on montre que la réponse du CPA à une charge est un échelon de tension égale à Q_f/C_f . La capacité reste indéfiniment chargée jusqu'à ce qu'une autre charge arrive et augmente encore plus la tension et ainsi de suite jusqu'à saturation du circuit. Pour contrôler cet effet, deux solutions s'offrent, l'une est de réduire cette partie réelle et l'autre est de court-circuiter cette capacité afin de la décharger [4].

La conception d'une chaîne de détection bas bruit est très fortement contrainte par notre volonté d'obtenir une bonne résolution en énergie et la meilleure détectabilité possible des particules à faible énergie est ($E < 10$ keV) [5]. Les sources de bruit sont multiples, mais elles n'ont pas toutes la même contribution au bruit total. Les premières études sur le bruit dans les circuits (analog front end) ont été développées dans [6] pour la région de forte inversion et pour la région de faible inversion. Pour évaluer l'impact d'une source de bruit sur le signal, on utilise un outil communément utilisé pour l'instrumentation des expériences de physique des particules, la charge de bruit équivalente ou ENC (Equivalent Noise Charge). Cet outil permet d'évaluer la charge en entrée qui induit la même amplitude de signal que celle générée par le bruit. Cette valeur est un moyen simple et efficace de comparer rapidement la limite de détectabilité en énergie de différents systèmes. Elle est obtenue en effectuant le rapport du niveau de bruit *rms* en sortie de la chaîne d'amplificateur avec l'amplitude du signal créée par une charge déposée dans le capteur équivalente à une paire électron-trou. Pour cela, il faudra ramener toutes les contributions au bruit en entrée du CPA et les convertir en sources de courant équivalentes. Pour obtenir le bruit total présent en sortie, il faudra ensuite faire l'intégrale du bruit de cette source par la fonction de transfert du CPA sur toute la gamme des fréquences.

Par ailleurs, dans le cas d'une mise en cascade de plusieurs étages d'amplification, le bruit généré par le premier étage est généralement dominant. En effet, lors de la détermination du bruit équivalent en entrée, le bruit d'un étage est divisé par le produit des gains des étages précédents. Nous présenterons dans cet article la modélisation des origines physiques des sources du bruit dans le Préamplificateur de charge. Les théories expliquant les phénomènes des différents bruits font l'objet de la première partie de ce travail, la deuxième partie est consacrée à l'élaboration de l'outil d'évaluation du bruit en termes de l'ENC qui passe par la démonstration des densités spectrales illustrant le comportement des sources de bruit. L'impact de la capacité du détecteur et le dimensionnement du transistor d'entrée fait l'objet de la partie suivante. Enfin nous présenterons brièvement les résultats qui se dégagent pour le cas du transistor d'entrée de techno $0.35\mu\text{m}$.

2. Bruits engendrés par le CPA

Dans notre étude, la modélisation du comportement du CPA est réalisée avec quatre sources de bruit comme indique la *Figure 1*; le courant de fuite du capteur génère un bruit que nous modéliserons par une source

de courant parallèle i_{det}^2 , le bruit de la contre-réaction du CPA sera modélisé par une autre source de bruit parallèle i_{Rf}^2 , enfin le bruit induit par l'électronique de l'amplificateur (OTA) est modélisé par une source de tension série v_{in}^2 et par une source de courant parallèle i_{in}^2

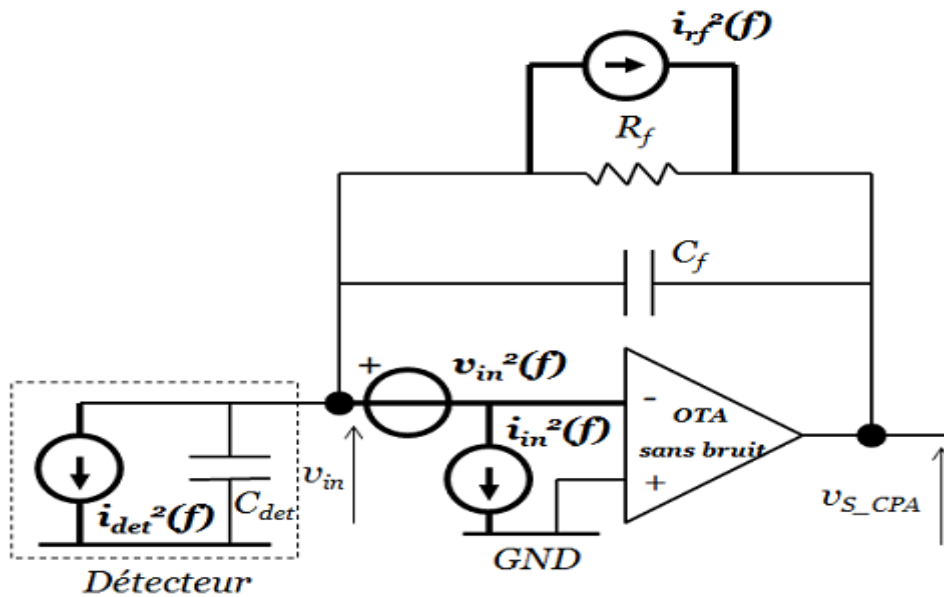


Figure 1 : Schéma du CPA en incluant toutes les sources de bruit.

2-1. Bruits de l'amplificateur à transconductance (OTA)

L'entrée d'un amplificateur opérationnel est en fait la grille d'un transistor MOS. Les études ont montrés que la plus grande partie du bruit est générée dans ce transistor d'entrée [7]. En effet leur grille est directement liée à la charge à intégrer. Nous modélisons l'OTA avec un transistor d'entrée et A qui représente les étages l'amplification suivant. La première étape, est de ramener les sources de bruit sur l'entrée afin de simplifier les calculs des fonctions de transfert de bruit. La **Figure 2** présente l'équivalence des modèles que l'on propose d'établir dans le CPA.

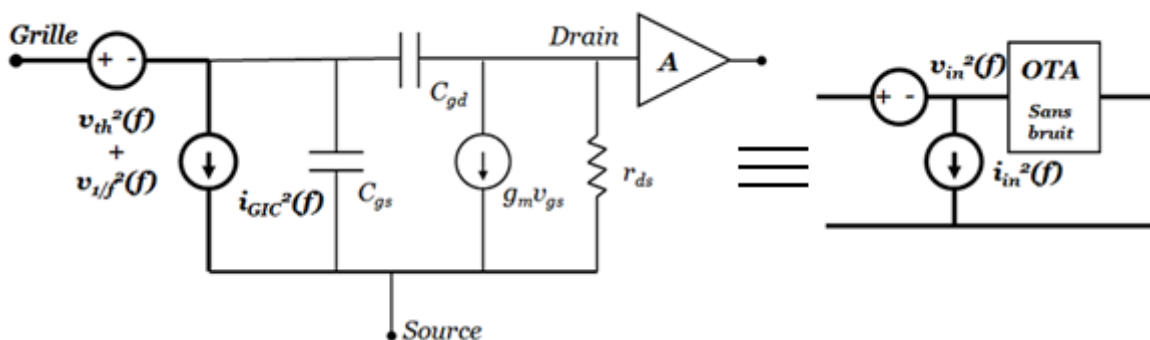


Figure 2 : Schéma petit signal en bruit de l'OTA du CPA (à gauche) que l'on ramène sur la grille d'entrée du MOS du CPA (à droite) [8].

La méthodologie de calcul des modèles équivalents ramenés en entrée, se base sur la détermination de v_{in}^2 et i_{in}^2 tels qu'ils génèrent le même courant de court-circuit de bruit en sortie que le modèle de bruit d'origine du composant, suivant qu'il est chargé, en entrée, par une impédance infinie, puis par une impédance nulle.

$$v_{in}^2 = v_{th}^2 + v_{1/f}^2 = \frac{i_{th}^2}{g_m^2} + \frac{i_{1/f}^2}{g_m^2} = \frac{4kT\gamma^n}{g_m} + \frac{1}{C_{ox}^2 WL} \frac{K_f}{f} \quad (1)$$

$$i_{in}^2 = i_{GIC}^2 + v_{in}^2 Y_{in}^2 = \frac{32}{45} kT\gamma \frac{(2\pi f W L C_{ox})^2}{ng_m} + v_{in}^2 ((C_{GS} + C_{GD})p)^2 \quad (2)$$

$$Y_{in} = C_{in} p = (C_{GS} + C_{GD})p \quad \text{L'admittance des capacités de la grille d'entrée du MOS.} \quad (3)$$

Pour un transistor d'entrée relativement large, il faut inclure le bruit GIC dont la densité spectrale est proportionnelle à la capacité de grille Cox. Couplé aux fluctuations du bruit du canal, le bruit de GIC a pour conséquence d'induire une source équivalente de bruit en fonction de la fréquence f, indépendante de la région de fonctionnement.

2-2. Les expressions du bruit dans le CPA

On intègre le modèle de l'amplificateur à transconductance (OTA) ci-dessus dans le CPA afin d'en déduire la densité spectrale de bruit en sortie du CPA. La **Figure 1** montre le CPA en incluant toutes les sources de bruit précédemment énoncées. Le détecteur génère lui un bruit de grenaille i_{det}^2 qui est fonction du courant de fuite I_0 de ce dernier. La densité spectrale en courant du bruit du détecteur est notée :

$$i_{det}^2 = 2qI_0 \quad (4)$$

La résistance de contre-réaction R_f génère un bruit thermique qui est représenté par une source équivalente de bruit en parallèle. La densité spectrale en courant du bruit de cette résistance est notée :

$$i_{Rf}^2 = 4kT \frac{1}{R_f} \quad (5)$$

La densité spectrale totale en sortie du CPA est calculée à partir de l'expression :

$$v_{S-CPA}^2(s) = v_{in}^2 |Y_t H(s)|^2 + (i_{in}^2 + i_{det}^2 + i_{Rf}^2) |H(s)|^2 \quad (6)$$

$$Y_t = Y_f + Y_d + Y_{in} \quad Z_f = \frac{1}{Y_f} = \frac{R_f}{1 + \tau_f s} \quad Y_d = C_{det} s$$

$$H(s) = - \frac{g_m}{\frac{g_m}{R_f} + s g_m C_f + s^2 C_{out} (C_{det} + C_{in})} = - \frac{R_f}{1 + s R_f C_f + \frac{s^2 R_f C_{out} (C_{det} + C_{in})}{g_m}} \quad (7)$$

La fonction de transfert du circuit CPA.

Ainsi, nous pouvons déduire les expressions des densités spectrales de toutes les contributions en bruit en sortie du CPA, en convertissant les bruits en sources de courant équivalentes puis les multiplier par la fonction de transfert du CPA. Pour le bruit thermique total, l'évaluation complète est effectuée en faisant la

corrélation entre le bruit du canal et le bruit de la grille GIC qui donne naissance au bruit de corrélation. L'expression thermique totale en entrée est la suivante :

$$v_{S-CPA-TH}^2 = v_{S-CPA-Th}^2 + v_{S-CPA-GIC}^2 + v_{S-CPA-corr}^2 + v_{S-CPA-Rf}^2 \quad (8)$$

En sortie du préamplificateur de charge, les différentes sources thermiques constituant ce bruit thermique total se présentent dans les expressions suivantes:

$$v_{S-CPA-Th}^2 = \frac{8kT}{3g_m} \left((C_f + C_{det} + C_{in})^2 (2\pi f)^2 + \frac{1}{R_f^2} \right) |H(s)|^2 \quad (9)$$

$$v_{S-CPA-GIC}^2 = \frac{32}{45} kT \frac{2}{3} \frac{(WLC_{OX})^2}{g_m} (2\pi f)^2 |H(s)|^2 \quad (10)$$

$$v_{S-CPA-Corr}^2 = \frac{8}{9} \frac{kTWLC_{OX}}{g_m} (C_f + C_{det} + C_{in})^2 (2\pi f)^2 |H(s)|^2 \quad (11)$$

$$v_{S-Rf}^2 = 4kT |H(s)|^2 \quad (12)$$

La contribution du bruit de scintillation ou bruit en 1/f en sortie a pour expression :

$$v_{S-1/f}^2 = \frac{K_f}{f} \frac{1}{C_{OX}^2 WL} \left((C_f + C_{det} + C_{in})^2 (2\pi f)^2 + \frac{1}{R_f^2} \right) |H(s)|^2 \quad (13)$$

Enfin, la contribution du bruit de grenaille en sortie est obtenue par :

$$v_{S-det}^2 = 2qI_0 |H(s)|^2 \quad (14)$$

On peut déjà remarquer que ces densités spectrales en sortie du CPA sont reliées aux paramètres physiques des composants : La capacité du détecteur, la constante de temps du CPA, la transconductance, les capacités parasite.

3. Bruit ENC total du CPA

Pour exprimer l'influence de ces sources de bruit sur le signal en sortie du CPA, nous allons intégrer les bruits en entrée par la fonction de transfert du CPA et ensuite comparer cette valeur avec le signal créé par une charge équivalente à 1 électron ($Q=q/C_\lambda$). L'ENC est ainsi déduit des expressions des densités spectrales obtenues au paragraphe précédent, par calcul de la valeur quadratique moyenne en sortie du CPA de toutes les sources de bruit. L'ENC issu du transistor d'entrée de l'amplificateur est calculé par la somme quadratique des deux composantes principales qui le composent :

$$ENC_{amp} = \sqrt{ENC_{1/f}^2 + ENC_{TH}^2} \quad (15)$$

En exprimant l'ENC thermique dans le premier transistor de l'amplificateur comme suit :

$$ENC_{TH} = \sqrt{ENC_{Th}^2 + ENC_{GIC}^2 + ENC_{Corr}^2} \quad (16)$$

Pour les bruits de scintillation (bruit 1/f), thermique du canal, de la grille GIC et de corrélation, l'intégration de leur bruit en entrée par la fonction de transfert du CPA donne respectivement les expressions de l'ENC suivantes :

$$ENC_{1/f} = \frac{C_f}{q} \sqrt{\frac{(C_f + C_{det} + C_{in})^2 K_f}{C_{OX} WL} \frac{1}{C_f^2} \ln\left(C_f R_f \frac{g_m}{C_{out} C_{det}}\right) + \frac{1}{R_f^2} \frac{K_f}{C_{OX} WL} \ln\left(C_f R_f \frac{g_m}{C_{out} C_{det}}\right)} \quad (17)$$

$$ENC_{Th} = \frac{C_f}{q} \sqrt{\frac{2kT}{3} \frac{(C_f + C_{det} + C_{in})^2}{C_f C_{out} (C_{det} + C_{in})} + \frac{2kT}{3g_m R_f C_f}} \quad (18)$$

$$ENC_{GIC} = \frac{C_f}{q} \sqrt{\frac{8kT}{45} \frac{2(WL C_{OX})^2}{3C_f C_{out} (C_{det} + C_{in})}} \quad (19)$$

$$ENC_{Corr} = \frac{C_f}{q} \sqrt{\frac{2}{9} kTWL C_{OX} \frac{(C_f + C_{det} + C_{in})^2}{C_f C_{out} (C_{det} + C_{in})}} \quad (20)$$

Pour déterminer le bruit ENC total du CPA, on peut ajouter quadratiquement les différentes contributions :

$$ENC_{Tot} = \sqrt{ENC_{det}^2 + ENC_{Rf}^2 + ENC_{amp}^2} \quad (21)$$

La démarche pour déterminer les ENC du détecteur et de la contre-réaction R_f à la sortie du CPA est la même que pour les bruits précédents. D'où

$$ENC_{det} = \frac{C_f}{q} \sqrt{\frac{qI_0 R_f}{2C_f}}, \quad ENC_{Rf} = \frac{C_f}{q} \sqrt{\frac{kT}{C_f}} \quad (22)$$

Nous pouvons observer que la contribution en bruit du circuit est fonction des paramètres imposés par l'instrumentation, comme R_f , C_f , C_{det} ... mais aussi des paramètres du transistor d'entrée g_m , W et L qui vont aussi agir sur les capacités de grille. Le g_m va non seulement déterminer la bande passante du CPA mais aussi le bruit.

4. Simulation de l'ENC en fonction des paramètres du CPA

L'ENC a été évalué sur le programme MatLab et nous avons visualisé l'effet que provoque le transistor d'entrée sur les différents ENC. Les simulations sont effectuées sur la technologie standard AMS CMOS 0.35 μ m pour laquelle les transistors [9] sont décrits par les paramètres du **Tableau 1** ci-dessous.

Tableau 1 : Caractéristiques des transistors MOS d'AMS CMOS 0.35µm

Symbole	Définition	NMOS	PMOS
K	Constante de Boltzmann (J/K)	$1.38.10^{-23}$	$1.38.10^{-23}$
T	Température ambiante (K)	298.15	298.15
q	Charge de l'électron (C)	$1.6.10^{-19}$	$1.6.10^{-19}$
C_{ox}	Capacité de l'oxyde (F.m ⁻²)	$4.48.10^{-3}$	$4.48.10^{-3}$
K_f	Constante du process (C ² .m ⁻²)	$8.5.10^{-27}$	$8.5.10^{-27}$
K_p	Paramètre de transconductance (µA.V ⁻²)	181.10^{-6}	58.10^{-6}
γ	Paramètre d'effet de substrat	1.3	1.25
n	Slope factor	1.22	1.17

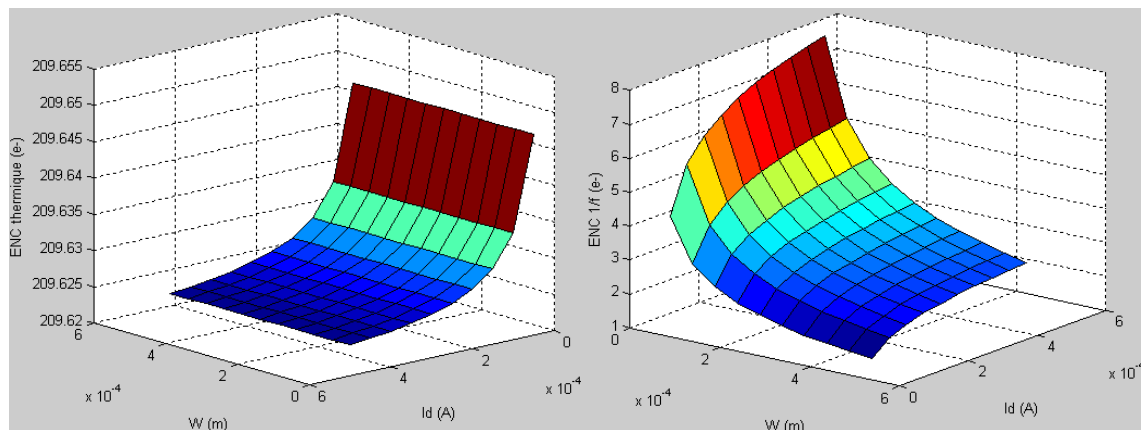
Prenons par exemple l'étude du détecteur avec une capacité de détection C_{det} de 3pF et une capacité parasite sur le nœud d'entrée $C_p=2pF$ et un courant de fuite I_0 de 1nA. Utilisons pour le CPA une capacité d'intégration $C_f = 0.1pF$. Pour une longueur de grille L du NMOS d'entrée égale à 2µm nous pouvons maintenant tracer l'ENC en fonction de la largeur de la grille W et du courant de drain I_D du transistor d'entrée.

4-1. Comportement de l'ENC thermique et l'ENC 1/f dans CPA

L'ENC total de bruit thermique est défini par la racine carrée de la somme des carrés des contributions des différentes sources en bruit thermique suivant :

$$ENC_{TH-Tot} = \sqrt{ENC_{Rf}^2 + ENC_{Th}^2 + ENC_{GIC}^2 + ENC_{Corr}^2} \tag{23}$$

La **Figure 3** montre l'évolution de l'ENC total thermique, de l'ENC 1/f, de l'ENC GIC et de l'ENC Corrélation en fonction de la largeur du canal W et du courant de drain I_D du transistor d'entrée. Ces courbes sont calculées avec le modèle EKV pour le calcul g_m et pour le calcul les capacités parasites de la grille.



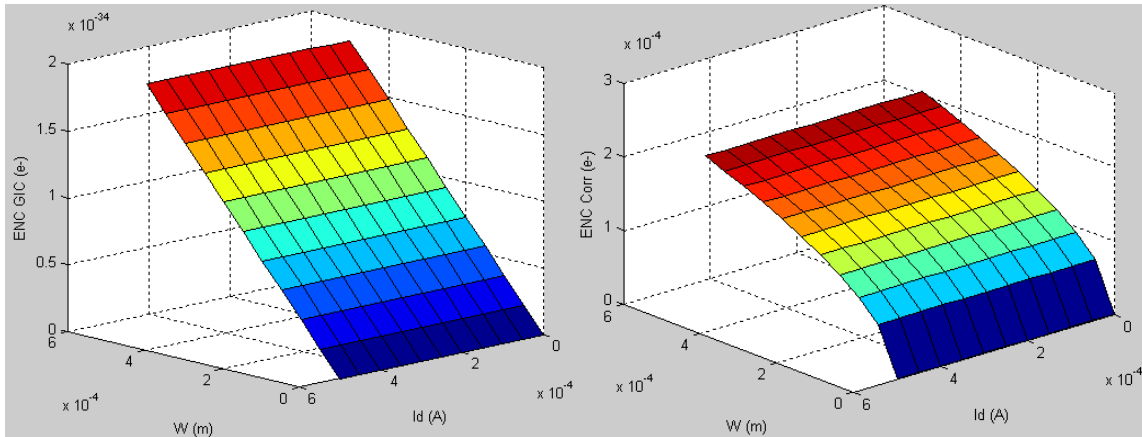


Figure 3 : Tracés 3D de l'ENC Thermique total (à gauche et en haut), de l'ENC_{1/f} (à droite et en haut), de l'ENC GIC (à gauche et en bas), de l'ENC Corr. (à droite et en bas) en fonction de la largeur du canal et du courant de drain I_D du transistor d'entrée pour une techno 0.35µm

Nous pouvons observer différents effets qui font varier l'ENC en fonction des différentes entrées. Pour l'ENC thermique, nous observons les plus fortes valeurs de bruit pour les faibles valeurs de courant de drain (<100µA) jusqu'à 209.65e⁻ pour I_D=50µA. Cela s'explique par la présence du facteur 1/g_m dans la formule de l'ENC²_{Th}. Cet effet est aussi très légèrement amplifié pour les fortes valeurs de W toujours expliquée par la présence de ce dernier facteur dans les formules de l'ENC²_{GIC} et ENC²_{Corr}. Nous pouvons donc observer que la zone où le bruit thermique est minimal est située pour I_D > 300µA et presque pas pour W.

Pour plus de simplification dans les expressions de l'ENC, les résultats de simulation montre pourquoi les l'ENC²_{GIC} et ENC²_{Corr} ne sont pas souvent pris en compte dans l'expression de l'ENC thermique total voir **Figure 3**. Cela s'explique d'une part par l'absence de W dans la formule de l'ENC²_{Th} et sa présence dans les formules de l'ENC²_{GIC} et ENC²_{Corr}, et d'autre part le caractère de la capacité de grille Cox présent seulement dans l'ENC²_{GIC} et ENC²_{Corr}.

Pour la courbe représentant l'ENC_{1/f}, les plus fortes valeurs de bruit sont observées pour les faibles valeurs de W et pour les fortes valeurs de courant de drain. Le facteur 1/(WL) et g_m de l'équation sur le bruit en 1/f justifie ce résultat.

4-2. ENC total du CPA

Pour le bruit de grenaille ENC_{det}, il est identique (7.9 e⁻) sur tout le volume car il ne dépend pas du transistor d'entrée. Tout comme le bruit de contre-réaction ENC_{Rf} dans l'expression du bruit thermique total est identique, évalué à environ (126 e⁻) car il ne dépend pas aussi du transistor d'entrée. Nous pouvons maintenant examiner l'ENC total de la CPA défini par :

$$ENC_{Tot} = \sqrt{ENC_{det}^2 + ENC_{1/f}^2 + ENC_{TH-Tot}^2} \tag{24}$$

La **Figure 4** montre l'ENC total en fonction de la largeur du canal W et du courant de drain I_D du transistor d'entrée.

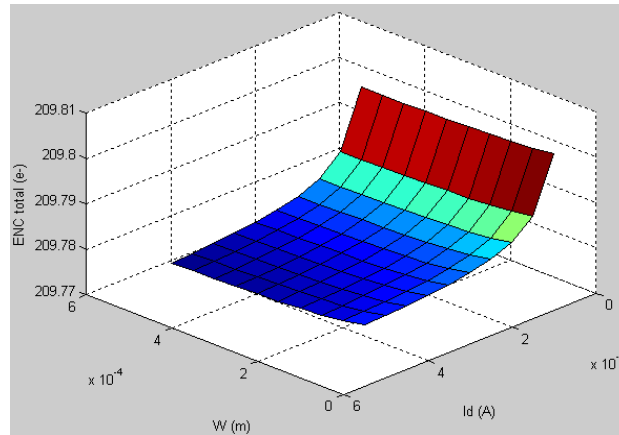


Figure 4 : Tracés 3D de l'ENC Total en fonction de la largeur du canal et du courant de drain I_D du transistor d'entrée pour une techno $0.35\mu\text{m}$.

L'évolution de l'ENC total concorde avec les résultats observés pour ENC Thermique total et ENC 1/f. Une première conclusion est que l'effet de l'ENC Thermique total est prédominant par rapport aux autres sources de bruit. C'est lui qui va donc définir le bruit minimal de la CPA observable pour des valeurs de $W > 400\mu\text{m}$ et des valeurs de courant de drain $I_D > 300\mu\text{A}$. Mais attention, le fait d'augmenter trop W va augmenter le bruit car les capacités de grille vont augmenter en surface et donc générer plus de bruit. Pour finir cette étude sur le bruit nous pouvons montrer l'influence de la capacité du détecteur C_{det} sur l'ENC total. L'effet de cette capacité d'entrée est présenté sur la **Figure 5**.

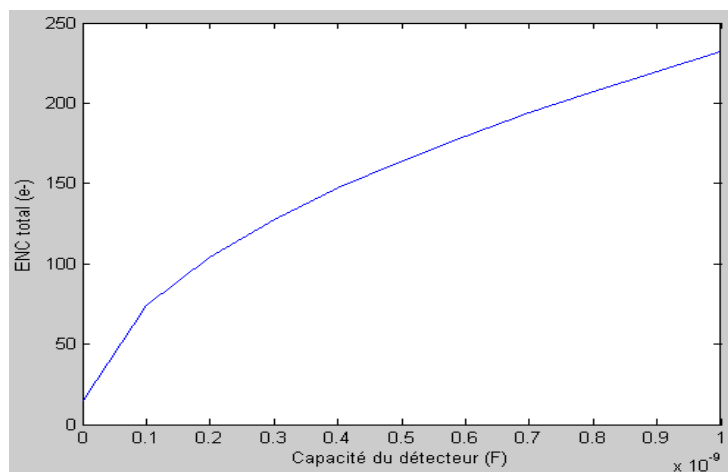


Figure 5 : L'ENC total en fonction de la capacité du détecteur C_{det} en techno $0.35\mu\text{m}$.

Le bruit va donc augmenter avec la valeur de la capacité C_{det} pour la valeur de $C_f = 1\text{fF}$. La miniaturisation est donc un atout. Pour résumer cette étude en bruit, nous avons montré que la valeur de l'ENC total peut être optimisée au détriment de la consommation en jouant sur I_D . Aussi la valeur du courant de drain et le dimensionnement du transistor d'entrée sont décisifs.

5. Conclusion

Dans ce travail nous avons modélisé la densité spectrale de plusieurs origines du bruit dans le circuit du Préamplificateur de charge en structure CMOS. Les résultats sont jugés satisfaisants au regard des valeurs expérimentales de la littérature. Nous avons à partir des simulations démontré que le bruit dans un préamplificateur de charge est essentiellement le bruit du transistor du premier étage de l'amplificateur additionné du bruit de contre-réaction R_f et le bruit de grenaille généré par le détecteur. Nous avons aussi apprécié dans la technologie standard AMS CMOS 0.35 μ m, la variation lente de l'ENC en fonction du courant de drain I_D du transistor d'entrée et la variation très lente en fonction de la largeur de la grille W de ce même transistor. Ce qui contrairement aux cas déjà étudiés facilite le dimensionnement des paramètres du transistor d'entrée à utiliser.

Références

- [1] - H. Spieler, *Semiconductor Detector System*. S. L.: Oxford University Press, USA, (2005)
- [2] - S. Zhubin, P. Lan, W. Linjun, et al. A CMOS charge sensitive preamplifier for CdZnTe detector. *Nuclear Science, IEEE Transactions*. (2010) 4244-5798
- [3] - E. T. WEMBE, H. SU, Y. PENG, *et al.* A low noise charge sensitive preamplifier with Switch Control feedback Resistance. *Nuclear Sciences and Techniques*, Vol.19 (1) (2008) 39-44.
- [4] - M. Weng, *et al.* A high-speed low-noise CMOS 16-channel charge-sensitive preamplifier ASIC for APD-based PET detectors. *Nuclear Science, IEEE transactions*. Vol.50 (4) (2003) 898-902
- [5] - Y. Koulobine. *Electronique de comptage de photons pour détecteurs à pixels hybrides*. Thèse de doctorat, Université Aix-Marseille 2, Faculté des sciences, France ; (2005).
- [6] - J. Kaplon, et W. Dabrowski, Fast CMOS binary front end for silicon strip detectors at LHC experiments. *Nuclear Science, IEEE Transactions*. Vol.52 (6) (2005) 2713-2720
- [7] - W.M.C. Sansen, et Z. Y., Chang, Limits of low noise performance of detector readout front ends in CMOS technology. *Circuits and Systems, IEEE Transactions*. Vol. 37 (11) (1990) 1375-1382
- [8] - B. Guen et al. Modélisation des sources de bruit dans les dispositifs MOS. *Afrique SCIENCE*. Vol. 01 (2) (2005) 189-207
- [9] - C.C. Enzet, E.A. Vittoz, *Charge-Based MOS Transistor Modeling: The EKV Model for Low-Power and RF IC Design*. S.I.: Wiley, (2006)