



UNIVERSITÉ DE  
**SHERBROOKE**

Faculté de génie

Département de génie électrique et de génie informatique

CONCEPTION D'UN PRÉAMPLIFICATEUR DE  
CHARGE FAIBLE BRUIT POUR UN SCANNER  
TEP/TDM EN TECHNOLOGIE CMOS 0,18  $\mu\text{m}$

Mémoire de maîtrise

Spécialité : génie électrique

Konin Miloud-Calliste KOUA

Jury : Réjean FONTAINE (directeur)

Roger LECOMTE (codirecteur)

Jean-François PRATTE

Cetin AKTIK

Sherbrooke (Québec), Canada

Mai 2010

TU-2051



Library and Archives  
Canada

Published Heritage  
Branch

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque et  
Archives Canada

Direction du  
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*  
ISBN: 978-0-494-65596-2  
*Our file* *Notre référence*  
ISBN: 978-0-494-65596-2

**NOTICE:**

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

---

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

**AVIS:**

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

---

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

  
**Canada**

# RÉSUMÉ

Développé par le Centre d'imagerie moléculaire de Sherbrooke (CIMS) et le Groupe de recherche en appareillage médical de Sherbrooke (GRAMS), le LabPET™ est un scanner TEP numérique dédié à des applications précliniques sur les petits animaux. C'est le premier scanner TEP commercial à utiliser des photodiodes à avalanche dans son module de détection. Aujourd'hui plusieurs travaux de recherche sont menés afin de réaliser la prochaine génération de ce scanner qui permettra de fusionner efficacement les deux modalités TEP et TDM dans une même chaîne matérielle électronique et aussi d'offrir une résolution spatiale submillimétrique en mode TEP. Pour ce faire, un nouveau module de détection, le module LabPET™ II, a été développé en partenariat avec PerkinElmer inc. afin d'atteindre ces performances. Il est constitué d'une matrice de 64 pixels de photodiodes à avalanche de  $1,2 \times 1,2 \text{ mm}^2$  ayant une surface active de  $1,1 \times 1,1 \text{ mm}^2$ .

Les travaux de ce mémoire s'insèrent dans cet objectif ambitieux et s'attardent plus spécifiquement au nouveau préamplificateur de charge conçu pour optimiser le rapport signal sur bruit de la chaîne électronique, en accord avec les caractéristiques du nouveau module de détection LabPET™ II. L'optimisation du premier étage de la chaîne électronique de détection est directement liée aux caractéristiques du détecteur et également à la capacité équivalente rapportée à l'entrée. Le dimensionnement et les simulations du préamplificateur à l'aide des outils *Cadence* et *Mathcad* envisagent un gain de  $1,73 \text{ mV/fC}$ , un temps de montée intrinsèque de  $6,5 \text{ ns}$  et une charge équivalente de bruit en entrée de  $370 \text{ é-rms} + 25 \text{ é-rms/pF}$  pour un filtre semi-Gaussien d'ordre 3 avec un temps de mise en forme optimal de  $50 \text{ ns}$ . Le temps de mise en forme se définit ici comme le temps que met le signal pour atteindre sa valeur maximale.

Le circuit conçu a été fabriqué avec la technologie CMOS18 de la compagnie Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC) puis testé pour valider les performances simulées. Le préamplificateur de charge bien que fonctionnel présente quelques déviations par rapport aux résultats simulés, notamment au niveau des figures de bruit et du minimum de bruit ENC qui s'élève à  $494 \text{ é-rms} + 32 \text{ é-rms/pF}$ .

Malgré tout, ces résultats préliminaires laissent entrevoir de belles perspectives pour la prochaine chaîne électronique frontale de ce qui sera demain, le premier scanner à bimodalité TEP/TDM totalement intégrée dans une même chaîne électronique.

**Mots-clés :** Préamplificateur de charge, Charge équivalente de bruit (ENC), CMOS 0,18  $\mu\text{m}$ , Tomographie d'émission par positrons (TEP), Tomodensitométrie (TDM).

# REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier tout d'abord mes deux directeurs de recherche, Pr. Réjean FONTAINE, directeur du GRAMS (Groupe de Recherche en Appareillage Médical de Sherbrooke) et Pr. Roger LECOMTE, chef scientifique du CIMS (Centre d'Imagerie Moléculaire de Sherbrooke) et directeur du LabTEP (Laboratoire de recherche en Tomographie d'Émission par Positrons), de m'avoir donné l'opportunité et les moyens de réaliser ces travaux de recherche. Je les remercie particulièrement pour leur disponibilité et leurs conseils qui m'ont orientés tout au long de ce projet et de m'avoir permis d'approfondir mes connaissances au travers d'un stage et de conférences aux États-Unis.

Je remercie également tous les membres des deux groupes de recherche, particulièrement, Nicolas VISCOGLIOSI et Caroline PAULIN pour leur support technique à chaque fois que j'en avais besoin et pour la fabrication des PCBs de tests, Catherine PEPIN, Christian THIBAudeau et Mélanie BERGERON pour leur disponibilité lors de mes premiers jours de test avec les détecteurs LabPET™ II et les modules d'instrumentation nucléaire au CIMS.

J'exprime par ailleurs mes remerciements à M. Veljko RADEKA, chef de division du département d'instrumentation du Brookhaven National Laboratory (BNL) et à M. Paul O'CONNOR, directeur de la section microélectronique du département d'instrumentation du BNL, pour m'avoir permis de séjourner quelques mois dans leur département où j'ai pu approfondir mes connaissances en instrumentation microélectronique auprès du personnel du département, particulièrement M. Jean-François PRATTE que je tiens à remercier spécialement. En plus d'avoir été un superviseur, il a été un partenaire qui a su me transmettre son bagage de connaissance en électronique analogique. Ses précieux conseils et les nombreuses discussions que nous avons eues ont contribué indubitablement à la réussite de ce projet.

De plus, je tiens à souligner ma reconnaissance envers les organismes qui ont appuyé matériellement ou financièrement ces travaux, à savoir le CRSNG pour les fonds de recherche octroyés, la fondation de l'Université de Sherbrooke et la famille Louis Lagassé au travers d'une généreuse bourse d'encouragement ainsi que la Société Canadienne de Microélectronique (CMC) pour avoir fourni les logiciels de conception ainsi que les subventions ayant permis la fabrication des circuits intégrés.

Enfin, je dis un énorme merci à mes parents qui m'ont toujours encouragé et soutenu, mais surtout pour m'avoir inculqué les valeurs de persévérance et de dépassement. J'exprime toute ma reconnaissance à ma formidable copine qui m'a encouragé et supporté durant les dures périodes précédant la soumission des circuits intégrés en fabrication. Et pour finir, je rends grâce à Dieu de m'avoir donné la force d'avancer lorsque le découragement était présent et de m'avoir permis de rencontrer tout au long de cette aventure des personnes formidables.

# TABLES DES MATIÈRES

RÉSUMÉ .....	i
REMERCIEMENTS.....	ii
LISTES DES FIGURES .....	vi
LISTE DES TABLEAUX.....	x
LEXIQUE / LISTE DES ACRONYMES.....	xii
1. CHAPITRE 1 : INTRODUCTION.....	1
1.1 Mise en contexte.....	1
1.1.1 L'imagerie moléculaire.....	1
1.1.2 Le projet LabPET™ II.....	3
1.2 Objectif du projet de recherche .....	6
1.3 Plan du document.....	7
2. CHAPITRE 2 : SCANNER TOMOGRAPHIQUE TEP ET TDM .....	8
2.1 Principe de la tomodensitométrie (TDM) .....	8
2.2 Principe de la tomographie d'émission par positrons (TEP).....	10
2.2.1 Émission de positrons et création de la paire de photons d'annihilation....	10
2.2.2 Détection en coïncidence .....	11
2.3 Avantages de la bimodalité TEP/TDM intégrée .....	13
2.4 Module de détection.....	16
2.4.1 Le scintillateur .....	16
2.4.2 Les photodétecteurs .....	17
2.5 Principales caractéristiques d'un scanner TEP/TDM.....	22
2.5.1 La résolution spatiale .....	22
2.5.2 La résolution temporelle .....	24
2.5.3 La résolution en énergie.....	25
2.5.4 La sensibilité .....	26
2.6 Conclusion.....	27
3. CHAPITRE 3 : L'ÉLECTRONIQUE FRONTALE DU LABPET™ II.....	28
3.1 Architecture de l'électronique mixte frontale .....	28
3.2 Module de détection du LabPET™ II .....	31

3.3	Préamplificateur de charge.....	32
3.3.1	Spécifications préalables.....	32
3.3.2	Topologie du préamplificateur.....	34
3.3.3	Amplificateurs cascodes .....	36
3.3.4	Architecture adoptée : Le cascode télescopique modifié.....	37
3.4	Sources de bruit électronique .....	40
3.4.1	Bruit thermique .....	40
3.4.2	Bruit de grenaille / Shot noise.....	41
3.4.3	Bruit fréquentiel .....	42
3.5	Modèles et équations de bruit ENC.....	43
3.6	Circuit de compensation pôle-zéro.....	47
3.7	Le filtre de mise en forme .....	48
3.8	Conclusion.....	49
4.	CHAPITRE 4: CONCEPTION DU PREAMPLIFICATEUR DE CHARGE.....	50
4.1	Spécifications .....	50
4.2	Choix de $C_f$ .....	51
4.3	Dimensionnement du transistor de contre-réaction $M_f$ .....	52
4.4	Optimisation du transistor d'entrée .....	55
4.5	Minimisation de la contribution au bruit des autres transistors .....	59
4.5.1	Contribution au bruit de chaque transistor.....	59
4.5.2	Optimisation du dimensionnement des transistors .....	60
4.6	Étage de sortie $M_5 - M_6$ .....	64
4.7	Valeur minimale et maximale du paramètre $N$ du pôle-zéro .....	64
4.8	Simulation des caractéristiques du préamplificateur.....	66
4.8.1	Configurations de simulation.....	66
4.8.2	Stabilité .....	68
4.8.3	Gain et plage dynamique du préamplificateur .....	72
4.8.4	Temps de montée .....	73
4.9	Conclusion.....	74
5.	CHAPITRE 5 : RÉSULTATS .....	76
5.1	PCB de tests .....	76

5.2	Mesure du gain, de la plage dynamique et du temps de montée .....	78
5.2.1	Configuration du banc de test .....	78
5.2.2	Mesure du gain et de la plage dynamique.....	79
5.2.3	Mesure du temps de montée .....	80
5.3	Bruit électronique du préamplificateur de charge.....	81
5.3.1	Configuration du banc de test .....	81
5.3.2	Résultats.....	82
5.4	Résolution en énergie.....	84
5.4.1	Configuration du banc de test .....	84
5.4.2	Résultats.....	85
5.5	Résolution temporelle électronique.....	85
5.5.1	Configuration du banc de test .....	85
5.5.2	Résultats.....	86
5.6	Conclusion.....	87
6.	CHAPITRE 6: DISCUSSION .....	89
6.1	Comparaison entre les mesures et les simulations .....	89
6.2	Évaluation des améliorations apportées .....	93
6.3	Développements futurs.....	94
6.3.1	Ajouter un signal de contrôle On/Off au préamplificateur de charge.....	94
6.3.2	Implémentation d'un étage de compensation du courant de fuite et de stabilisation du niveau de référence ( <i>baseline</i> ) .....	95
6.3.3	Conception du filtre de mise en forme semi-Gaussien de 3 <sup>ième</sup> ordre.....	96
7.	CHAPITRE 7 : CONCLUSION .....	97
	ANNEXE A .....	103
	LISTES DES RÉFÉRENCES.....	110

# LISTES DES FIGURES

Figure 1.1 : Scanner LabPET™.....	4
Figure 1.2 : Schéma d'un canal de détection et image d'une carte d'acquisition à 16 canaux du LabTEP™.....	5
Figure 1.3 : a) Détecteur LabPET™ I : <i>phoswich</i> LYSO/LGSO + APD de PerkinElmer Inc. ....	5
Figure 2.1 : Exemple de configuration d'un scanner TDM et d'image TDM obtenue.....	8
Figure 2.2 : Annihilation d'un positron avec un électron [CHERRY, 2006]. ....	11
Figure 2.3 : Exemple de configuration d'un scanner TEP et d'image TEP obtenue sur laquelle on voit en plus foncé les cellules d'intérêt ciblées avec le radiotracer utilisé... ..	11
Figure 2.4 : Illustration des évènements possibles en TEP. (a) Évènement unique, (b) Coïncidence vraie (c) Coïncidence fortuite, (d) Coïncidence diffusée dans la source, (e) Coïncidence diffusée dans les détecteurs [REY, 2007]......	12
Figure 2.5 : Scanner multimodal Inveon de Siemens. ....	14
Figure 2.6 : Illustration de l'imagerie TEP/ TDM : La première image TDM fusionnée avec le seconde image TEP donne la troisième image TEP/TDM issue de la fusion. ....	15
Figure 2.7 : Principe d'un tube photomultiplicateur. ....	18
Figure 2.8 : Coupe d'une photodiode à avalanche. ....	19
Figure 2.9 : a) Microphotographie d'un prototype de SiPM de 1 mm <sup>2</sup> de STMicroelectronics.....	20
Figure 2.10 : Mode de fonctionnement d'un pixel SPAD. ....	21
Figure 2.11 : Différentes formes géométriques de SIPM a) Carré de 2,1 x 2.1 mm <sup>2</sup> de CPTA, b) Cercle de 2,8 mm de diamètre de ICT-irst, c) Octagone de STMicroelectronics. ....	21
Figure 2.12 : Calcul de la résolution en énergie. ....	26
Figure 3.1 : Schéma bloc de l'électronique frontale du LabPET™ II. ....	29
Figure 3.2 : Illustration de la <i>ToT</i> : (a) Exemple d'impulsions discriminées pour la <i>ToT</i> et (b) exemples de résultats de <i>ToT</i> obtenus [MANFREDI et al, 2000]......	30

Figure 3.3 : Module de détection du LabPET™ II: a) Céramique b) Céramique + 2 matrices 4 x 8 de PDA PerkinElmer c) Matrice LYSO 8 x 8 d) Module de détection assemblé [BÉRARD et al., 2008].	32
Figure 3.4 : Schéma simplifié d'un préamplificateur de charge couplé à une PDA.	35
Figure 3.5 : Architecture (a) Cascode télescopique, (b) Cascode replié et (c) Regulated gain cascode.	36
Figure 3.6 : Architecture de l'amplificateur du CSP : Cascode télescopique modifié.	38
Figure 3.7 : Schéma final du préamplificateur de charge	38
Figure 3.8 : Branchement des PDAs.	39
Figure 3.9 : Modèles de bruit thermique (a) de résistance et (b) de transistor MOS.	41
Figure 3.10 : Modèle de bruit ENC adopté.	44
Figure 3.11 : Filtre de compensation pôle-zéro.	47
Figure 3.12 : Illustration de l'empilement des signaux.	49
Figure 3.13 : Exemple de filtre CR-RC <sup>2</sup>	49
Figure 4.1 : Spectre d'énergie typique des scintillateurs LYSO et LGSO du LabPET™ [PEPIN et al., 2007b].	51
Figure 4.2 : Illustration de l'impact du niveau DC en sortie sur la plage dynamique.	53
Figure 4.3 : Décroissance du signal en sortie du préamplificateur.	54
Figure 4.4 : Courbes de bruit ENC en fonction de la largeur de grille W1 du transistor d'entrée.	57
Figure 4.5 : Courbes de bruit ENC avec les contributions série, parallèle et fréquentielle, en fonction du temps de mise en forme pour un filtre CR-RC.	58
Figure 4.6 : Modélisation du bruit appliquée à l'amplificateur cascodé.	60
Figure 4.7 : Schéma de simulation pour dimensionner les transistors M2 et M3.	62
Figure 4.8 : Schéma de simulation pour dimensionner le transistor cascode M4.	62
Figure 4.9 : Schéma de la chaîne analogique frontale.	65
Figure 4.10 : Circuit de simulation de la réponse impulsionnelle du préamplificateur.	67
Figure 4.11 : Circuit de simulation de la stabilité.	68
Figure 4.12 : Gain et phase du gain de boucle du préamplificateur seul avec N=20.	69
Figure 4.13 : Variation de la marge de phase en fonction de la charge capacitive.	70
Figure 4.14 : Effet de la capacité de charge sur le gain de boucle.	70

Figure 4.15 : Variation de la marge de phase en fonction de la capacité en entrée du préamplificateur.....	71
Figure 4.16 : Effet de la capacité en entrée sur le gain de boucle.....	71
Figure 4.17 : Gain, linéarité et plage dynamique simulés.....	73
Figure 4.18 : Signal en sortie du préamplificateur lorsque stimulé par un échelon à l'entrée. Le Temps de montée 10%-90% est simulé avec la PDA ( $C_{in} = 7.5$ pF) et sans la PDA en entrée ( $C_{in} = 3,5$ pF), considérant les capacités parasites.....	74
Figure 5.1 : Dessin des masques de la puce ICFSHPI1.....	77
Figure 5.2: Deuxième version du PCB de tests.....	78
Figure 5.3 : Montage de test pour la mesure du gain, de la plage dynamique et du temps de montée du préamplificateur.....	79
Figure 5.4 : Gain et écart de linéarité mesurés pour le préamplificateur.....	80
Figure 5.5 : Temps de montée mesuré pour différentes valeurs de capacité en entrée du préamplificateur.....	81
Figure 5.6 : Montage de test pour la mesure du bruit en électrons-rms et la mesure de la pente de bruit du préamplificateur.....	82
Figure 5.7 : Mesure de bruit ENC pour différentes constantes de temps de mise en forme, avec un filtre CR-RC.....	83
Figure 5.8 : Pente de bruit ENC mesuré avec le filtre CR-RC ORTEC 579 @ 80 ns.....	83
Figure 5.9: Montage de test pour la mesure de la résolution en énergie.....	84
Figure 5.10: Spectre en énergie, obtenu avec un scintillateur LYSO et une PDA LabPET™ II polarisé à un gain de 100, permettant de mesurer la résolution en énergie et la contribution du bruit électronique.....	85
Figure 5.11: Montage de test pour la mesure de la résolution temporelle de la chaîne électronique.....	86
Figure 5.12: Mesure de la résolution temporelle de la chaîne électronique.....	87
Figure 6.1 : Comparaison des courbes de bruit simulées et mesurées pour un filtre CR-RC.....	91
Figure 6.2: Comparaison de la courbe mesurée avec la courbe de bruit simulée avec la capacité parasite extraite du PCB.....	92

Figure 6.3: Image de la variation transitoire non désirée au niveau du pic de l'impulsion issue du préamplificateur.....	92
Figure 6.4 : Profil de gain et de courant de fuite pour une matrice de photodiodes LabPET II [BERARD, 2008].....	95
Figure 7.1 : Illustration de l'intégration 3D appliquée à la détection de rayonnements [GREGORG, 2009].....	102

# LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : Caractéristiques physiques de scintillateurs couramment utilisés en imagerie TEP [LECOMTE, 1998] [PEPIN, 2007a].	16
Tableau 2.2 : Caractéristiques des SiPM de certains fabricants	22
Tableau 2.3 : Caractéristiques et applications de traceurs couramment utilisés [LECOMTE, 2007].	23
Tableau 3.1 : Comparaison des modules de détection LabPET™ et LabPET™ II. Les gains d'opération typique et maximum des PDAs sont donnés [PÉPIN, 2007] [BÉRAD et al., 2008].	32
Tableau 3.2 : Paramètres de bruit $1/f$ pour certaines technologies CMOS [RE, 2005]. Pour la technologie CMOS 0,13 $\mu\text{m}$ de ST, les dimensions du NMOS et du PMOS utilisés sont dans les deux cas 1000 $\mu\text{m}/0,7 \mu\text{m}$ . [MANGHISONI, 2006].	43
Tableau 4.1 : Spécifications du préamplificateur de charge.	50
Tableau 4.2 : Contrainte et choix du gain du préamplificateur.	52
Tableau 4.3 : Contraintes sur le transistor $M_f$ et ses caractéristiques de conception fixées.	54
Tableau 4.4 : Coefficients de bruit de différents filtres [DE GERONIMO et al., 2005].	55
Tableau 4.5 : Paramètres fixés pour la simulation du transistor d'entrée.	56
Tableau 4.6 : Caractéristiques du transistor d'entrée et performances escomptés.	57
Tableau 4.7: Performances simulées du préamplificateur de charge avec les coefficients de bruit d'un filtre CR-RC.	58
Tableau 4.8 : Résultats de simulations de $M_2$ , $M_3$ et $M_4$ pour l'optimisation du bruit série et facteur de multiplication maximal pour l'optimisation du bruit $1/f$ .	63
Tableau 4.9 : Dimensions finales et caractéristiques de conception des transistors $M_1$ , $M_2$ , $M_3$ et $M_4$ .	63
Tableau 4.10 : Dimension et caractéristiques des transistors de l'étage de sortie.	64
Tableau 4.11 : Résultats obtenus pour la contribution du filtre au bruit parallèle.	66
Tableau 4.12 : Tableau récapitulatif des dimensions et caractéristiques des transistors du préamplificateur.	75

Tableau 5.1 : Comparaison parasitique des interconnexions par microcâblage et par puce retournée [CMC, 2008].	76
Tableau 6.1 : Tableau comparatif des performances du préamplificateur présenté, dédié au LabPET™ II, avec celles du préamplificateur antérieur dédié au LabPET™ I.	94

## LEXIQUE / LISTE DES ACRONYMES

ASIC	: Circuit intégré à application spécifique ( <i>Application Specific Integrated Circuit</i> )
BGO	: Germanate de bismuth
BNL	: Brookhaven National Laboratory
DFC	: Discriminateur à Fraction Constante
CIMS	: Centre d'imagerie moléculaire de Sherbrooke
CAN	: Convertisseur analogique numérique
CNA	: Convertisseur Numérique Analogique
CPS	: Coups Par Seconde
CSP	: Préamplificateur de charge ( <i>Charge-Sensitive Preamplifier</i> )
CZT	: Détecteur $Cd_{(1-x)}Zn_xTe$
DLL	: Boucle à verrouillage de délais ( <i>Delay Locked-Loop</i> )
DOI	: Profondeur d'interaction ( <i>Depth-Of-Interaction</i> )
ENC	: Charge équivalente de bruit ( <i>Equivalent Noise Charge</i> )
FDG	: $^{18}F$ -fluorodésoxy-D-glucose
FPGA	: Matrice de portes programmables ( <i>Field Programmable Gate Array</i> )
FWHM	: Largeur à mi-hauteur ( <i>Full-Width at Half-Maximum</i> )
IRM	: Imagerie par Résonance Magnétique
LOR	: Ligne de réponse d'un scanner TEP ( <i>Line Of Response</i> )
LGSO	: Orthosilicate de lutecium-gadolinium
LSO	: Orthosilicate de lutecium
LYSO	: Orthosilicate de lutecium-yttrium
PCB	: Circuit imprimé ( <i>Printed Circuit Board</i> )
PDA	: Photodiode à avalanche
Ph/MeV	: Nombre de photons générés dans le scintillateur suite à une irradiation par un photon de 1 MeV
Ph-é/MeV	: Nombre de photoélectrons générés dans le photodétecteur suite à l'irradiation du scintillateur par un photon de 1 MeV
Phoswich	: Assemblage de cristaux superposés ( <i>Phosphor sandwich</i> )
PSPMT	: PMT pixélisé ( <i>Position Sensitive PMT</i> )
QE	: Quantum efficiency, rendement quantique.
RMS	: Valeur efficace ( <i>Root Mean Square</i> )
SNR	: Rapport signal sur bruit ( <i>Signal to Noise Ratio</i> )
TDM	: Tomodensitométrie ( <i>Computed Tomography</i> ou <i>CT</i> )
TEM	: Tomographie d'émission mono-photonique ( <i>Single Photon Emission Computed Tomography</i> ou <i>SPECT</i> )
TEP	: Tomographie d'émission par positrons
ToT	: Temps au-dessus du seuil ( <i>Time-over-Threshold</i> )
TPM	: Tube photomultiplicateur
TSMC	: Taiwan Semiconductor Manufacturing Company

# CHAPITRE 1 : INTRODUCTION

## 1.1 Mise en contexte

### 1.1.1 L'imagerie moléculaire

Depuis toujours les avancées en médecine contribuent énormément à améliorer notre qualité de vie. En effet, grâce aux recherches passées et actuelles, les maladies se détectent de manière plus précoce, permettant ainsi de mieux orienter les traitements pour le plus grand bien des patients. Ces progrès sont fortement liés à la capacité de pouvoir observer la physiologie et les bioprocessus de certaines cellules et tissus face à des agents pathogènes ou à des composants pharmacologiques, et ce, par des études et des analyses précliniques et cliniques. Parmi les technologies développées pour la médecine, l'imagerie médicale contribue considérablement aux avancées diagnostiques et thérapeutiques. Entre autres, la découverte du rayon X en 1895 par le physicien allemand Wilhelm Röntgen y a amorcé un virage majeur. Pour la première fois, les chercheurs et les médecins observaient les structures et les organes internes d'un patient sans aucune intervention physique. Aujourd'hui, l'évolution technologique et les innovations en électronique, en informatique, en physique nucléaire ainsi que plusieurs techniques d'imagerie médicale plus performantes permettent d'obtenir non seulement la structure anatomique interne d'un sujet, mais également d'en observer les phénomènes biologiques, génomiques et protéomiques *in vivo* [PEPIN, 2007a]. Ces deux derniers améliorent considérablement le processus d'identification des gènes et des protéines responsables de la génération de cellules cancérigènes dans les organes [LOUVARD, 2006].

L'imagerie médicale se classe en trois grands groupes. Il y a d'une part l'imagerie par réflexion qui consiste à envoyer, grâce à une sonde, des sons hautes fréquences au travers d'un sujet. Ces sons réfléchissent sur les tissus et renvoient à la sonde un écho dont l'amplitude et la phase procurent une information sur la densité des tissus et la vitesse de propagation de l'onde permet d'estimer leur position. La sonde transmet les signaux à un ordinateur capable de les conditionner et d'extraire une image de la partie scannée.

D'autre part, l'imagerie par transmission consiste à faire passer un signal (flux) au travers du sujet et à récupérer le signal résultant pour extraire une image. C'est le cas de la tomodensitométrie (TDM) basée sur la transmission de rayons X. Par ailleurs, il y a l'imagerie par résonance magnétique (IRM) qui est basée sur la mesure du moment magnétique des atomes constituant les tissus (l'hydrogène par exemple). Ces deux techniques d'imagerie donnent de l'information sur les détails anatomiques et structurels du sujet. Toutefois, l'IRM offre une alternative pour les patients allergiques aux agents de contraste utilisés en TDM [COLEMAN, 2005] et un meilleur contraste que la TDM pour les tissus mous, grâce aux différentes « séquences IRM »<sup>1</sup>. Elle constitue un outil de prédilection pour les images cérébrales. Cependant, la TDM est mieux adaptée pour l'imagerie abdominale et thoracique, car du fait de sa rapidité d'acquisition, elle est moins sensible aux artefacts de mouvements tels que la pulsation cardiaque, le rythme respiratoire ou péristaltique. Ces mouvements détériorent la qualité de l'image qui est alors fonction de la position moyenne des organes pendant un cycle, ce qui dégrade la définition des contours et la localisation des tumeurs.

Finalement, l'imagerie par émission consiste à détecter des signaux directement émis par le sujet. C'est le cas de la tomographie d'émission par positrons (TEP) et de la tomographie d'émission monophotonique (TEM), toutes deux basées sur l'émission de rayonnement  $\gamma$ . Ces techniques d'imagerie mesurent la distribution de radiotraceurs préalablement administrés au sujet pour observer des bioprocessus tels que la métabolisation du glucose. Ces modalités d'émission sont de plus en plus utilisées en oncologie, en neurologie et en cardiologie. La tendance actuelle est de combiner les informations anatomiques et métaboliques en développant des systèmes multimodaux fusionnant imagerie structurelle et imagerie fonctionnelle, ce qui permettrait d'améliorer les diagnostics posés.

Les instruments tomographiques étaient jusqu'au début des années 90 exclusivement dédiés aux applications cliniques, voire précliniques sur des modèles animaux de grande taille.

---

<sup>1</sup>Une séquence IRM est une subtile combinaison d'impulsions magnétiques et de gradients. L'objectif est de favoriser le signal de tel ou tel tissu (contraste), le plus rapidement possible (vitesse), tout en limitant les artefacts. Il existe ainsi plusieurs séquences différentes et chaque constructeur choisit en général un acronyme qui lui est propre [HOA, 2007].

Cependant, l'émergence du modèle animal de petite taille a suscité un engouement pour le développement de scanners tomographiques à haute résolution [REY, 2007]. À cet effet, la souris transgénique est de nos jours le modèle animal de prédilection dans les études biologiques et génétiques [MALAKOFF, 2000]. Son génome, entièrement décodé depuis 2003, s'apparente dans une proportion de 99% à celui de l'homme [D'ASTOUS, 2003]. Les études croissantes et toujours plus poussées sur les petits animaux requièrent des scanners précliniques performants offrant une bonne résolution spatiale et une faible résolution en temps de l'ordre de quelques ns, tout en supportant une bonne sensibilité.

C'est dans ce contexte très pointu et interdisciplinaire où physique, biologie, médecine moléculaire, électronique et informatique s'entremêlent que le GRAMS (Groupe de Recherche en Appareillage Médical de Sherbrooke) et le CIMS (Centre d'Imagerie Moléculaire de Sherbrooke) travaillent depuis plusieurs années conjointement afin de réaliser un scanner bimodal TEP/TDM, totalement intégré, destiné aux recherches précliniques sur les petits animaux.

### **1.1.2 Le projet LabPET™ II**

Le CIMS a développé dans les années 1990s le premier scanner TEP utilisant des photodiodes à avalanche (PDA) au lieu de tubes photomultiplicateurs (TPM) [LECOMTE et al., 1994] [LECOMTE et al., 1996]. Une seconde version améliorée de ce scanner [FONTAINE et al., 2009] a été réalisée en collaboration avec le GRAMS entre 2002-2003 et est aujourd'hui commercialisée sous le nom de LabPET™ (Figure 1.1).

Afin de rehausser les performances du LabPET™ et améliorer sa résolution spatiale pour tirer profit des radiotraceurs très spécifiques actuellement disponibles, les deux groupes ont démarré en 2008 le projet LabPET™ II. C'est le premier projet, sinon l'un des premiers à se lancer dans la réalisation d'une nouvelle génération de scanner bimodal TEP/TDM totalement intégré. Il consiste à concevoir un scanner tomographique fonctionnel qui utiliserait une seule et même chaîne de détection pour les deux types d'imagerie TEP et TDM, et ayant une résolution spatiale submillimétrique.

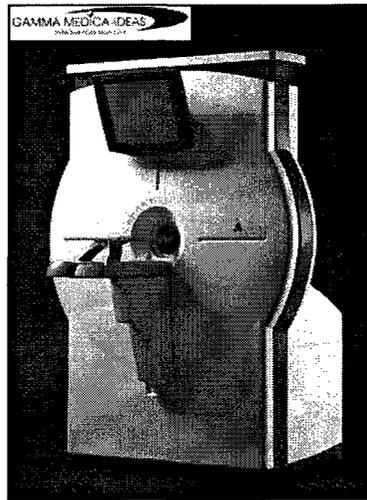


Figure 1.1 : Scanner LabPET™.

La bimodalité TEP/TDM intégrée assurera une fusion des informations anatomiques et métaboliques en éliminant d'une part les artefacts de reconstruction d'image dus au déplacement du sujet entre les scanners TEP et TDM juxtaposés axialement ou coaxialement, et d'autre part, le flou respiratoire [TOWNSEND et al., 2004]. Toutefois, cette approche présente des défis et des contraintes à relever qui feront l'objet de cette étude. Il s'agit entre autres de traiter, avec la même chaîne, les différents niveaux d'énergie des événements détectés en TEP et en TDM, respectivement 511 keV et  $\sim 40$  keV. L'objectif de 1 mm de résolution spatiale est fixé pour pouvoir observer les organes d'une souris avec la même précision que l'on observe aujourd'hui ceux d'un rat, qui est environ 10 fois plus gros.

Une première version de l'électronique analogique frontale fut réalisée en 2005 (Figure 1.2). Chaque circuit comprend 4 modules de détection et un circuit intégré (*ASIC*) de 16 canaux en technologie CMOS18, faisant l'acquisition des événements sur 16 canaux de détection. Chacun des modules est constitué d'un assemblage de 4 paires de cristaux LYSO/LGSO de dimensions  $2 \times 2 \times 12$  mm<sup>3</sup> agencés en *phoswich*<sup>2</sup> [BÉRARD, 2006] (Figure 1.3), et chaque *phoswich* est individuellement couplé avec une PDA de capacité équivalente  $8,6 \pm 0,4$  pF

<sup>2</sup> Un *phoswich* est un scintillateur formé par la juxtaposition de deux scintillateurs ou plus, ayant des caractéristiques différentes, ce qui permet d'identifier avec un seul photodétecteur le cristal où a lieu l'interaction, pour, par exemple diminuer l'erreur de parallaxe.

[PEPIN, 2007a]. Toutes les PDAs sont également couplées individuellement avec un canal électronique du ASIC [ROBERT, 2005].

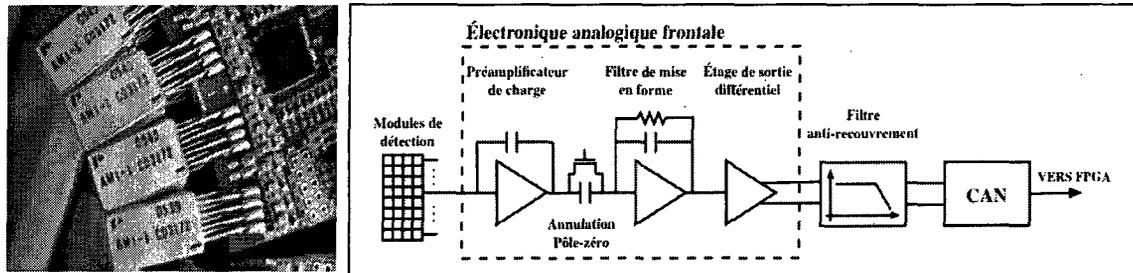


Figure 1.2 : Schéma d'un canal de détection et image d'une carte d'acquisition à 16 canaux du LabTEP™.

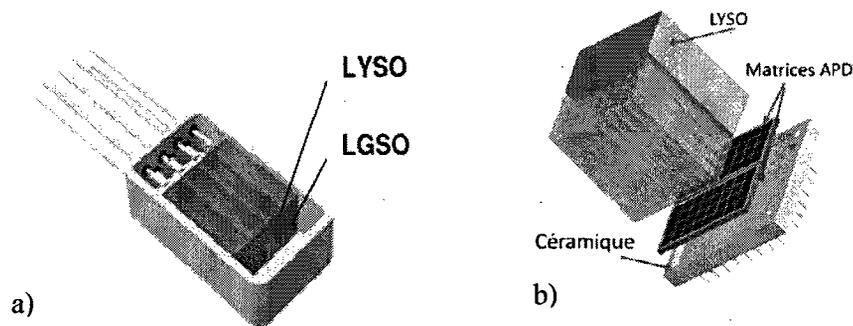


Figure 1.3 : a) Détecteur LabPET™ I : *phoswich* LYSO/LGSO + APD de PerkinElmer Inc.

b) Détecteur LabPET™ II : LYSO + nouvelle matrice APD de PerkinElmer Inc.

Cependant, dans l'objectif d'atteindre une résolution spatiale submillimétrique et d'améliorer les performances, le CIMS, en collaboration avec PerkinElmer Inc., a développé un nouveau module de détection, avec 8 fois plus de pixels: le LabPET™ II. Le module de détection LabPET™ II est constitué d'une matrice de 8 x 8 cristaux LYSO, chacun étant individuellement couplé à 2 matrices 4 x 8 de PDAs de PerkinElmer Inc. (Figure 1.3). Les nouvelles photodiodes de  $1,2 \times 1,2 \text{ mm}^2$  présentent, à leur point d'opération, une capacité équivalente d'environ  $3,7 \pm 0,4 \text{ pF}$  et un courant de fuite typique de  $35 \text{ nA}$  [PÉPIN, 2007a] [BERARD, 2008]. L'usage de ces nouveaux détecteurs implique la conception d'une nouvelle

électronique analogique frontale. Plus particulièrement, la conception d'un nouveau préamplificateur de charge optimisé pour le nouveau module de détection LabPET™ II.

## 1.2 Objectif du projet de recherche

L'objectif principal de ce projet est de réaliser un nouveau préamplificateur de charge, faible bruit, en technologie CMOS 0,18  $\mu\text{m}$ , destinée au scanner LabPET™ II permettant d'atteindre une résolution spatiale submillimétrique. En effet, le choix de la nouvelle matrice de 4 x 8 PDAs de PerkinElmer Inc. implique de concevoir une nouvelle chaîne électronique intégrée, afin d'optimiser l'étage analogique en termes de bruit et de taux de comptage. L'étude considère plusieurs aspects liés au nouveau détecteur:

- Premièrement, la faible capacité équivalente de la PDA ainsi que son courant de fuite offre la possibilité de réduire la contribution du bruit électronique. Pour ce faire, le transistor d'entrée du préamplificateur de charge, qui a la plus grande contribution au bruit série, doit être redimensionné convenablement. Le bon choix du transistor d'entrée repose sur les équations de bruit qui seront élaborées dans les prochains chapitres.
- Deuxièmement, la forte pixellisation de l'étage de détection engendre un coût au niveau de l'électronique en termes de consommation électrique et surface de l'*ASIC* qui sont multipliées par quatre. Il faut donc minimiser autant que possible la superficie et réduire la consommation par canal de manière substantielle de sorte que la puissance consommée à l'échelle de l'*ASIC* de 64 canaux reste en dessous de 175 mW.
- Troisièmement, en conjonction avec le détecteur LabPET II, le préamplificateur de charge doit améliorer les performances électroniques actuelles, obtenues avec le LabPET™ I. La résolution temporelle doit donc être inférieure à 0,47 ns, la résolution en énergie mieux que 3,4 % et le bruit ENC plus faible que 700 é-rms.

Par ailleurs, il est important de noter que plusieurs travaux connexes au projet LabPET furent réalisés durant cette maîtrise, en parallèle avec la conception du préamplificateur, mais ne seront pas présentés dans ce mémoire. En effet, deux convertisseurs numérique-analogique de

type *current steering* (8 bits et 3 bits) ont été conçus, de même qu'un amplificateur opérationnel totalement différentiel en entrée et en sortie.

### **1.3 Plan du document**

Ce mémoire se subdivise en 7 chapitres. Le Chapitre 1 qu'achève cette section a fait la mise en contexte du cadre d'étude en général et du projet LabPET™ II en particulier, avant de présenter les principaux objectifs des présents travaux de recherche. Le Chapitre 2 qui suit présentera les principes de fonctionnement de la TEP et de la TDM. Les différents types de détecteurs utilisés en imagerie médicale y seront présentés avant d'exposer les principales caractéristiques des scanners tomographiques.

Par ailleurs la chaîne électronique frontale du LabPET™ II sera exposée au Chapitre 3. Ce sera l'occasion de faire l'état de l'art sur les architectures des préamplificateurs de charge et sur les théories de bruit permettant d'optimiser le rapport signal sur bruit.

La conception proprement dite du préamplificateur de charge sera détaillée au Chapitre 4 avant d'exposer les résultats puis de commenter les différences et évaluer son apport relativement au précédent circuit, respectivement au Chapitre 5 et au Chapitre 6. Finalement, une conclusion résumera le travail réalisé.

# CHAPITRE 2 : SCANNER TOMOGRAPHIQUE

## TEP ET TDM

Ce chapitre assied les principes de fonctionnement de la tomодensitométrie et de la tomographie d'émission par positrons afin de poser les bases nécessaires à la compréhension du projet. Les principales caractéristiques d'un scanner tomographique sont présentées, de mêmes que les avantages de faire de la bimodalité TEP/TDM intégrée.

### 2.1 Principe de la tomодensitométrie (TDM)

Le principe de fonctionnement d'un scanner TDM repose sur la même base que la radiographie et peut être considéré comme une projection de cette dernière sur une multitude de plans autour d'un sujet. À l'aide d'une source rotative, on envoie un flux de rayons X d'énergie variant entre 20 keV et 120 keV à travers le sujet (patient ou animal) et on mesure le flux résiduel par une matrice de détecteurs diamétralement opposée à la source (Figure 2.1).

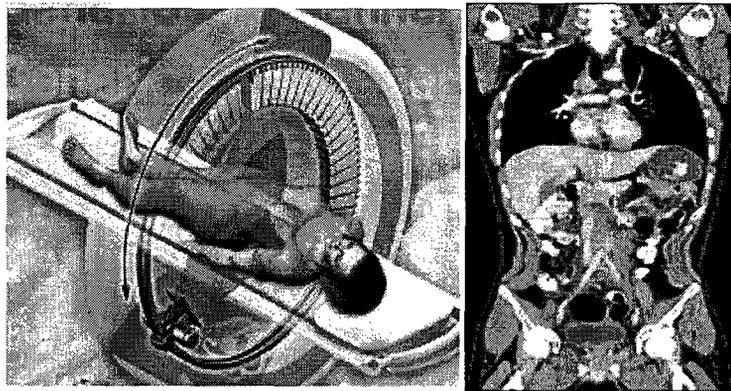


Figure 2.1 : Exemple de configuration d'un scanner TDM et d'image TDM obtenue.

(Advanced Molecular Imaging / [www.cilab.upf.edu](http://www.cilab.upf.edu))

Cette mesure permet d'extraire de l'information sur la densité des tissus traversés par les rayons-X à travers la mesure du coefficient d'atténuation, la quantité de flux détectée étant directement proportionnelle à ce dernier. L'intensité du flux résiduel dans le cas d'un modèle mono-énergétique est [CHERRY, 2003]:

$$I = I_0 \cdot e^{-\mu_l \cdot d} \quad (2.1)$$

avec

$I_0$  : l'intensité du faisceau de rayons X incidents

$d$  : l'épaisseur de la portion traversée

$\mu_l$  : le coefficient d'atténuation linéaire de la portion scannée qui est donné par :

$$\mu_l = \mu_m \cdot \rho \quad (2.2)$$

avec  $\rho$  la masse volumique et  $\mu_m$  le coefficient d'atténuation de masse. Ce dernier est fonction de l'énergie incidente, du nombre atomique effectif du tissu  $Z$  et prend en compte les trois formes d'interaction possibles du rayon X avec la matière, à savoir l'effet photoélectrique, l'effet Compton et la diffusion cohérente de Rayleigh [CHERRY, 2003] [BÉRARD, 2006].

Le flux résiduel mesuré permet donc à partir d'algorithmes de reconstruction d'images, d'établir une cartographie des coefficients d'atténuation de la zone scannée sous plusieurs angles. Et puisque l'on connaît la densité et le numéro atomique effectif de plusieurs tissus importants du corps humain et animal, pour une grande plage de valeurs d'énergies, il est possible d'identifier la nature des tissus (os, muscles, tissus cervicaux, etc.) [HUBBELL et SELTZER, 2004] [RIENDEAU, 2007]. Cette cartographie est d'ailleurs utilisée en TEP afin de corriger les artefacts d'effet de volume partiel.

Il existe deux approches pour mesurer le flux de rayons X. La première plus répandue est celle dite d'intégration de flux de rayon X qui consiste à intégrer les charges générées par les rayonnements lors de leur interaction avec les détecteurs. La seconde, dite de comptage de photons, consiste plutôt à compter chaque photon incident individuellement. Il faut dans le second cas avoir un étage de détection très rapide pour pouvoir détecter des photons à un taux  $\geq 1$  MCPS, afin de minimiser l'empilement des signaux et de limiter la durée de l'acquisition.

La TDM en mode comptage de photons présente quelques avantages comparée à la TDM en mode intégration. En effet, les photons de hautes énergies contenus dans le flux de rayons X ont une forte probabilité de traverser le sujet sans être atténués. Ainsi dans le mode intégration, ces photons constituent une bonne proportion du signal alors qu'ils contiennent moins d'information utile à la reconstruction d'images. Il faut par conséquent faire une

acquisition pendant un temps relativement long pour que le signal utile soit dominant sur ce bruit. Il en découle une exposition du sujet à un flux plus important de rayon X. Toutefois avec la TDM en mode comptage de photons, si on extrait l'information en énergie, il est possible de s'affranchir des photons plus énergétiques et du bruit électronique en mettant un seuil d'énergie pour discriminer les bons évènements [LUNDQVIST, 2001] [BÉRARD, 2006].

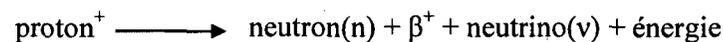
## 2.2 Principe de la tomographie d'émission par positrons (TEP)

Le principe de fonctionnement de la TEP se scinde en 2 grandes étapes :

- Tout d'abord, l'injection d'un radiotracer constituant la source de positrons à l'origine de la création de paires de photons d'annihilation de 511 keV.
- Ensuite, la détection en coïncidence de ces photons pour la reconstruction d'images grâce à des algorithmes.

### 2.2.1 Émission de positrons et création de la paire de photons d'annihilation

La réalisation d'un examen TEP nécessite l'injection au sujet d'un traceur radioactif choisi selon le type d'activité métabolique que l'on désire observer. Dans le cas de la TEP on utilise un isotope instable qui subira une désintégration par positron, soit par transmutation d'un proton en neutron selon la réaction [CHERRY, 2003] [DE DREUILLE, 2002] :



Une partie de l'énergie est transmise cinétiquement au positron qui interagit avec les électrons environnants dans une portée de quelques millimètres (~ 0,5 à 6 mm selon les isotopes [LECOMTE, 2007]) avant de perdre toute son énergie et de s'annihiler avec un électron du milieu pour créer une paire de photons possédant chacun une énergie de 511 keV (l'énergie de masse d'un électron). Les photons de la paire sont émis de façon diamétralement opposés avec une erreur de  $\pm 0,25^\circ$  (Figure 2.2). Cette caractéristique des photons d'annihilation constitue le fondement même de la TEP, à savoir la détection en coïncidence, dans une fenêtre temporelle

de quelques nanosecondes, de deux photons issus de la même annihilation. Toutefois, dans une multitude de désintégration il faut pouvoir lier de manière juste deux photons à une même annihilation, d'où l'utilisation d'un système de détection de coïncidences.

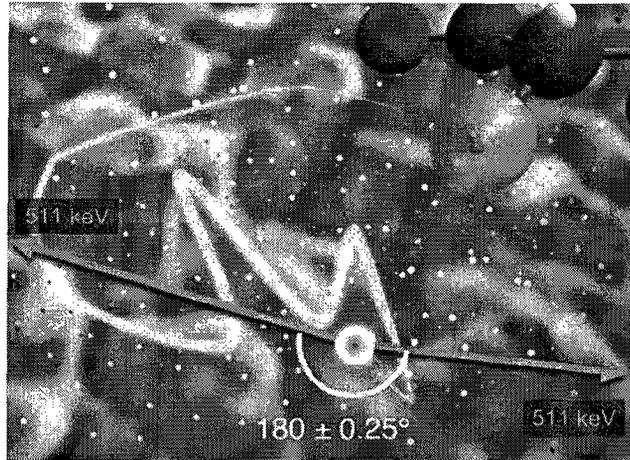


Figure 2.2 : Annihilation d'un positron avec un électron [CHERRY, 2006].

### 2.2.2 Détection en coïncidence

La plupart des scanners TEP sont constitués d'un ensemble de détecteurs agencés en anneaux juxtaposés sur plusieurs rangées afin d'avoir une bonne efficacité de détection (Figure 2.3).

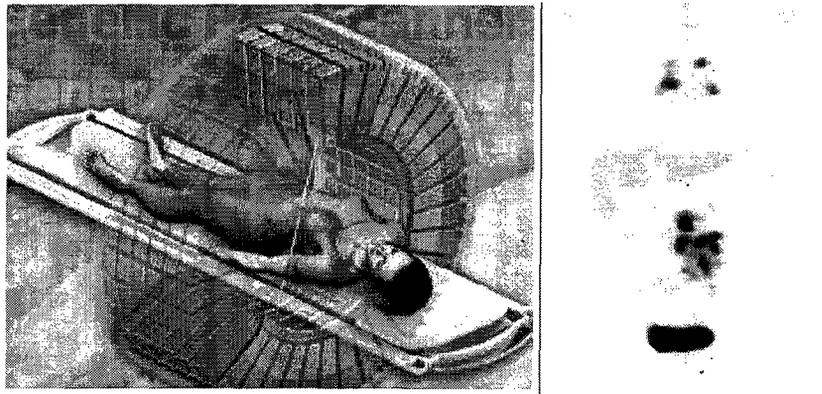


Figure 2.3 : Exemple de configuration d'un scanner TEP et d'image TEP obtenue sur laquelle on voit en plus foncé les cellules d'intérêt ciblées avec le radiotracteur utilisé.

(Advanced Molecular Imaging / [www.cilab.upf.edu](http://www.cilab.upf.edu))

Contrairement à la tomographie d'émission monophotonique qui nécessite des collimateurs pour déterminer la direction du rayonnement émis, la TEP recourt à la détection en coïncidence des paires de photons d'annihilation pour déterminer leur direction. En effet, lorsque deux photons de 511 keV sont captés dans deux détecteurs opposés, dans un intervalle de temps relativement court de quelques nanosecondes ( $\sim 10$  ns) [TÉTRAULT, 2006] dit fenêtre de coïncidence, on leur associe une ligne virtuelle qui permet de localiser le lieu de l'annihilation dans le sujet. Cette ligne dite ligne de réponse (LOR pour *line of response*) est l'axe reliant le centre des surfaces cristallines (pointant vers le centre du scanner) des deux cristaux opposés dans lesquels a eu lieu l'interaction. Toutefois, il est possible que l'un ou les deux photons d'annihilation interagissent par effet Compton à l'intérieur du sujet ou dans le système de détection lui-même, avant d'être détecté. Lors d'une interaction Compton, le photon laisse une partie de son énergie dans la matière et est dévié de sa trajectoire, ce qui induit une erreur dans la ligne de réponse (LOR) mesurée. Il est également possible de capter sur deux détecteurs diamétralement opposés, deux événements ne provenant pas de la même annihilation. On distingue ainsi 6 cas d'événements possibles (Figure 2.4).

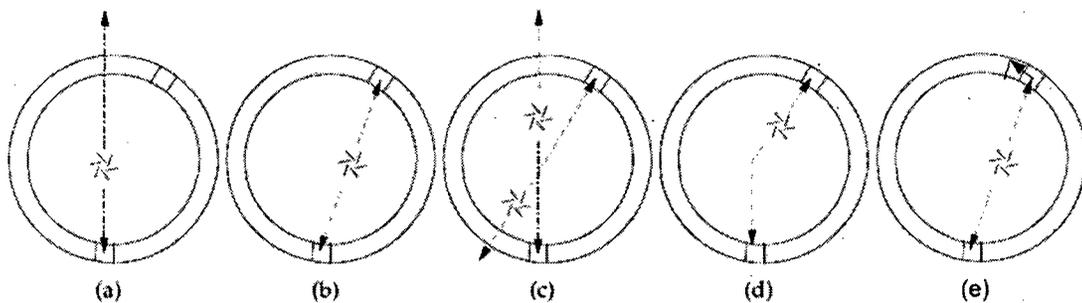


Figure 2.4 : Illustration des événements possibles en TEP. (a) Événement unique, (b) Coïncidence vraie (c) Coïncidence fortuite, (d) Coïncidence diffusée dans la source, (e) Coïncidence diffusée dans les détecteurs [REY, 2007].

- Il y a un événement unique quand un seul des deux photons d'annihilation est détecté, le deuxième sortant du champ de vue du scanner. En effet la radiation est isotropique et peut être émise dans toutes les directions de sorte qu'un seul photon d'annihilation peut être détecté tandis que l'autre sort du champ de vue du scanner.

- Il y a une coïncidence vraie quand les deux photons détectés proviennent effectivement de la même annihilation. C'est le type d'information qui sert à une reconstitution fidèle de l'image de la partie scannée.
- Il y a une coïncidence fortuite lorsque deux photons issus de deux annihilations différentes sont détectés dans la même fenêtre de coïncidence. Les fortuits ont pour conséquence d'engendrer un bruit qui vient dégrader l'image reconstruite. Le taux de fortuit se traduit par [MOSSET, 2006]:

$$F = R_1 \cdot R_2 \cdot 2 \cdot \tau \quad (2.3)$$

où  $R_1$  et  $R_2$  sont le taux d'événements dans chacun des deux détecteurs respectivement et  $\tau$  est la largeur du signal logique servant à la détection électronique de coïncidence. Il correspond à la moitié de la largeur réelle de la fenêtre (physique) de coïncidence.

- Il y a une coïncidence diffusée dans le sujet quand au moins un des photons d'annihilation est dévié de sa trajectoire d'origine avant d'être détecté, suite à une interaction Compton.
- Enfin, il peut y avoir des coïncidences diffusées dans les détecteurs lorsque l'un des photons dépose une partie de son énergie par effet Compton dans un cristal avant d'être absorbé totalement dans un cristal voisin.

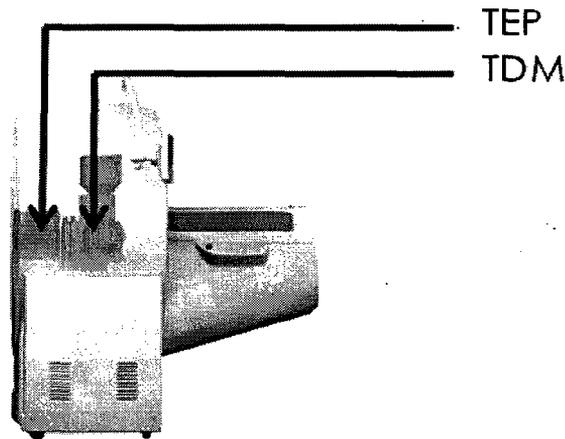
Le système de détection de coïncidence vise à retenir, dans le cas idéal, uniquement les coïncidences vraies pour la reconstruction d'images. Toutefois, à cause des imperfections des systèmes de mesures (résolution en temps et en énergie), il demeure toujours dans les événements retenus, des coïncidences fortuites et des coïncidences diffusées [DE DREUILLE et al., 2002]. La détection de coïncidences repose sur deux critères, la discrimination en énergie qui élimine une fraction des photons diffusés et la discrimination en temps qui réduit le taux des événements fortuits.

## 2.3 Avantages de la bimodalité TEP/TDM intégrée

Aujourd'hui, les avancées en biochimie offrent à l'imagerie TEP des radiotraceurs très spécifiques qui permettent d'identifier et de cibler les composantes (acides ribonucléiques) des

protéines responsables de la transformation cancéreuse des cellules. Grâce aux informations obtenues, les médecins affinent la classification des tumeurs et individualisent les traitements, offrant ainsi des thérapies moins lourdes aux malades moins gravement atteints [LOUVARD, 2006]. Cependant, l'information métabolique fournie par ces radiotraceurs très spécifiques ne permet pas aux médecins de poser un diagnostic précis faute de repères anatomiques. Dans ce cas, l'information acquise en TEP doit être associée à une image structurelle afin de localiser les détails métaboliques imagés. Cette association était faite par une lecture concurrente ou séquentielle des deux images ou par une fusion *a posteriori* des deux images. La première approche ne permet pas toujours aux médecins de poser un diagnostic rapide et précis, tandis que la seconde est fastidieuse et longue quand elle n'est pas imprécise à cause du déplacement du patient entre les deux scanners [HAUTE AUTORITÉ DE SANTÉ, 2007].

Les scanners cliniques bimodaux TEP/TDM actuels supportent les médecins dans leur diagnostic en fusionnant les détails anatomiques et métaboliques. Ils sont constitués, la plupart du temps, de la juxtaposition totalement indépendante d'un scanner TEP et d'un scanner TDM dans un même boîtier. Chaque système possède sa propre chaîne d'acquisition matérielle, mais le support logiciel reste commun (Figure 2.5, Figure 2.6).



Siemens medical imaging

Figure 2.5 : Scanner multimodal Inveon de Siemens.

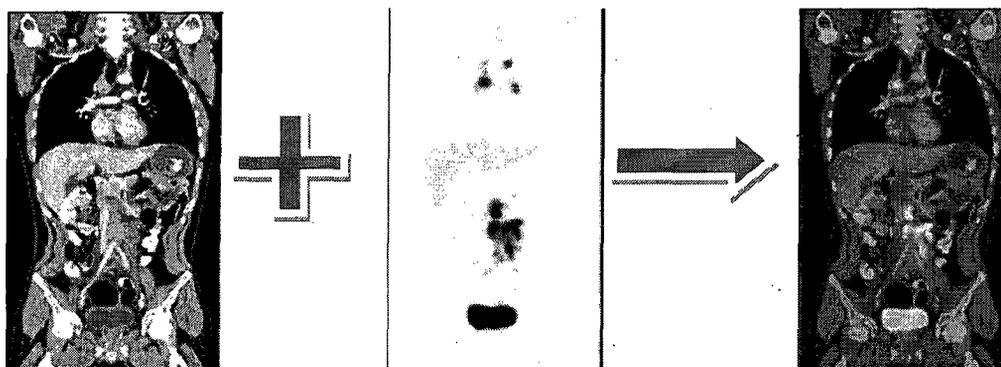


Figure 2.6 : Illustration de l'imagerie TEP/ TDM : La première image TDM fusionnée avec le seconde image TEP donne la troisième image TEP/TDM issue de la fusion.

Le groupe de Sherbrooke propose une fusion matérielle de la TEP et de la TDM dans une architecture TEP/TDM totalement intégrée. En d'autres mots, il s'agit d'avoir un seul et même système de détection pour la TEP et la TDM. Cette approche permet de pallier certaines limites des scanners bimodaux actuels. En effet, elle facilite la fusion et améliore la précision de l'image, vu que les deux modalités sont acquises sans déplacement du sujet. Elle permettra également, potentiellement, de réduire considérablement le coût du système. Par ailleurs, l'information sur la densité fournie par la TDM permet la correction de l'atténuation dans les acquisitions TEP [TOWNSEND et al, 2004]. En effet, une partie des photons de 511 keV est atténuée par les tissus du sujet dans des proportions variables selon leur densité. Cet effet a un impact plus important sur l'imagerie TEP que sur l'imagerie monophotonique car les deux photons d'annihilation doivent être détectés correctement au lieu d'un seul [TURKINGTON, 2001]. La correction d'atténuation permet de corriger la dégradation du contenu informatif liée à la variation d'atténuation des rayonnements en fonction des organes traversés. Cette correction se faisait jusqu'alors avec des sources radioactives ( $^{68}\text{Ge}$ ,  $^{137}\text{Cs}$ ) intégrées au scanner. L'approche TEP/TDM pour la correction de l'atténuation a le mérite d'être plus rapide ( $\sim 10$  fois comparé au  $^{68}\text{Ge}$ ) et plus précise [HAUTE AUTORITÉ DE SANTÉ, 2007].

## 2.4 Module de détection

### 2.4.1 Le scintillateur

La plupart des scanners TEP actuels utilisent des détecteurs à scintillation. Un scintillateur est un cristal qui émet de la lumière dans une longueur d'onde donnée (entre 370-580 nm) en absorbant l'énergie des photons incidents. La longueur d'onde d'émission du scintillateur doit être compatible avec celle du photodétecteur qui lui est associé. La lumière émise par le scintillateur suit une décroissance exponentielle [KNOLL, 2000] et peut s'exprimer comme suit (Équation 2.4) pour la plupart des scintillateurs qui ont un temps de croissance de taux de scintillation négligeable. C'est-à-dire que le temps de montée de l'impulsion lumineuse est supposé idéal et que seule la constante de temps de décroissance est considérée :

$$Q(t) = Q_0(e^{-t/\tau_s}) \quad (2.4)$$

Où  $\tau_s$  est la constante de temps du scintillateur ;

$Q_0$  est la quantité initiale de photons lumineux émis.

Un scintillateur idéal pour la TEP/TDM doit démontrer une forte densité pour présenter un fort pouvoir d'arrêt face aux rayonnements énergétiques de 511 keV et une constante de temps faible pour pouvoir atteindre de forts taux de comptage. Il lui faut également un rendement lumineux important et un indice de réfraction le plus proche possible de celui du verre ( $n=1,45$ ) qui sert habituellement d'interface entre le scintillateur et le photodétecteur (Tableau 2.1). Ceci pour ne pas nuire à la propagation de la lumière et ne pas atténuer le rendement lumineux [PEPIN, 2007a].

Tableau 2.1 : Caractéristiques physiques de scintillateurs couramment utilisés en imagerie TEP [LECOMTE, 1998] [PEPIN, 2007a].

	LYSO	LGSO	LSO	GSO	BGO
$\tau_s$ (ns)	40	65-75	40	60	60
Résolution en énergie à 511 keV (%)	18	22	16	-	-
Densité (g/cm <sup>3</sup> )	7,19	6,5	7,35	6,71	7,13
Indice de réfraction	1,81	~ 1,8	1,82	1,85	2,15
Pic d'émission (nm)	420	~ 415	420	430	480

### 2.4.2 Les photodétecteurs

Le rôle des photodétecteurs est de convertir la lumière issue du scintillateur en un signal électrique pouvant être traité par l'étage électronique en aval. Les deux types de photodétecteurs principalement utilisés en TEP sont le tube photomultiplicateur (TPM) et la photodiode à avalanche (PDA) [PRATTE et al., 2004] [SIEMENS MEDICAL, 2009]. Cependant ces dernières années, beaucoup de développements ont été faits au niveau des détecteurs de photons uniques, appelés encore compteurs de photons multi-pixels (en anglais *Silicon Photomultiplier (SiPM) ou Multi-Pixel Photon Counting (MPPC)*) [HAMAMATSU, 2007] [BUZHAN et al., 2003]. Leur grand gain, leur rapidité, leur compacité ainsi que leur résistance à de forts champs magnétiques font aujourd'hui d'eux d'excellents candidats pour des applications de médecine nucléaire [LLOSÁ et al., 2009].

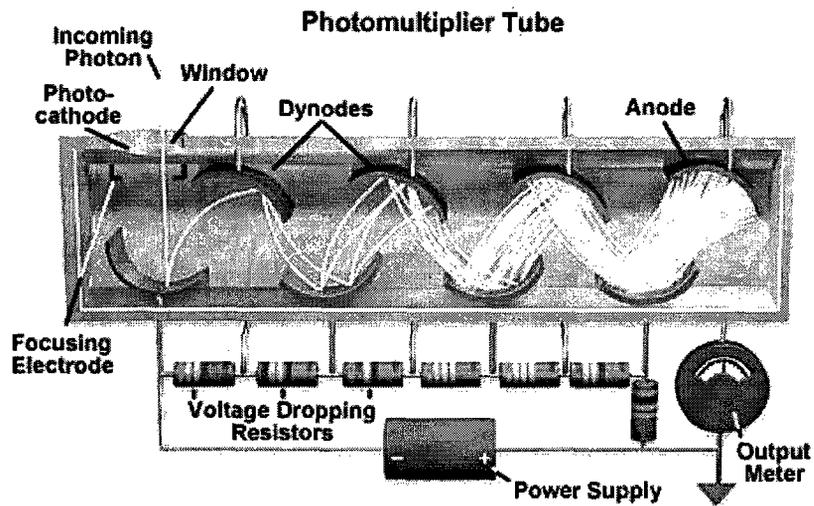
#### Tube photomultiplicateur

Le principe de fonctionnement du TPM est présenté sur la Figure 2.7. À l'entrée, une plaque de verre effectue un couplage optique entre le scintillateur et le TPM afin de minimiser les pertes lumineuses. La photocathode convertit les photons lumineux incidents en photoélectrons. Ces photoélectrons sont accélérés et multipliés comme un effet d'avalanche au fur et à mesure qu'ils traversent une série de dynodes fortement polarisés positivement. L'anode placée à la sortie du TPM collecte le flux final de photoélectrons et transmet le signal électrique amplifié à l'étage électronique en aval. L'ensemble du TPM est confiné sous vide et enveloppé par du verre. Le processus d'amplification des photoélectrons procure un fort gain allant jusqu'à  $10^7$ , ce qui assure un bon rapport signal sur bruit et dispense de l'usage d'une électronique frontale à très faible bruit. En effet, la principale contribution au bruit provient de l'émission d'électrons thermoïoniques par la photocathode. Toutefois, le TPM présente un faible rendement quantique ( $QE^\ddagger$ ) et la taille de la surface active, même subdivisée en pixel (PSPMT<sup>§</sup>) ne permet pas d'atteindre de faible résolution spatiale comme le permet des PDAs en couplage individuel.

---

<sup>‡</sup> Rapport entre le nombre de photoélectrons créés et le nombre de photons incidents environ de 1 à 3 Ph-é/10 Ph incidents pour le TPM

<sup>§</sup> Position Sensitive PhotoMultiplier Tube



National High Magnetic Field Laboratory, <http://micro.magnet.fsu.edu/>

Figure 2.7 : Principe d'un tube photomultiplicateur.

### Photodiode à avalanche

Tout comme le TPM, la PDA fournit un nombre de charges (électrons ou trous) proportionnel à la quantité de photons lumineux reçus. Cette quantité de charges est évaluée par [KNOLL, 2000]:

$$N(t) = Q(t) \cdot \sigma_{opt} \cdot QE(\lambda) \cdot M \quad (2.5)$$

$Q(t)$  est la quantité de photons lumineux en fonction du temps ;

$\sigma_{opt}$  est la perte due au couplage optique entre le scintillateur et la PDA ;

$QE(\lambda)$  est le rendement quantique en fonction de la longueur d'onde des photons incidents ;

$M$  est le gain de la photodiode.

La Figure 2.8 illustre le processus de multiplication de la PDA qui comprend deux régions, la région d'absorption ( $\pi$ -region) et la région de multiplication que constitue la jonction PN. La région d'absorption est soumise à un champ électrique relativement faible qui sépare les électrons et les trous générés par les photons incidents, les électrons étant dirigés vers la zone de multiplication. Le fort champ électrique dans la zone de multiplication accélère les électrons en créant un effet d'avalanche par ionisation dans la jonction PN, procurant en conséquence un gain au photocourant [PERKINELMER, 2006]. Toutefois ce gain, de l'ordre de quelques centaines, est relativement faible comparé au TPM. En outre, le processus de

multiplication dans la PDA est plus bruyant que celui du TPM. Ce bruit est caractérisé par deux paramètres importants, le courant de fuite  $I_{PDA}$  et la densité spectrale de courant de bruit  $i_{nPDA}^2$  [PERKINELMER, 2006] :

$$I_{PDA} = I_{DS} + M \cdot I_{DB} \quad (2.6)$$

$$i_{nPDA}^2 = 2 \cdot q(I_{DS} + I_{DB} \cdot F \cdot M^2) \quad (2.7)$$

$I_{DS}$  est le courant de fuite en surface de la diode ;

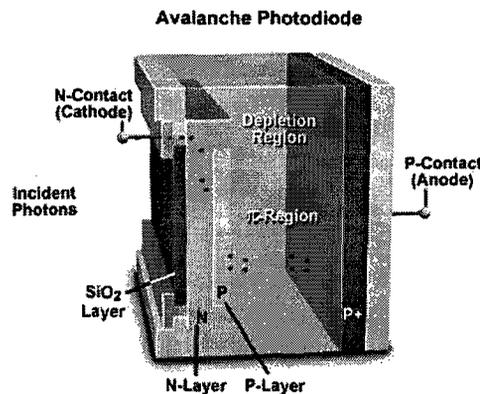
$I_{DB}$  est le courant de fuite de la jonction dont la contribution est amplifiée par ;

$M$ , le gain de la photodiode ;

$F$  est le facteur d'excédant de bruit de la multiplication avalanche de la PDA calculé par [WEBB et McINTYRE, 1976].

$$F = k_{eff} M + (1 - k_{eff}) \left(2 - \frac{1}{M}\right) \quad (2.8)$$

$k_{eff}$  est le coefficient d'ionisation effectif.



National High Magnetic Field Laboratory, <http://micro.magnet.fsu.edu/>

Figure 2.8 : Coupe d'une photodiode à avalanche.

### Photomultiplicateur semiconducteur (SiPM)

Un photomultiplicateur semiconducteur est simplement une matrice de photodiodes à avalanche, opérant en mode Geiger, appelé *SPAD* (*Single Photon Avalanche Diode*) (Figure 2.9). Le mode Geiger consiste à polariser la photodiode à avalanche à une tension typiquement

10 % à 15 % plus grande que sa tension de claquage [BUZHAN et al., 2003]. Cela génère un très fort champ électrique qui permet d'atteindre un gain très élevé de l'ordre de  $10^5$ - $10^6$ . Ainsi le moindre photoélectron créé dans la photodiode induit un grand flux de charge  $Q$ , connu sous le nom de « décharge Geiger » [HAMAMATSU, 2007] :

$$Q = C_D \cdot (V_{BIAS} - V_{BV}) \quad (2.9)$$

$C_D$  est la capacité équivalente du SPAD;

$V_{BIAS}$  est la tension de polarisation inverse de la photodiode;

$V_{BV}$  est la tension de claquage de la photodiode;

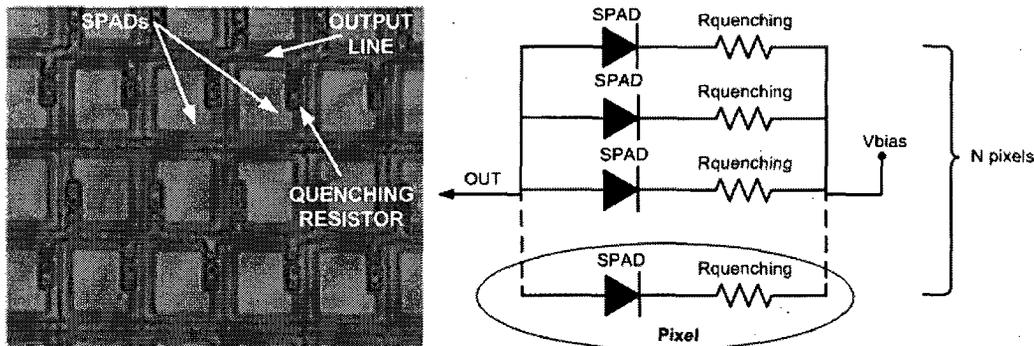


Figure 2.9 : a) Microphotographie d'un prototype de SiPM de 1 mm<sup>2</sup> de STMicroelectronics  
b) Schéma électrique équivalent d'un SiPM avec circuit passif d'étouffement  
[MAZILLO et al., 2009].

L'amplitude du courant en sortie du SPAD est indépendante de la quantité de photons incidents et le signal en sortie du SiPM est directement proportionnel au nombre de pixels s'étant déclenchés.

Pour pouvoir détecter un autre photon, le mode Geiger doit être stoppé puis réactivé. C'est la raison pour laquelle chaque SPAD est toujours associé à un circuit d'étouffement actif ou passif (*Quenching circuit*). Ce circuit est souvent une simple résistance ( $R_{quenching}$ ), typiquement entre 100 k $\Omega$  et 200 k $\Omega$  [BUZHAN et al., 2001], dont le fonctionnement est décrit à la Figure 2.10. Lorsqu'un photon est détecté, le courant de décharge du SPAD entraîne une chute de tension aux bornes de la résistance et amène la polarisation de la diode en dessous de la tension de claquage  $V_{BV}$ . La tension de polarisation retourne ensuite

progressivement à  $V_{BIAS}$  par recharge de la capacité équivalente de la diode. [HAMAMATSU, 2007].

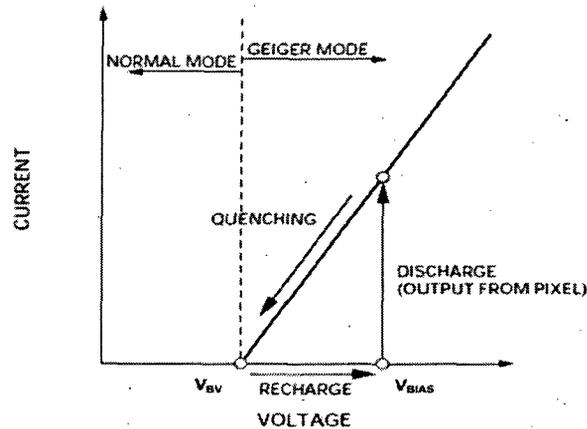


Figure 2.10 : Mode de fonctionnement d'un pixel SPAD.

Les SiPMs présentent aujourd'hui de nombreux avantages et sont produits par plusieurs fabricants pour diverses applications (Tableau 2.2). En effet, les SiPMs sont très rapides et peuvent atteindre des résolutions en temps de l'ordre de 100 ps rms, du fait de leur compacité et de leur principe de fonctionnement [FINOCCHIARO et al., 2009]. Contrairement aux précédents détecteurs, ils nécessitent une tension de polarisation faible, typiquement inférieure à 100 V. Par ailleurs, la taille des pixels et les différentes géométries réalisables permettent de viser de faibles résolutions spatiales et d'obtenir un facteur de recouvrement géométrique élevé (Table 2.2, Figure 2.11). Cependant, ils présentent certains inconvénients liés à leur caractéristique de bruit, ce qui ralentit leur utilisation directe dans plusieurs applications [FINOCCHIARO et al, 2009].

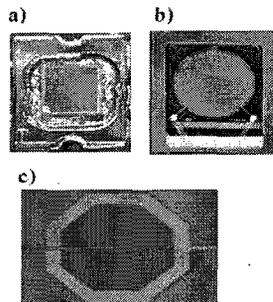


Figure 2.11 : Différentes formes géométriques de SiPM a) Carré de 2,1 x 2,1 mm<sup>2</sup> de CPTA, b) Cercle de 2,8 mm de diamètre de ICT-irst, c) Octagone de STMicroelectronics.

Tableau 2.2 : Caractéristiques des SiPM de certains fabricants  
 [FINOCCHIARO et al., 2009] [CACCIA, 2009] [HEERING et al., 2007].

Fabricant	Taille du pixel ( $\mu\text{m}^2$ )	Aire ( $\text{mm}^2$ )	Nombre de cellules	Tension de polarisation (V)	Gain (V)	Capacité par pixel (pF)	Fill factor
STMicroelectronics	50 x 50	0,5 x 0,5	100	~ 33	-	-	36 %
Hamamatsu	100 x 100	1 x 1	1000	77	$2 \cdot 10^6$	320	78 %
CPTA	30 x 30	1 x 1	500	24	$10^6$	150	-
ICT-irst	50 x 50	$\frac{\pi}{4} \cdot 2,8^2$	2500	32	$10^6$	275	-
SensL	20 x 20	3 x 3	8640	30	$10^6$	-	-

## 2.5 Principales caractéristiques d'un scanner TEP/TDM

### 2.5.1 La résolution spatiale

La résolution spatiale ( $\Gamma$ ) est une caractéristique qui sert à évaluer la qualité d'image obtenue et qui donne la précision maximale pouvant être atteinte par le système. La résolution spatiale d'un système TEP est donnée par l'équation [DERENZO et MOSES, 1993] :

$$\Gamma = a \sqrt{R_{det}^2 + b^2 + R_{range}^2 + R_{180^\circ}^2} \quad (2.10)$$

$a$  est un coefficient compris entre 1,1 et 1,3 selon l'algorithme de reconstruction utilisé ;

$R_{det}$  est la résolution géométrique en coïncidence ou la résolution intrinsèque du détecteur. Elle est proportionnelle à la taille du détecteur ;

$b$  est un facteur prenant en compte le type de codage utilisé pour obtenir la position des photons incidents sur le détecteur ;

$R_{range}$  est la portée du positron avant son annihilation ;

$R_{180^\circ}$  représente l'erreur de positionnement liée à la non-colinéarité des deux photons d'annihilation.

$R_{range}$  et  $R_{180^\circ}$  limitent physiquement la résolution spatiale et on y a peu de contrôle. La portée du positron varie selon le radiotracer utilisé et le choix du traceur dépend de ce que l'on veut observer chez le sujet (Tableau 2.3). Les valeurs des paramètres  $b$  et  $R_{det}$  découlent du choix du module de détection et peuvent être optimisées pour améliorer la résolution spatiale du système complet.

$$R_{det} = \frac{d}{2} \quad (2.11)$$

avec  $d$  la largeur d'un pixel ;

$b \approx 0$  mm si le détecteur est en couplage individuel avec l'APD et  $b \approx 2$  mm si le partage de lumière est utilisé pour localiser les photons incidents [LECOMTE, 2004].

Tableau 2.3 : Caractéristiques et applications de traceurs couramment utilisés [LECOMTE, 2007].

Radioisotope	Temps de demi-vie $T_{1/2}$	Énergie du positron $E_{\beta^+}$ (MeV)	Portée** (mm FWHM)	Traceur	Application
[ <sup>11</sup> C]	20 min	0,96	0,92	Méthionine	synthèse de protéine et transport amino-acide
[ <sup>15</sup> O]	122 sec	1,7	2,4	Oxygène	Consommation d'oxygène
[ <sup>18</sup> F]	110 min	0,64	0,54	Fluoro-deoxyglucose	Métabolisme consommant du Glucose
[ <sup>64</sup> Cu]	12,8 h	0,65	0,55	Annexine	Apoptose
[ <sup>68</sup> Ga]	68 min	1,9	2,8	EDTA	Perméabilité sang-cerveau
[ <sup>82</sup> Rb]	76 sec	3,4	6,1	Rubidium	Imagerie myocardique et coronarienne <sup>††</sup>

\*\* 2.35 fois l'écart type de la distribution mesurée

†† [HOOP et al., 1976]

### 2.5.2 La résolution temporelle

Comme mentionné dans la Section 2.2, le principe même d'un scanner TEP réside en la détection en coïncidence de 2 photons de 511 keV issus d'une même annihilation. Il importe donc d'avoir une bonne précision sur le temps de détection de chaque événement. La résolution temporelle ( $\sigma_t$ ) évalue l'erreur sur l'estampe de temps de ces événements. Elle se calcule mathématiquement en prenant le bruit sur la pente au point de discrimination [CASEY et al., 2003]. Au point de discrimination  $t_d$ , la résolution temporelle s'évalue par:

$$\sigma_t(t_d) = \frac{\sigma_v(t_d)}{d(V_{out}(t_d))/dt} \quad (2.12)$$

$d(V_{out}(t_d))/dt$  est la pente du signal au point de discrimination ;

$\sigma_v(t_d)$  est le bruit total au point de discrimination. Il inclut le bruit électronique ( $\sigma_{ENC}$ ) et le bruit photonique dû aux fluctuations statistiques, pris au point de discrimination ( $\sigma_{photon}(t_d)$ ).

$$\sigma_v(t) = \sqrt{\sigma_{ENC}^2 + \sigma_{photon}^2(t)} \quad (2.13)$$

Le bruit de photons en entrée du préamplificateur de charge (CSP) s'exprime par [RADEKA, 1988] [CASEY et al, 2003] [PRATTE et al, 2008]:

$$\sigma_{photon}^2(t) = q \cdot F \cdot M^2 \int_{-\infty}^{\infty} I_{photon}(\alpha) |h^2(t - \alpha)| d\alpha \quad (2.14)$$

Avec

$$I_{photon} = \frac{N}{\tau_{scint}} \cdot e^{-t/\tau_{scint}} \quad (2.15)$$

$q$  est la charge électronique ;

$M$  est le gain de la PDA ;

$I_{photon}(t)$  est le courant primaire créé par la lumière de scintillation ;

$h(t)$  est la réponse impulsionnelle du système ;

$\tau_{scint}$  est la constante de décroissance du scintillateur ;

$N$  est le nombre d'électrons primaires générés dans la PDA par la lumière de scintillation.

On peut améliorer la résolution temporelle en déterminant la mise en forme et le point de discrimination optimum qui minimise l'équation 2.12. Une mise en forme rapide du signal issu du détecteur fournit une forte pente au point de discrimination, ce qui aide en ce sens. Toutefois, la constante de décroissance du scintillateur, de même que l'effet balistique, conditionne le temps de mise en forme que l'on peut se fixer. L'erreur balistique représente l'écart entre la charge réelle générée par la PDA et la charge mesurée. Cet effet apparaît lorsque le temps de mise en forme s'apparente ou est plus petit que le temps de collection de charge du détecteur [KNOLL, 2000]. Il en résulte une erreur de lecture sur l'énergie du signal. Cette erreur doit être minimisée car elle augmente les incertitudes statistiques sur la mesure de la charge [GATTI et MANFREDI, 1986].

### **2.5.3 La résolution en énergie**

Dans un scanner tomographique, la résolution en énergie représente l'erreur entre l'énergie de 511 keV déposée dans le détecteur et l'énergie effectivement mesurée par le système. Elle est imposée surtout par les fluctuations statistiques aléatoires occurrentes dans le scintillateur et le photodétecteur, mais aussi par le bruit électronique de la chaîne électronique frontale. L'électronique frontale a cependant une contribution négligeable si elle est conçue en optimisant la charge équivalente de bruit en entrée. Dans le cas d'un couplage scintillateur/PDA, les fluctuations incluent [CHERRY, 2003] :

- La variation statistique de la quantité de lumière de scintillation émise par keV d'énergie incidente.
- La variation statistique du nombre de photoélectrons par photons incidents sur la PDA.

Ces fluctuations sont approximées par une distribution gaussienne (Figure 2.12). La valeur de la résolution en énergie est donnée par le ratio de la largeur à mi-hauteur sur l'énergie incidente (moyenne de la distribution). De faibles valeurs de résolution en énergie permettent de discriminer au mieux les diffusions Compton, grâce à un discriminateur à seuils.

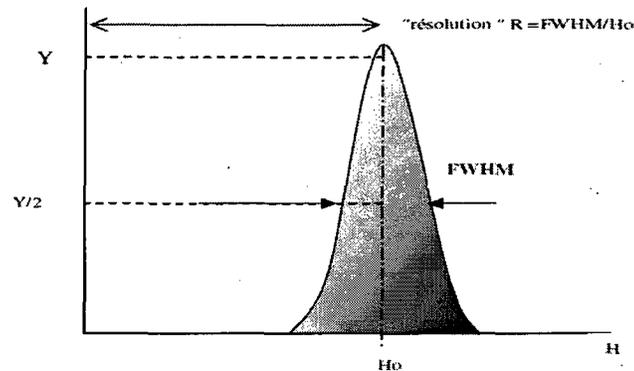


Figure 2.12 : Calcul de la résolution en énergie.

### 2.5.4 La sensibilité

L'efficacité de détection globale d'un scanner TEP, communément appelée sensibilité, se définit par le rapport entre le nombre de coïncidences vraies détectées et le taux de radioactivité au niveau de la source. C'est un critère de performance important car il influence le temps d'acquisition nécessaire pour une image de même que la dose de radiotracer à injecter au sujet en TEP et le flux de rayons-X en TDM. En TEP, une bonne sensibilité permettra de réduire les doses de radiotraceurs injectées au sujet, ou d'en imager plus dans un même laps de temps, dans le cas où la dose serait maintenue. Par ailleurs, la sensibilité dépend de facteurs physiques comme le type de cristaux utilisés pour la détection et l'angle solide du scanner qui est fonction de la géométrie adoptée, mais également de facteurs liés à l'architecture du scanner comme le temps mort présent dans la chaîne d'acquisition. Elle est évaluée empiriquement en mesurant l'efficacité de détection d'une source ponctuelle au centre du champ de vue.

Toutefois, cette mesure ne donne aucune idée sur le rapport signal sur bruit pouvant être atteint dans les images. Stephen Strother a donc introduit un paramètre plus significatif : le « Noise Equivalent Count » (*NEC*) ou le taux effectif de coïncidences [STROTHER et al, 1990] correspondant au taux de coïncidences vraies, pondéré par le ratio des événements vrais sur le nombre total d'événements détectés [LECOMTE, 2004].

$$NEC = \frac{T^2}{T + S + \alpha.R} = T \frac{T}{T + S + \alpha.R} \quad (2.16)$$

$T$  est le taux de coïncidences vraies ;

$S$  est le taux d'événements Compton ;

$R$  le taux de fortuits ;

$\alpha$  un facteur de correction de fortuits compris entre 1 et 2.

Le *NEC* présente un maximum dû au temps mort du scanner (paralysable ou non) de même qu'à la bande passante finie du système.

En TDM, une bonne efficacité de détection est nécessaire afin que l'irradiation des sujets aux rayons-X soit la plus basse possible pour ne pas affecter les tumeurs étudiées en recherche préclinique, ou encore en créer chez le patient scanné en clinique.

## 2.6 Conclusion

Ce chapitre a mis en exergue l'importance d'avoir des scanners bimodaux TEP/TDM facilitant le diagnostic des médecins grâce à leur capacité de présenter simultanément les informations métaboliques et anatomiques. Les scanners TEP/TDM actuels dans lesquels les systèmes TEP et TDM sont matériellement indépendants présentent quelques limitations quand il s'agit de faire l'imagerie de certaines parties du corps (imagerie du thorax, imagerie abdominale). La difficulté résulte de la fusion des images provenant de deux systèmes aux caractéristiques différentes (résolution, bruit ...). Le LabPET™ II offrira une fusion matérielle de la TEP et de la TDM, ce qui en plus de réduire les coûts de fabrication, permettra d'atténuer la limitation mentionnée ci-dessus. Le chapitre qui suit présente l'électronique frontale du LabPET™ II et expose l'état de l'art entourant la conception d'une chaîne électronique frontale dédié à de l'imagerie tomographique. Une attention particulière sera accordée au bruit électronique car le LabPET™ II, comme tout scanner basé sur un couplage scintillateur/PDA, a besoin d'une chaîne analogique frontale faible bruit à cause du faible rapport signal sur bruit des PDAs.

# CHAPITRE 3 : L'ÉLECTRONIQUE FRONTALE

## DU LABPET™ II

L'introduction a permis d'asseoir le cadre du projet et le chapitre précédent a posé les bases utiles à la compréhension de la TEP et de la TDM. Elle a présenté les avantages de la bimodalité TEP/TDM tout en mettant en exergue les limites actuelles. Elle a aussi permis de voir la problématique liée au bruit et comment ce dernier limite les performances d'un scanner tomographique.

Ce chapitre présente tout d'abord la structure d'un canal de l'électronique mixte frontale du scanner (Figure 3.1) afin de situer le préamplificateur de charge dans le cadre global de l'électronique du LabPET™ II et de donner au lecteur un aperçu de l'état de l'art en matière d'architecture TEP. Les différents blocs du canal sont sommairement présentés. Ensuite, les caractéristiques du nouveau module de détection, très importantes pour l'optimisation du préamplificateur de charge, sont présentées. Enfin, les dernières sections focalisent sur la revue de littérature entourant la conception du préamplificateur de charge. Elles présentent entre autres les spécifications que doit respecter le préamplificateur, les éléments de bruit électronique et leur optimisation ainsi que les blocs électroniques influençant directement les performances de bruit du CSP, et donc du scanner dans son ensemble.

### 3.1 Architecture de l'électronique mixte frontale

Le choix de l'architecture est fixé par la méthode optée pour extraire les informations en temps et en énergie des événements. Celle retenue par le GRAMS pour mesurer l'énergie des photons incidents est la *ToT* (*Time-over-Threshold*). Le principe de la *ToT* consiste à comparer l'impulsion issue du détecteur, amplifiée et mise en forme, avec un seuil préalablement fixé. Ce signal analogique génère à la sortie d'un comparateur une impulsion logique dont la largeur est égale au temps passé par le signal au dessus du seuil. Cette largeur définit la *ToT* et elle est proportionnelle à l'amplitude du signal mis en forme, tant que l'étage d'amplification et de mise en forme restent indépendants de la charge en entrée [MANFREDI, 2000]. De ce fait, on en déduit l'information en énergie de chaque photon incident. Toutefois la conversion

de la  $ToT$  à l'amplitude est non linéaire (Figure 3.2). Elle nécessite donc une calibration afin d'élaborer automatiquement une table de conversion.

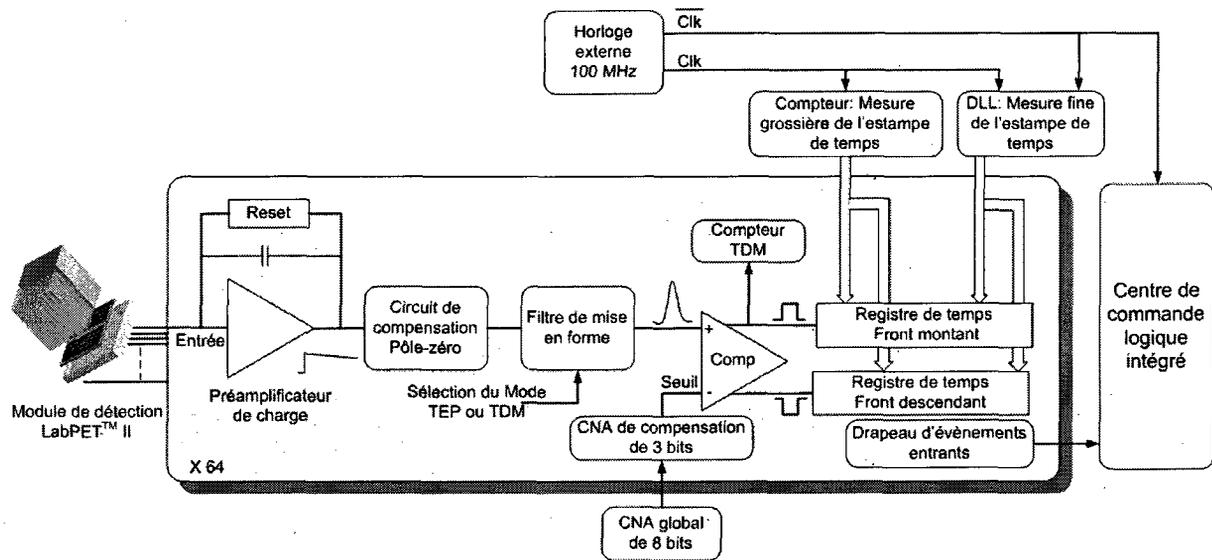


Figure 3.1 : Schéma bloc de l'électronique frontale du LabPET™ II.

La Figure 3.1 présente le schéma bloc de l'électronique frontale. Chaque pixel du détecteur possède son propre canal dédié. Lors de la détection d'un événement, le signal de charge photoélectronique issu du détecteur est intégré et transformé en tension par le préamplificateur de charge. Ce dernier, en conjonction avec le filtre de mise en forme, a aussi pour but d'amplifier le signal et d'améliorer le rapport signal sur bruit. C'est l'étage le plus critique en termes de bruit dans la conception de l'électronique frontale. Le circuit de compensation pôle-zéro, quant à lui, sert à améliorer la linéarité du signal en compensant le pôle non-linéaire créé par la contre-réaction dans le préamplificateur. Il permet également de donner du gain au signal lors de la conversion de l'impulsion (tension) en sortie du préamplificateur en signal de charge en entrée du filtre [DEGERONIMO et O'CONNOR, 2000]. Par la suite, l'étage de mise en forme (*shaper*) filtre et modifie la forme du signal en une semi-Gaussienne. C'est dans cet étage que se fera l'ajustement final du gain de la chaîne selon le mode TEP ou TDM.

Le comparateur qui suit compare le signal issu du filtre avec un seuil programmable préalablement optimisé, afin d'obtenir, aux points de croisement, la meilleure résolution en temps sur la  $ToT$ . En effet, le seuil est programmé via un Convertisseur Numérique

Analogique (CNA) ajustable de 11 bits, constitué d'un CNA global de 8 bits commun à tous les canaux et d'un CNA de 3 bits ajustable par canal. Cela permet de pallier les variations de gain inter-pixel inhérentes à une matrice de PDAs.

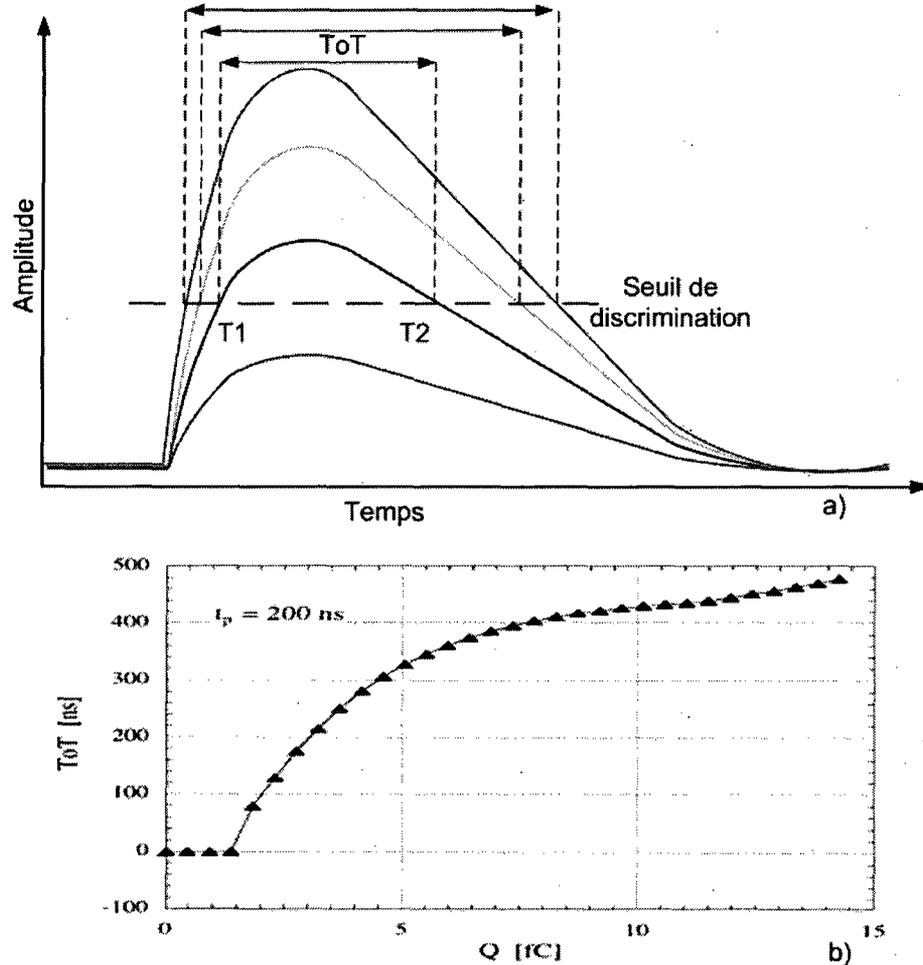


Figure 3.2 : Illustration de la  $ToT$  : (a) Exemple d'impulsions discriminées pour la  $ToT$  et (b) exemples de résultats de  $ToT$  obtenus [MANFREDI et al, 2000].

Par ailleurs, à chaque front montant de l'impulsion en sortie du comparateur, un compteur est incrémenté pour faire de la TDM par comptage de photons. Les 2 registres de 56 bits chacun, *Registre de temps Front montant* et *Registre de temps Front descendant*, enregistrent pour chaque évènement la première et la deuxième estampe de temps du croisement du signal avec le seuil (respectivement T1 et T2). Le compteur de 24 bits donne une mesure grossière, tandis que la boucle à verrouillage de délais (DLL) de 32 bits permet d'affiner la mesure de l'estampe avec une résolution de  $312,5 \text{ ps}$  (i.e.  $(100 \text{ MHz})^{-1}/32$ ). Ces deux informations sont

transmises au centre de commande logique intégré pour extraire la *ToT*. Cette dernière ainsi que la première estampe de temps sont transmises à un FPGA qui en déduit l'amplitude du signal et le temps d'arrivée, avant d'effectuer les algorithmes de discrimination en temps et en énergie. Le centre de commande logique intégré effectue également la programmation des CNAs, la mise à zéro du compteur et réactive les registres à la fin d'une acquisition, afin de pouvoir traiter un autre évènement.

### 3.2 Module de détection du LabPET™ II

Le module de détection du LabPET™ II (Figure 3.3) a été précédemment présenté à la Section 1.2. La dimension de chaque pixel a été réduite comparée à la première version du LabPET™ (Tableau 3.13.1) afin d'atteindre la résolution spatiale escomptée ( $\sim 1$  mm en mode TEP et  $< 500$   $\mu\text{m}$  en mode TDM). En effet, on utilise des pixels de  $1,2 \times 1,2$  mm<sup>2</sup>. Cette valeur est choisie à partir de l'équation (2.10), avec  $a = 1,2$  du fait de l'algorithme itératif de reconstruction d'images *ML-EM* (Maximum-Likelihood Expectation Maximization) utilisé à Sherbrooke [DUMOUCHEL et al., 2006] [BERGERON et al., 2009] et  $b = 0$  car le couplage scintillateur/PDA est individuel.

Le choix du scintillateur s'est arrêté sur le LYSO à cause des bonnes caractéristiques qu'il présente. Sa densité de  $7,19$  g/cm<sup>3</sup> lui confère une bonne efficacité de détection pour les photons d'annihilation de  $511$  keV et sa constante de scintillation rapide de  $40$  ns permet de détecter un flux important de rayons-X en TDM, jusqu'à un taux de  $\sim 2$  MCPS.

Il est important de mentionner que les PDAs sont polarisées de sortes à collecter des électrons à l'entrée du préamplificateur lorsque survient un évènement TEP ou TDM. Le nombre d'électrons escomptés à l'entrée du préamplificateur de charge est d'environ  $300\,000$  ( $\sim 49$  fC) pour un évènement TEP et de  $25\,000$  ( $\sim 4$  fC) pour un évènement TDM si l'on opère la PDA à un gain de  $200$ .

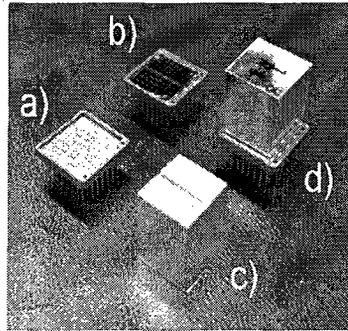


Figure 3.3 : Module de détection du LabPET™ II: a) Céramique b) Céramique + 2 matrices 4 x 8 de PDA PerkinElmer c) Matrice LYSO 8 x 8 d) Module de détection assemblé [BÉRARD et al., 2008].

Tableau 3.1 : Comparaison des modules de détection LabPET™ et LabPET™ II. Les gains d'opération typique et maximum des PDAs sont donnés [PÉPIN, 2007] [BÉRARD et al., 2008].

	LabPET™	LabPET™ II
<b>Dimension des pixels (mm<sup>2</sup>)</b>	1,8 x 4,4	1,2 x 1,2
<b>Rendement en photoélectrons primaires (Phé / MeV)</b>	2500	3000
<b>Nombre typique d'électrons injectés dans le CSP (TEP)</b>	102 200	306 600 (gain PDA = 200)
<b>Nombre typique d'électrons injectés dans le CSP (TDM)</b>	8 500	25 500 (gain PDA = 200)
<b>Courant d'obscurité (nA)</b>	12 - 50 ± 5	35 ± 10
<b>Capacité de la PDA (pF)</b>	8,6 ± 0,4	3,7 ± 0,2
<b>Gain opération des PDAs</b>	80 / 100	100 / 400
<b>Rendement quantique</b>	-	> 60% à 430 nm

### 3.3 Préamplificateur de charge

#### 3.3.1 Spécifications préalables

Avant d'entamer le design du préamplificateur, il est primordial de fixer 4 paramètres qui vont baliser et définir les lignes directrices :

Le choix de la technologie : Il faut tout d'abord, en fonction des besoins, fixer la technologie dans laquelle sera conçu le circuit. On considère les paramètres de bruit de la technologie

[GRYBOS, 2007] ainsi que les tensions d'alimentation disponibles qui ont une incidence directe sur la plage dynamique. On utilise ici la technologie CMOS 0,18  $\mu\text{m}$  de la Taiwan Semiconductor Manufacturing Company TSMC (CMOSP18), compte tenu que le groupe y a déjà de l'expertise, mais également à cause de la plage dynamique analogique permise par son alimentation de 1,8 V. Elle est offerte par la Société Canadienne de Microélectronique (CMC) qui permet la fabrication à faible coût des circuits intégrés pour les universités canadiennes. Toutefois dans le futur, la technologie 0,13  $\mu\text{m}$  serait à envisager car elle présente quasiment la même caractéristique de bruit  $1/f$  [MANGHISONI, 2006] [RE et al, 2005] et coûte aujourd'hui 2,3 fois moins cher à fabriquer que le CMOSP18, via la CMC. Néanmoins, le principal inconvénient est la réduction de la plage dynamique, limité par l'alimentation du cœur des circuits à une tension de 1,2 V.

La puissance consommée : il est important d'établir le budget de puissance au préalable pour que le choix de la topologie et le dimensionnement des transistors soit réalisés en conséquence. La consommation électrique visée pour l'électronique mixte frontale (*ASIC*) à l'échelle de tout le scanner LabPET™ II est de 100 W pour un scanner de 4 cm de longueur axiale et  $\sim 15$  cm de diamètre, contrairement au 300 W actuel dans le LabPET™ de même dimension. Le scanner LabPET™ II possèdera 24 cartes d'acquisitions et chaque carte pourra comprendre jusqu'à 24 modules de détection. Ainsi, il y aura au total 36 864 pixels et canaux de détection. Cela impose un budget de 2,7 mW/canal. Ce budget doit être réparti sur l'ensemble de la chaîne et l'on imposera un budget de 1 mW pour l'étage d'entrée de l'électronique frontale qui constitue l'électronique critique en terme de bruit; ce qui laissera 1,7 mW pour le restant de l'électronique.

La bande passante et la vitesse de balayage : L'obtention d'une résolution en temps de l'ordre de la nanoseconde impose des contraintes sur la bande passante du préamplificateur de charge ainsi que sur sa vitesse de balayage. Le temps de montée doit être faible ( $\sim 5$  ns) pour pouvoir effectuer des temps de mise en forme rapide. Ainsi on impose une large bande passante GBW d'au moins 200 MHz. Il est fixé une plage dynamique de 62,5 fC en entrée du préamplificateur, en considérant que les événements jusqu'à une énergie de 650 keV contribuent au signal utile. Par ailleurs, et on est limité par une plage dynamique de tension en

sortie d'environ 135 mV pour que tous les transistors demeurent en régime de saturation. La vitesse de balayage doit donc être supérieure à 30 V/  $\mu$ s.

Le bruit électronique : Pour un détecteur à haute résolution temporelle, la densité spectrale de bruit à l'entrée du préamplificateur doit être maintenue très faible, inférieure à 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  [BINKLEY et al, 2000], afin que le bruit intégré, même sur une large bande passante, soit le plus bas possible. En effet, le bruit intégré résulte de la racine carrée de l'intégrale de la densité spectrale de puissance de bruit sur toute la bande passante du préamplificateur de charges. Dans le cadre du LabPET<sup>TM</sup> II, à cause du faible budget de puissance disponible, on vise à l'entrée du préamplificateur de charge une densité spectrale de bruit inférieure à 0,9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . Néanmoins, le niveau de bruit ENC total, avec le détecteur connecté, doit être inférieur à celui du scanner LabPET<sup>TM</sup>, à savoir  $\sim 700$  é-rms.

### 3.3.2 Topologie du préamplificateur

La spécification majeure est la figure de bruit et le design doit être réalisé pour minimiser la charge équivalente de bruit (ENC) que l'on exprimera en électrons-rms (é-rms). La Figure 3.4 représente un schéma simplifié d'un préamplificateur de charge couplé à une PDA. Il réalise la conversion de la charge d'entrée en tension par l'intégration de celle-ci via la capacité  $C_f$ . La résistance  $R_f$  crée un chemin DC entre l'entrée et la sortie et décharge la capacité  $C_f$  pour prévenir la saturation de l'intégrateur suite à une succession d'évènements.  $C_{det}$  représente la capacité équivalente de la PDA. Le produit  $R_f C_f$  définit la constante de décroissance du signal en sortie.

Le gain de cet étage est [SPIELER, 2007]:

$$G = \frac{V_{out}}{Q_{in}} = \frac{-A \cdot V_{in}}{[C_{det} + (A + 1) \cdot C_f] \cdot V_{in}} = \frac{-A}{C_{det} + (A + 1) \cdot C_f} \quad (3.1)$$

Il faut  $C_{det} \ll (A + 1) \cdot C_f$  et  $A \gg 1$  pour que le gain du préamplificateur soit indépendant des caractéristiques de la photodiode qui peuvent varier d'un pixel à un autre.

On a dans ce cas

$$G \approx \frac{-1}{C_f} \quad (3.2)$$

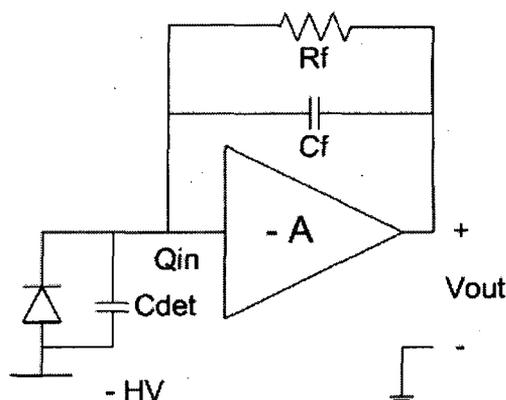


Figure 3.4 : Schéma simplifié d'un préamplificateur de charge couplé à une PDA.

#### Choix de $R_f$

La résistance de contre-réaction est généralement prise très grande, de 1 à plusieurs centaines de  $M\Omega$ , pour minimiser son courant de bruit thermique et approximer un intégrateur idéal au niveau du préamplificateur, par une décroissance très lente du signal. Toutefois, il faut s'assurer que ce temps de décroissance ne soit pas trop long, pour ne pas créer d'empilement de signaux et limiter le taux de comptage. Cette résistance est souvent remplacée par un transistor MOS opéré en triode ou en saturation [O'CONNOR et al., 1997] [GRAMEGNA et al., 1997] [DE GERONIMO, 2000] à cause de la surface importante requise pour réaliser les composants passifs en circuits intégrés.

#### Choix de la polarité du transistor d'entrée

Une attention toute particulière est également portée au choix de la polarité du transistor d'entrée du préamplificateur. En effet, la polarité NMOS ou PMOS est définie en fonction de la contribution de bruit dominante au point d'opération escompté. Ainsi, si le bruit thermique est dominant, le choix se porte sur un transistor NMOS, sinon il se porte sur un transistor PMOS si c'est le bruit fréquentiel qui est dominant. La Section 3.4 qui suit, présentant les sources de bruit électronique, permettra de mieux comprendre ces choix. De plus, il faut tenir compte du type de charge collectée (électrons ou trous) afin de ne pas limiter la plage dynamique de tension en sortie.

Il existe plusieurs architectures pour réaliser l'amplificateur ( $-A$  dans la Figure 3.4). Cependant la plus utilisée reste l'architecture cascode. Les avantages ainsi que les variantes de cette architecture sont présentées ci-dessous.

### 3.3.3 Amplificateurs cascodes

Il existe 3 grands types d'architectures cascodes décrites dans la littérature (Figure 3.5). Le cascode télescopique, le cascode replié, ainsi que le regulated gain cascode [JOHN AND MARTIN, 1997] [BINKLEY et al., 2000] [O'CONNOR et al., 1997] [YEOM et al., 2006]. Elles ont toutes l'avantage d'avoir une impédance de sortie élevée et un fort gain en boucle ouverte  $A$ .

$$A = -g_{m1} \cdot R_{out} \quad (3.3)$$

$g_{m1}$  est la transconductance du transistor d'entrée M1;

$R_{out}$  est la résistance de sortie.

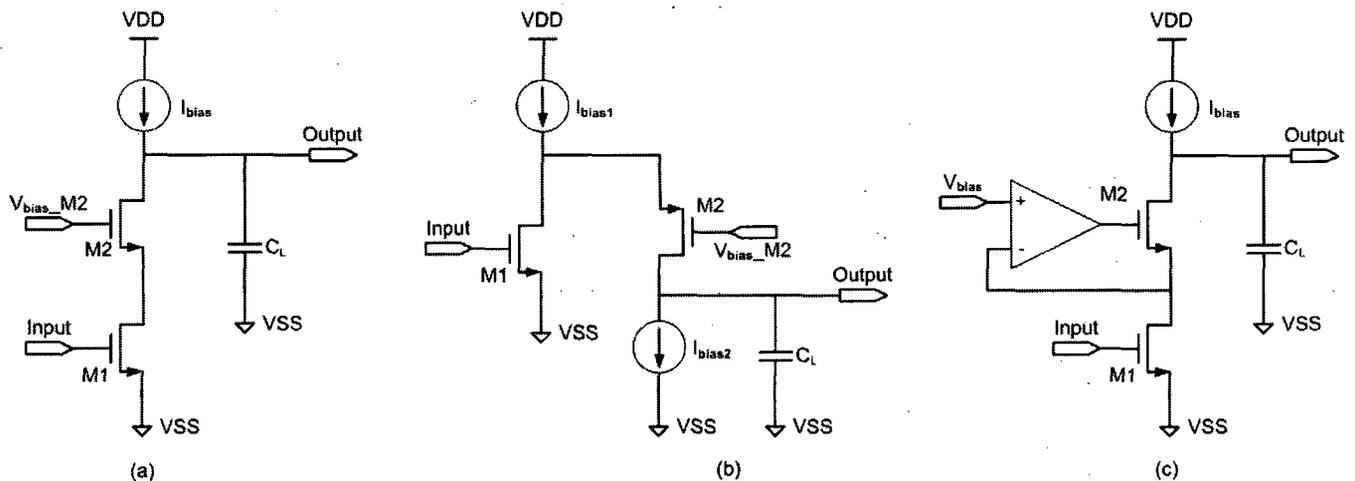


Figure 3.5 : Architecture (a) Cascode télescopique, (b) Cascode replié et (c) Regulated gain cascode.

Les amplificateurs cascodes atténuent considérablement l'effet Miller capacitif à l'entrée de l'amplificateur et améliorent ainsi la stabilité et la réponse fréquentielle [ALLEN et HOLBERG, 2002]. Toutefois, le cascode replié est moins rapide du fait que, à courant égal, la

transconductance du PMOS qui sert de cascode est 2 à 3 fois plus faible que celle du NMOS servant de cascode dans le télescopique et le regulated gain cascode [JOHNS et MARTIN, 1997]. Par ailleurs, il offre une plus grande plage dynamique en sortie avec un niveau DC proche de celui du signal d'entrée. Des trois structures, c'est le regulated gain cascode qui offre plus haut gain. En effet la contre-réaction faite sur la grille de M2 via l'amplificateur augmente l'impédance de sortie tout en réduisant la résistance d'entrée du cascode [YEOM et al., 2006] [DE GERONIMO et al., 2008]. Ce gain est fait au prix d'une consommation électrique supplémentaire.

### 3.3.4 Architecture adoptée : Le cascode télescopique modifié

Dans le cadre de l'électronique du LabPET™ II, les architectures cascode replié et regulated gain cascode sont rejetées à cause des contraintes de bande passante et de puissance dissipée. L'architecture retenue pour le préamplificateur de charge est donc le cascode télescopique auquel on apporte une modification [PRATTE et al., 2004] [ROBERT, 2005]. Dans cette architecture dite de cascode télescopique modifiée (Figure 3.6), on ajoute une seconde source de courant M2 qui permet de fixer la transconductance voulue dans le transistor d'entrée M1 sans faire de compromis sur l'impédance de sortie. Cette modification permet de réduire le bruit électronique issu de M1 tout en maintenant un gain important dans l'amplificateur. En outre, on utilise un étage-tampon en sortie afin de pouvoir charger les capacités du circuit de compensation pôle-zéro. Les composants passifs  $R_c$  et  $C_c$  réalisent la compensation de l'étage [BINKLEY et al., 2000]. Il est important de remarquer que la source du transistor d'entrée M1 est relié à une masse VEE séparée de la référence VSSA du substrat. Ceci a pour but de minimiser l'influence du bruit du substrat sur le bruit du transistor M1, via la fluctuation de sa tension  $V_{GS}$ .

La Figure 3.7 présente l'architecture finale du préamplificateur de charge qui sera implémenté dans l'électronique frontale du LabPET™ II. La résistance de contre-réaction est implémentée par le PMOS  $M_f$ . En effet avec le branchement de la PDA (Figure 3.8) on détecte un flux d'électrons qui induit une différence de potentiel positive en sortie. Ainsi avec un PMOS lors d'une détection  $V_{SG}$  augmente et la décharge de la capacité se fait plus rapidement, minimisant ainsi les risques d'empilement des signaux. Les composants  $R1$ ,  $C1$  et  $R2$ ,  $C2$  sont rajoutés



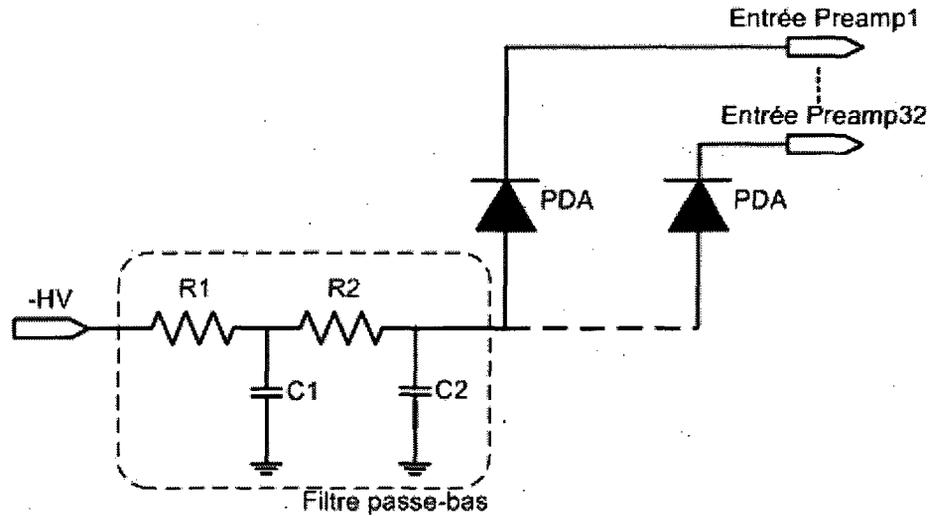


Figure 3.8 : Branchement des PDAs.

Il faut noter que le transistor d'entrée est un NMOS car, comme il sera montré au Chapitre 4, le bruit thermique présente une contribution dominante au point d'opération escompté pour le LabPET™ II. Le préamplificateur présente deux pôles dominants  $p_1$  et  $p_2$ . Le premier pôle  $p_1$  impose la constante de temps de contre-réaction  $\tau_1$  et le second pôle  $p_2$  fixe la constante de temps de montée du préamplificateur  $\tau_2$ .

$$\tau_1 = R_f \cdot C_f \quad \tau_2 = R_{in} \cdot C_{eq\_in} \quad (3.4)$$

où  $C_{eq\_in}$  est la capacité équivalente vue à la grille du transistor d'entrée et  $R_{in}$  est la résistance vue à l'entrée du préamplificateur. Elles s'écrivent respectivement par [CHANG et SANSEN, 1991] [GATTI et MANFREDI, 1986] [RADEKA, 2009] :

$$C_{eq\_in} = C_{det} + C_p + C_{gM1} \quad R_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \cdot \frac{C_0}{C_f} \quad (3.5)$$

$C_{det}$  est la capacité équivalente de la PDA ;

$C_{gM1}$  est la capacité de grille du transistor d'entrée ;

$C_p$  représente les capacités parasites en entrée du préamplificateur ;

$C_0$  est la capacité équivalente au nœud X (Figure 3.7) :

$$C_0 = C_C + C_{dM3} + C_{dM4} + C_{gM5} \quad (3.6)$$

avec  $C_{dM3}$ ,  $C_{dM4}$  et  $C_{gM5}$  respectivement les capacités parasites vues au drain de  $M3$ , au drain de  $M4$  et à la grille de  $M5$ . Finalement

$$p_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot C_f} \quad \text{et} \quad p_2 = \frac{g_m \cdot C_f}{2\pi \cdot C_{eq\_in} \cdot C_0} \quad (3.7)$$

Un choix judicieux de  $C_c$  s'impose donc, autant pour stabiliser l'amplificateur que pour avoir un temps de montée rapide de la tension de sortie  $V_{out}(t)$  :

$$V_{out}(t) = \frac{Q_{in} \cdot \tau_1}{C_f \cdot (\tau_1 - \tau_2)} \cdot (e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2}) \quad (3.8)$$

$Q_{in}$  est la charge en entrée du préamplificateur.

Il est important de noter que le transistor d'entrée  $M1$  du préamplificateur de charge joue un rôle primordial dans les performances de l'électronique frontale. Dans la conception, un temps de design plus long lui sera donc accordé. De ce fait dans la suite, un intérêt particulier sera porté aux équations de bruits relatifs au transistor d'entrée  $M1$  afin de voir les paramètres importants pour la minimisation du bruit. Les sections suivantes décrivent respectivement les différentes sources de bruit pour asseoir les bases avant d'établir les modèles ainsi que les équations de bruit.

### 3.4 Sources de bruit électronique

Le bruit dans un circuit intégré se classe en deux catégories : le bruit électronique « inhérent » des composants et le bruit d'interférences. Ce dernier se rapporte aux perturbations aléatoires présentes dans les alimentations et au couplage électromagnétique avec les autres circuits environnants ou l'extérieur [RAZAVI, 2001] [JOHNS et MARTIN, 1997]. Cette section s'intéressera uniquement au bruit électronique des composants. Il existe trois principales sources au bruit électronique, totalement indépendantes et de ce fait non corrélées: le bruit thermique, le bruit de grenaille (*Shot noise*) et le bruit fréquentiel [JOHNS et MARTIN, 1997].

#### 3.4.1 Bruit thermique

Le bruit thermique provient du mouvement aléatoire des porteurs de charge, dû à l'excitation thermique. Ce bruit a une densité spectrale constante et est proportionnel à la température

absolue. Il est modélisé par une densité de courant de bruit ou une densité de tension de bruit (Figure 3.9).

$$\text{Pour une résistance } R, \quad v_n^2(f) = 4 \cdot k \cdot T \cdot R \quad \text{et} \quad i_n^2(f) = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R} \quad (3.9)$$

$$\text{Pour un MOSFET,} \quad v_n^2(f) = \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot \gamma_n}{g_m} \quad \text{et} \quad i_n^2(f) = 4 \cdot k \cdot T \cdot \gamma_n \cdot g_m \quad (3.10)$$

où  $k$  est la constante de Boltzmann,

$T$  est la température en Kelvin,

$g_m$  est la transconductance du transistor et

$\gamma_n$  est un coefficient de bruit entre 1/2 et 2/3, fonction de la zone d'inversion du MOSFET [O'CONNOR et DEGERONIMO, 2002]

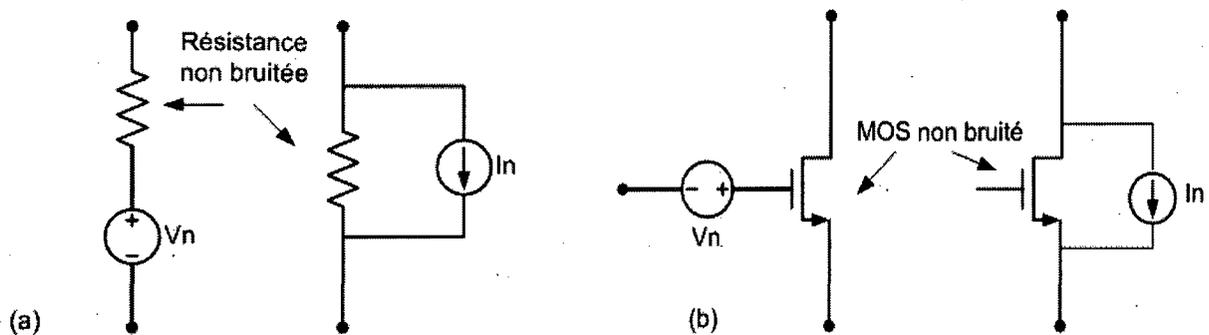


Figure 3.9 : Modèles de bruit thermique (a) de résistance et (b) de transistor MOS.

En technologie CMOS18, à courant identique, la mobilité et donc la transconductance des NMOS est de 2 à 3,5 fois supérieure à celle des PMOS. Par conséquent le bruit thermique rapporté en entrée d'un transistor sera moins important dans le cas d'un NMOS que d'un PMOS.

### 3.4.2 Bruit de grenaille / Shot noise

Le bruit de grenaille provient des jonctions PN. Ce bruit découle du fait que le courant DC traversant la jonction n'est pas continu comme idéalement supposé. En effet, il résulte d'impulsions de courant portées par un flot discret de porteurs de charge [JOHNS et MARTIN, 1997]. Le bruit grenaille est donc directement proportionnel au courant DC. Sa densité spectrale est donnée par

$$i_n^2(f) = 2 \cdot q \cdot I_D \quad (3.11)$$

où  $q$  est la charge électronique élémentaire et  $I_D$  est le courant DC de la jonction.

### 3.4.3 Bruit fréquentiel

Le bruit fréquentiel ou *flicker noise* est créé par le phénomène de rétention et de relâche aléatoire de porteurs de charge piégés à la surface du semiconducteur. Dans le cas d'un MOSFET, le bruit fréquentiel est en partie lié aux imperfections de l'interface entre le silicium et l'oxyde de grille. En effet, au niveau de cette interface, il y a plusieurs liaisons pendantes qui créent des pièges d'énergie. Le bruit fréquentiel est modélisé dans un MOSFET par :

$$v_n^2(f) = \frac{K_f}{W \cdot L \cdot C_{ox}} \cdot \frac{1}{f^{\alpha_f}} \quad (3.12)$$

où  $K_f$  est une constante en  $[V^2 \cdot F]$  dépendant du procédé ;

$W$  et  $L$  sont respectivement la largeur et la longueur du canal ;

$C_{ox}$  est la capacité d'oxyde surfacique ;

$\alpha_f$  est un coefficient qui dépend de la pente de bruit observée en basse fréquence.

Le paramètre  $K_f$  varie pour des longueurs de grilles différentes. En effet,  $K_f$  décroît en augmentant la longueur de grille. Toutefois au delà de  $2 \times L_{min}$  il reste constant [ANELLI et al, 1999] [ANELLI et al, 2006]. Par ailleurs, de manière générale, le coefficient  $K_f$  est plus grand dans le cas d'un NMOS que celui d'un PMOS, tandis que le coefficient  $\alpha_f$  varie inversement. En effet, dans la plupart des procédés CMOS,  $\alpha_f(\text{NMOS}) \leq 1$  et  $\alpha_f(\text{PMOS}) \geq 1$  (Tableau 3.2). Ainsi, le bruit fréquentiel est beaucoup plus important dans le cas d'un NMOS que d'un PMOS. En effet, dans un PMOS, les porteurs de charges sont les trous qui ont moins de chances d'être pris dans les pièges électroniques à la surface du semiconducteur.

Néanmoins, pour la technologie CMOS 0,13  $\mu\text{m}$  de *STMicroelectronics*, même si en basse fréquence la densité spectrale de tension de bruit est du NMOS est supérieure à celle du PMOS, le NMOS présente coefficient de bruit fréquentiel  $K_f$  moindre que celui du PMOS [MANGHISONI, 2006].

Tableau 3.2 : Paramètres de bruit  $1/f$  pour certaines technologies CMOS [RE, 2005]. Pour la technologie CMOS 0,13  $\mu\text{m}$  de ST, les dimensions du NMOS et du PMOS utilisés sont dans les deux cas 1000  $\mu\text{m}/0,7 \mu\text{m}$ . [MANGHISONI, 2006].

Technologie	Fondeur	$(10^{-25} \frac{K_f}{\text{J Hz}^{\alpha_f-1}})$		$\alpha_f$	
		NMOS	PMOS	NMOS	PMOS
CMOS 0,35 $\mu\text{m}$	TSMC	10	4	1	1,2
	ST	10	9	0,9	1,1
CMOS 0,25 $\mu\text{m}$	TSMC	7	6	0,85	1,15
	IBM	8	4	0,85	1,15
CMOS 0,18 $\mu\text{m}$	TSMC	10	5	0,9	1
	ST	15	8	0,9	1,1
CMOS 0,13 $\mu\text{m}$	ST	13	60	0,85	1,2

### 3.5 Modèles et équations de bruit ENC

Cette section s'intéresse à la modélisation de la charge de bruit ENC à l'entrée du préamplificateur de charge. Le bruit ENC se définit comme la charge en entrée nécessaire pour avoir un rapport signal sur bruit égal à 1 à la sortie du circuit [RADEKA, 1988] [DE GERONIMO, 2005]. Les équations de bruit permettent d'optimiser les dimensions du transistor d'entrée et de choisir une valeur optimale pour la constante de temps du filtre de mise en forme. La Figure 3.10 illustre le modèle utilisé pour caractériser le bruit de la chaîne analogique frontale. Le bruit parallèle est essentiellement le bruit grenaille provenant du détecteur. Le bruit série et le bruit  $1/f$  sont respectivement le bruit thermique et le bruit fréquentiel des composants électroniques ramenés en entrée du préamplificateur.

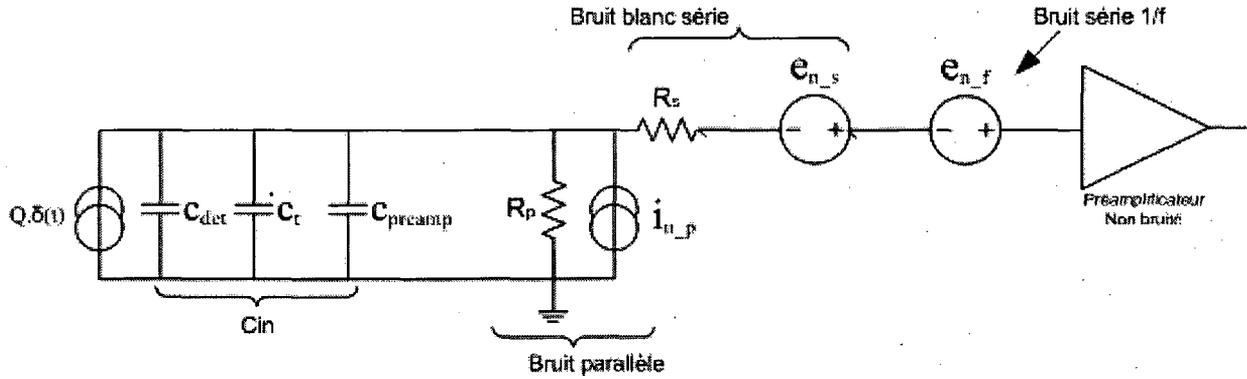


Figure 3.10 : Modèle de bruit ENC adopté.

$C_{det}$  est la capacité de champ de la PDA;

$C_t$  modélise les capacités de traces et les capacités parasites en entrée;

$C_{preamp}$  inclut la capacité de grille du transistor d'entrée ainsi que celle de la contre-réaction ramenée à l'entrée;

$R_s$  et  $R_p$  modélisent respectivement le bruit série et le bruit parallèle comme tension de bruit thermique et courant de bruit thermique d'une résistance. L'ENC totale est évaluée par [RADEKA, 1988] [PRATTE, 2008]:

$$ENC^2 = \frac{1}{2} \cdot 4 \cdot k \cdot T \cdot R_s \cdot C_{in}^2 \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{h'(t)^2}{h(t)_{max}^2} d(t) + \frac{1}{\tau_c^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{h(t)^2}{h(t)_{max}^2} d(t) \right] \quad (3.13)$$

où  $\tau_c = C_{in} \cdot (R_s \cdot R_p)^{1/2}$ ,

$h(t)$  la réponse impulsionnelle du système et

$h'(t)$  sa dérivée temporelle. Cette équation se réécrit aisément par

$$ENC^2 = \frac{1}{2} \cdot e_n^2 \cdot C_{in}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{h'(t)^2}{h(t)_{max}^2} d(t) + \frac{1}{2} i_{n,p}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{h(t)^2}{h(t)_{max}^2} d(t) \quad (3.14)$$

$e_n^2$  définit la densité spectrale totale du bruit série et du bruit fréquentiel :

$$e_n^2 = e_{n_s}^2 + e_{n_f}^2 \longrightarrow e_n^2 = nn \cdot \gamma_n \cdot \frac{4kT}{g_m} + \frac{K_f}{C_{ox} \cdot W \cdot L} \cdot \frac{1}{f^{\alpha_f}} \quad (3.15)$$

$nn$  est le *subthreshold slope factor* du transistor d'entrée [DE GERONIMO, 2005],

$\gamma_n$  est son coefficient de bruit,

$g_m$  est sa transconductance et

$W, L$  sont respectivement sa largeur et la longueur.

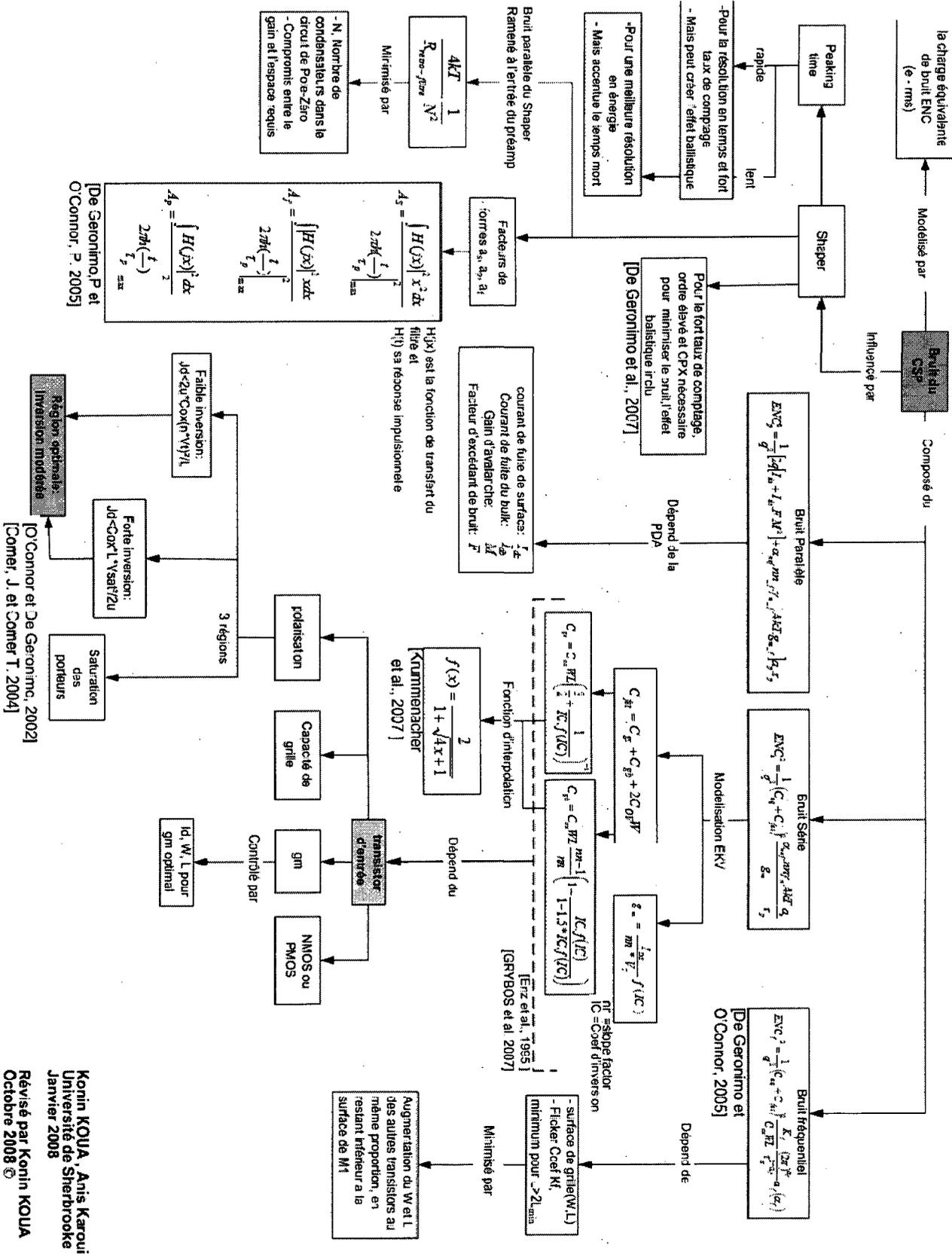
En remplaçant  $e_n^2$  dans l'équation (3.15) et en transposant cette dernière par la transformée de Laplace après la normalisation du temps à une constante  $\tau_p$  (temps au maximum du signal, *peaking time*), on obtient :

$$ENC^2 = C_{in}^2 \left[ a_s \cdot n_n \cdot \gamma_n \frac{4 \cdot k \cdot T}{g_m} \frac{1}{\tau_p} + a_f(\alpha_f) \frac{K_f}{C_{ox} \cdot W \cdot L} \frac{(2\pi)^{\alpha_f}}{\tau_p^{1-\alpha_f}} \right] + a_p \cdot i_{n,p}^2 \cdot \tau_p \quad (3.16)$$

Contrairement aux expressions précédentes, cette écriture à un avantage pratique car elle permet une introduction plus facile dans les logiciels de calculs et une ébauche manuelle plus aisée pour le concepteur. Les paramètres  $a_s$ ,  $a_p$  et  $a_f$  sont respectivement les coefficients de bruit série, parallèle et fréquentiel du filtre utilisé pour la mise en forme [DE GERONIMO, 2005]:

$$a_s = \frac{\int_0^\infty |H(jx)|^2 x^2 dx}{2\pi \cdot h(t/\tau_p)|_{max}^2} \quad a_f(f) = \frac{\int_0^\infty |H(jx)|^2 x^{2-\alpha_f} dx}{2\pi \cdot h(t/\tau_p)|_{max}^2} \quad a_p(f) = \frac{\int_0^\infty |H(jx)|^2 dx}{2\pi \cdot h(t/\tau_p)|_{max}^2} \quad (3.17)$$

Toutefois afin que l'équation ENC soit valide dans toute la plage de fonctionnement du transistor (de la faible inversion à la forte inversion), il faut que les expressions des paramètres liés au transistor d'entrée restent valides quelle que soit la zone de polarisation. Ainsi, plutôt que d'utiliser le modèle BSIM3, on choisit le modèle EKV [ENZ et al., 1995] [GRYBOS et al., 2007] pour modéliser les paramètres des transistors MOS, notamment  $g_m$ ,  $C_{grille}$  et  $\gamma_n$ . En effet, le modèle introduit par Enz, Krümenacher et Vittoz de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL) offre des équations des paramètres petits et larges signaux des transistors MOS, continues dans toutes les régions d'opération, comme le résume le schéma d'expert suivant mettant en exergue les paramètres de bruit et les points importants pour le minimiser.



Révisé par Konin KOUA  
 Octobre 2008 ©  
 Konin KOUA, Anis Karoui  
 Université de Sherbrooke  
 Janvier 2008

### 3.6 Circuit de compensation pôle-zéro

À cause de la contre-réaction  $R_f$ , au lieu d'avoir la réponse échelon correspondant à un intégrateur idéal, on obtient un signal échelon qui retourne lentement à son niveau DC avec la constante  $R_f C_f$ . Cette décroissance lente crée, au niveau de l'impulsion en sortie du filtre de mise en forme, un rebond dit *undershoot* qui lui est proportionnel. L'inconvénient de ce rebond est, d'une part, la réduction de l'amplitude de pic et, d'autre part, la dégradation du taux de comptage. En effet, la durée du rebond créé est relativement grande [CHANG et SANSEN, 1991].

De plus, dans notre cas, parce qu'elle est réalisée par un PMOS ( $M_f$ ), la résistance varie non-linéairement en fonction du courant la traversant. En conséquence, le temps requis pour la décharge de  $C_f$  diminue lorsque la charge en entrée augmente, ce qui induit des non-linéarités dans la réponse du préamplificateur [DE GERONIMO et O'CONNOR, 2000].

Le circuit de compensation pôle-zéro a pour rôle de compenser le pôle  $p_1$  créé par  $R_f$  et  $C_f$  en mettant un zéro exactement par dessus. Ainsi, il annule le pôle et améliore la linéarité de la chaîne. De plus il constitue également un étage de gain en disposant  $N$  fois en parallèle la paire  $C_f - R_f$  (Figure 3.11). La compensation est effective et efficace que si la tension de polarisation à l'entrée du filtre de mise en forme est exactement la même que celle en entrée du préamplificateur, afin que le point d'opération de la paire  $C_f - R_f$  dans l'étage de pôle-zéro soit le même que celui dans la contre-réaction du préamplificateur.

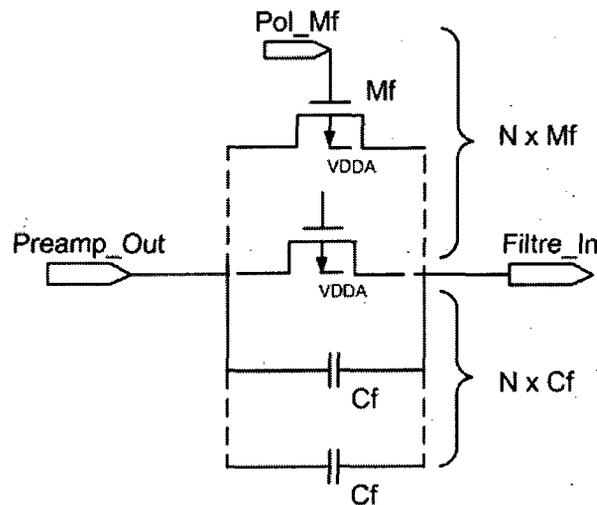


Figure 3.11 : Filtre de compensation pôle-zéro.

### 3.7 Le filtre de mise en forme

L'étage de mise en forme est destiné à trois principales fonctions. Tout d'abord, il filtre le bruit du signal afin de rehausser le rapport signal sur bruit. C'est généralement un filtre passe-bande qui élimine le bruit en basse et en haute fréquence.

Deuxièmement, il ramène plus rapidement le signal à son niveau DC afin de minimiser l'empilement des signaux et d'éviter le décalage du plancher (*baseline*) lorsque le taux d'évènements reçus est important, tel que l'on a en TDM (Figure 3.12).

Enfin, il amplifie également le signal. C'est à ce niveau qu'est intégré le module de gain variable qui modifie le gain de la chaîne analogique selon le mode TEP ou TDM, pour éviter la saturation de l'électronique. Par ailleurs, l'erreur balistique doit être prise en considération dans le choix du temps de mise en forme. Des compromis sont donc à faire entre la rapidité du filtre et ses performances quant au rapport signal sur bruit du système.

Les filtres généralement utilisés en spectroscopie nucléaire sont les filtres CR-RC<sup>n</sup> (Figure 3.13) dont la fonction de transfert s'écrit généralement

$$H(s) = \left[ \frac{s \cdot \tau}{1 + s \cdot \tau} \right] \left[ \frac{A}{1 + s \cdot \tau} \right]^n \quad (3.18)$$

où  $\tau$  est la constante de temps RC du dérivateur et des intégrateurs et;  
 $A$  est le gain DC des intégrateurs.

Cependant, le filtre idéal serait le filtre triangulaire. Pour approcher au mieux cet idéal, les filtres semi-Gaussiens à pôles complexes conjugués avec un ordre  $n$  au moins égal à 3 sont prisés [OHKAWA et al., 1976].

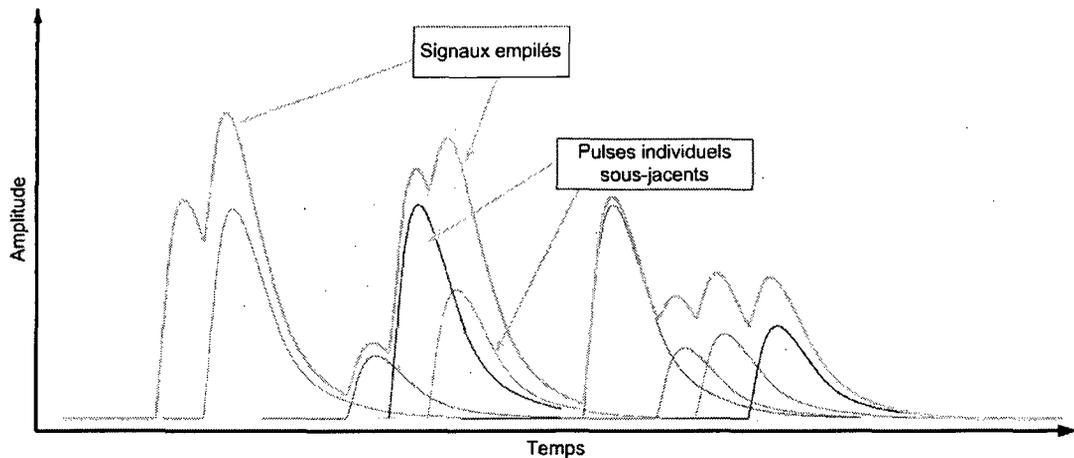
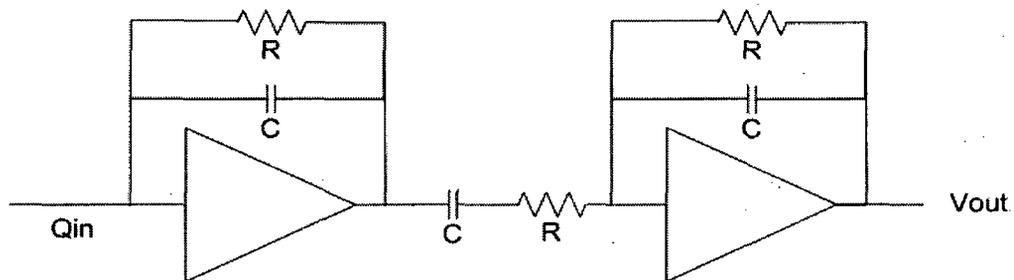


Figure 3.12 : Illustration de l'empilement des signaux.

Figure 3.13 : Exemple de filtre CR-RC<sup>2</sup>.

### 3.8 Conclusion

Ce chapitre a présenté les éléments de la chaîne électronique frontale adoptée pour le prochain ASIC du LabPET™ II. Le rôle de chaque module y a été présenté en mettant toutefois une emphase particulière sur les architectures de préamplificateur de charge et les notions de bruit nécessaires pour un design optimal de ce dernier. L'architecture du préamplificateur adoptée y a été exposée ainsi que les modèles de bruit ENC utilisés pour l'optimisation du dimensionnement du transistor d'entrée qui a la contribution dominante au bruit ramené en entrée de la chaîne électronique.

# CHAPITRE 4: CONCEPTION DU PREAMPLIFICATEUR DE CHARGE

## 4.1 Spécifications

L'état de l'art, ainsi que les études bibliographiques réalisées au chapitre précédent, ont permis de tirer les spécifications pour le préamplificateur de charge, telles que présentées dans le Tableau 4.1 ci-dessous.

Tableau 4.1 : Spécifications du préamplificateur de charge.

<b>Architecture</b>	Cascode télescopique modifiée
<b>Technologie</b>	CMOSP18 de la TSMC
<b>Puissance consommée</b>	~ 1 mW
<b>Plage dynamique en entrée</b>	62,5 fC
<b>Charge capacitive maximum en sortie</b>	21,5 pF
<b>Temps de montée</b>	~ 5 ns
<b>Vitesse de balayage</b>	> 30 V/ $\mu$ s
<b>Gain maximum</b>	2,24 mV/fC
<b>Bruit ENC</b>	< 700 é-rms
<b>Polarité du transistor d'entrée</b>	NMOS
<b>Polarité du transistor de contre-réaction</b>	PMOS

La charge capacitive du préamplificateur est imposée par la valeur maximale du paramètre  $N$  de l'étage de compensation pôle-zéro qui, comme il sera montré dans la Section 4.7, est fixé à 40. Aussi le gain variable selon le mode TEP ou TDM est réalisé dans l'étage de mise en forme en aval (Section 3.1) dont la conception ne fait pas partie des présents travaux.

Les sections qui suivent mettent en évidence le design proprement dit de chacun des composants du préamplificateur de charge en vue d'atteindre les performances escomptées.

## 4.2 Choix de $C_f$

La capacité de contre-réaction  $C_f$  fixe directement le gain du préamplificateur de charge (équation 3.2). Son choix est toutefois limité par la plage dynamique de 135 mV disponible à la sortie du CSP. En effet, on impose une limite maximale au gain ( $G_{max}$ ) de sorte à ne pas saturer l'étage de sortie lors de la détection d'un événement TEP. Ainsi :

$$C_f > \frac{1}{G_{max}} \quad (4.1)$$

$G_{max}$  se calcule par le rapport entre la plage dynamique en sortie du préamplificateur ( $\Delta V$ ) et la charge maximale en entrée lors d'un événement TEP ( $Q_{max}$ ) (4.2). Le spectre en énergie typique obtenu avec les cristaux LYSO du LabPET™ (Figure 4.1) montre que des énergies jusqu'à 600 keV peuvent contribuer au signal utile résultant de l'annihilation des positrons. On considère donc une charge maximale en entrée de 57,7 fC, correspondant à 360 000 électrons. Par conséquent,  $G_{max}$  est égal à 2,24 mV/fC et  $C_f$  doit être supérieur à 427 fF. Un gain de 1,86 mV/fC est fixé pour prendre une marge afin de supporter l'amélioration du rendement lumineux du scintillateur sélectionné ou de nouveaux scintillateurs avec un rendement lumineux plus élevé.

$$G_{max} = \frac{\Delta V}{Q_{max}} \quad (4.2)$$

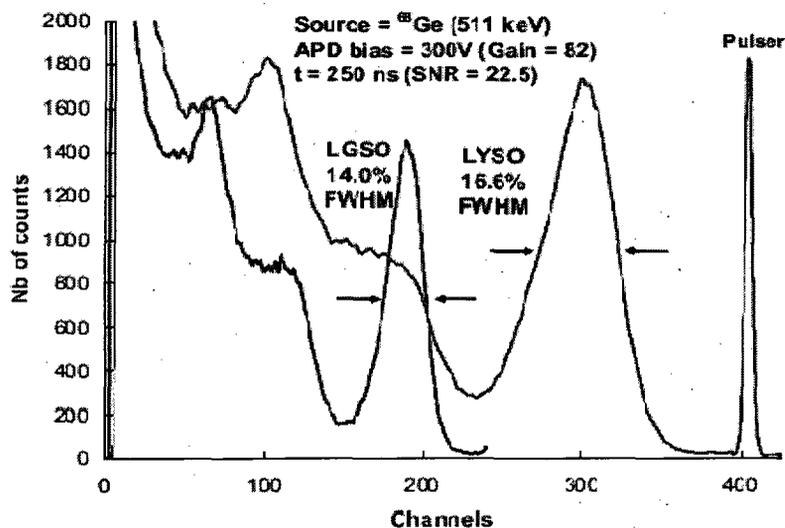


Figure 4.1 : Spectre d'énergie typique des scintillateurs LYSO et LGSO du LabPET™ [PEPIN et al., 2007b].

Tableau 4.2 : Contrainte et choix du gain du préamplificateur.

<b><math>C_f</math> minimum autorisé</b>	427 fF
<b>Gain maximum autorisé</b>	2,24 mV/fC
<b><math>C_f</math> fixé</b>	536 fF
<b>Gain fixé</b>	1,86 mV/fC

### 4.3 Dimensionnement du transistor de contre-réaction $M_f$

La résistance de contre-réaction de quelques  $M\Omega$  n'est pas réalisable par une résistance passive en polysilicium car cela nécessiterait beaucoup trop de surface. Elle est donc réalisée par le transistor PMOS  $M_f$  qui est polarisé en forte inversion.  $M_f$  est opéré en forte inversion car la contribution au bruit ainsi que les erreurs de non linéarité y sont moindres [DEGERONIMO et al., 2000].

Néanmoins, la résistance  $R_f$  obtenue est non linéaire et varie selon le courant traversant  $M_f$ , qui n'est autre que le courant de fuite de la PDA du fait que le module de détection est couplé directement au préamplificateur. Le dimensionnement de  $M_f$  est un compromis entre le courant de bruit qu'il engendre, la différence de potentiel DC ( $\Delta V_{DC}$ ) induite entre l'entrée et la sortie [GRAMEGNA et al., 1997] et le temps de décroissance du signal qui doit être relativement rapide, de l'ordre de la  $\mu s$ , afin de minimiser l'empilement des signaux et la saturation de l'étage à fort taux de comptage.

Tout d'abord, la densité de bruit parallèle générée par le transistor de contre-réaction doit être négligeable devant celle générée par la photodiode.

$$4kT \cdot \gamma_{n_{M_f}} \cdot nn \cdot g_{m_{M_f}} \ll 2 \cdot q(I_{DS} + I_{DB} \cdot F \cdot M^2) \quad (4.3)$$

Il se déduit la première contrainte sur  $M_f$ , portant sur la valeur maximale autorisée pour sa transconductance.

$$g_m(M_f) \ll \frac{2 \cdot q(I_{DS} + I_{DB} \cdot F \cdot M^2)}{4kT \cdot \gamma_n(M_f) \cdot nn} \quad (4.4)$$

Ensuite le niveau de tension DC à la sortie de l'étage doit demeurer relativement bas car un niveau DC élevé en sortie limiterait considérablement la plage dynamique, déjà modérée avec la technologie CMOS 0,18  $\mu\text{m}$  (Figure 4.2). La tension  $V_{DC\_out}$  dépend et augmente proportionnellement au courant de fuite  $I_{PDA}$  de la photodiode. En effet,

$$V_{DC\_out} = V_{gs\_M1} + I_{PDA} \cdot R_f \quad (4.5)$$

où  $V_{gs\_M1}$  est le niveau DC en entrée du préamplificateur, fixé par la tension grille-source du transistor d'entrée ;

$R_f$  est la résistance de contre-réaction réalisée avec le transistor  $M_f$ , elle est égale à l'inverse de sa transconductance  $g_m(M_f)$  [DEGERONIMO, 2000].

Il se déduit la deuxième contrainte sur  $M_f$ , portant sur sa transconductance minimale :

$$g_m(M_f) > \frac{I_{PDA}}{(V_{DC\_out}]_{max} - V_{gs\_M1})} \quad (4.6)$$

où  $V_{DC\_out}]_{max}$  est la tension DC maximale permise pour ne pas saturer l'étage lors de la détection d'événements TEP.

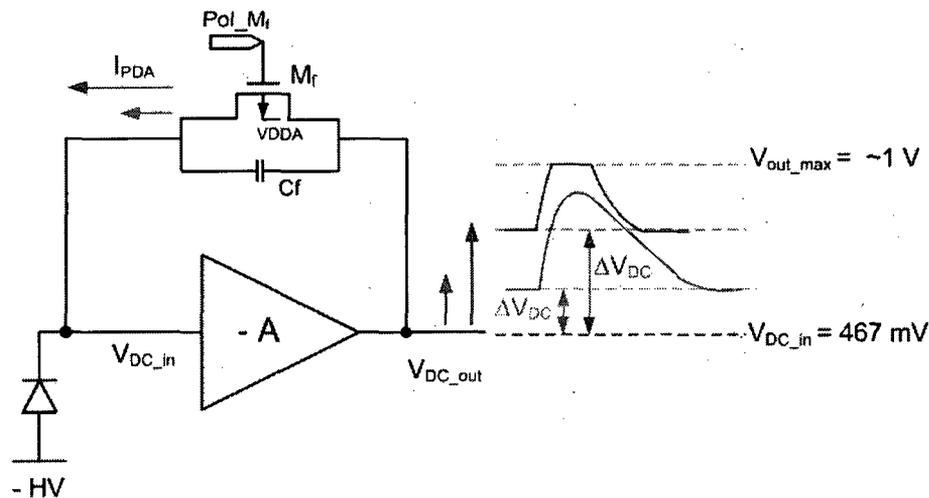


Figure 4.2 : Illustration de l'impact du niveau DC en sortie sur la plage dynamique.

Le Tableau 4.3 résume le choix des paramètres du transistor  $M_f$  découlant des compromis ci-dessus. La contre-réaction  $M_f-C_f$  simulée avec un courant de fuite de 35 nA donne la décroissance du signal présentée par la Figure 4.3. Du fait de la non-linéarité du transistor, la

décroissance n'est pas réellement exponentielle mais est comparable à une exponentielle décroissante de constante  $0,65 \mu\text{s}$ . Cette constante de décroissance relativement rapide permet d'atteindre de fort taux de comptage en TDM. Cependant, un tel temps de décroissance peut présenter l'inconvénient de dégrader légèrement l'amplitude du signal intégré, du fait que la décharge survient avant que l'ensemble de la charge en entrée ne soit totalement intégrée. Cet effet est connu sous le nom de « déficit balistique » [KNOLL, 2000].

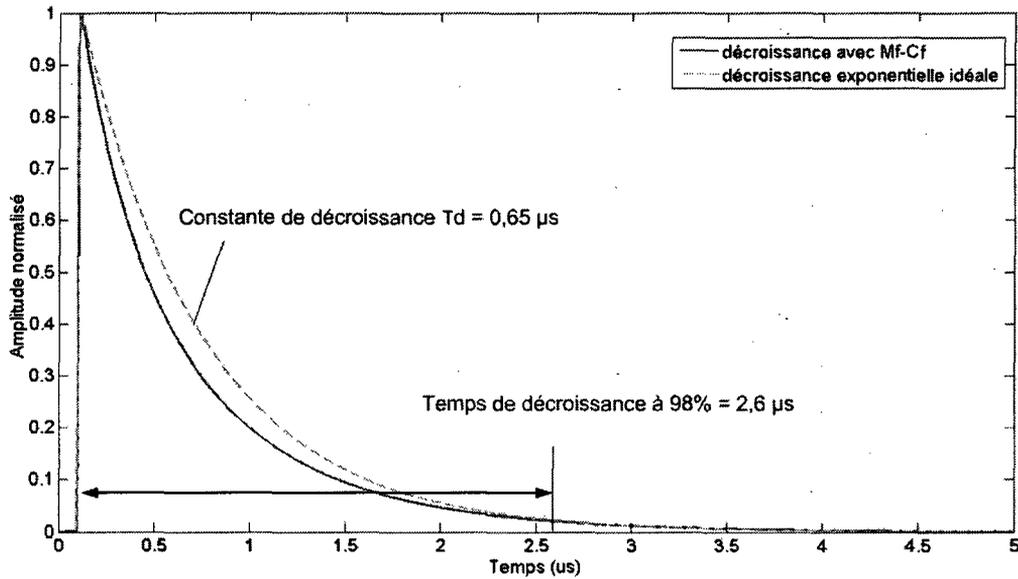


Figure 4.3 : Décroissance du signal en sortie du préamplificateur.

Tableau 4.3 : Contraintes sur le transistor  $M_f$  et ses caractéristiques de conception fixées.

Polarité	PMOS
$Pol_{M_f}$	0 V
$V_{th_{M_f}}$	-700 mV
$g_{m_{max}}(M_f)$	11,7 $\mu\text{S}$
$g_{m_{min}}(M_f)$	0,12 $\mu\text{S}$
$V_{DC_{out}} _{max}$	750 mV
$L_f/W_f _{max}$	$\sim 4,175$
$W_f$	0,3 $\mu\text{m}$
$L_f$	1,2 $\mu\text{m}$
$g_{m_{M_f}}$	0,6 $\mu\text{S}$

## 4.4 Optimisation du transistor d'entrée

La conception de l'amplificateur cascode commence par le dimensionnement du transistor d'entrée, optimisé grâce aux modèles et aux équations de bruit présentés à la Section 3.5. Dans la présente architecture, les équations de bruit en électrons rms des 3 composantes de bruit série ( $ENC_s$ ), parallèle ( $ENC_p$ ) et fréquentielle ( $ENC_f$ ) s'écrivent comme suit :

$$ENC_s = \frac{1}{q} \cdot (C_{eq_{in}} + C_{gM1}) \cdot \sqrt{\frac{4kT \cdot nn \cdot \gamma_{n_{M1}}}{g_{m_{M1}}} \cdot \frac{a_s}{\tau_s}} \quad (4.7)$$

$$ENC_p = \frac{1}{q} \cdot \sqrt{\left( i_{n_{PDA}}^2 + 4kT \cdot nn \cdot \gamma_{n_{Mf}} \cdot g_{m_{Mf}} \right) \cdot a_p \cdot \tau_s} \quad (4.8)$$

$$ENC_f = \frac{1}{q} \cdot (C_{eq_{in}} + C_{gM1}) \cdot \sqrt{\frac{(2\pi)^{\alpha_f} \cdot K_f \cdot \gamma_{n_{M1}}}{C_{ox} \cdot L1 \cdot W1} \cdot a_f \cdot \tau_s^{(\alpha_f-1)}} \quad (4.9)$$

Le dimensionnement du transistor d'entrée influence uniquement les bruits série et fréquentiel et n'a aucune incidence sur le bruit parallèle. Aussi, le filtre de mise en forme influence directement le bruit en entrée du préamplificateur, via sa constante de temps  $\tau_s$  et ses coefficients de bruit  $a_s$ ,  $a_p$ ,  $a_f$ . Ces derniers sont donnés dans la littérature pour différents types de filtre (Tableau 4.4).

Tableau 4.4 : Coefficients de bruit de différents filtres [DE GERONIMO et al., 2005].

Types de filtre	$a_s$	$a_f$	$a_p$
<b>CR-RC</b>	0,92	0,59	0,92
<b>Semi-Gaussien unipolaire de 3<sup>ème</sup> ordre</b>	0,85	0,54	0,61
<b>Semi-Gaussien bipolaire de 3<sup>ème</sup> ordre</b>	1,27	0,86	0,76

La conception optimale du transistor d'entrée consiste à trouver, pour une longueur de grille  $L1$  fixée, la largeur de grille  $W1$  offrant le minimum de charge équivalente de bruit total en entrée. La longueur de grille  $L1$  est choisie supérieure à  $2 \times L_{min}$  afin de minimiser le

coefficient de bruit  $1/f$ . Il faut également s'assurer, pour les dimensions fixées, que M1 opère bel et bien en régime d'inversion modéré, où le compromis entre le besoin de puissance et une transconductance effective ( $g_m/I_D$ ) maximale est optimum [O'CONNOR et al, 2002] [DE GERONIMO et al., 2005] [BINKLEY et al., 2006]. Cette optimisation se réalise à l'aide du logiciel de calcul scientifique *Mathcad*, avec lequel on trace graphiquement les courbes des diverses contributions de bruit, ainsi que la courbe de bruit totale pour en extraire le point d'opération optimum.

### Simulation *Mathcad* du transistor d'entrée

Le Tableau 4.5 présente les paramètres fixés pour les simulations. Le temps de mise en forme est fixé afin de permettre un fort taux de comptage en TDM et aussi améliorer la résolution en temps de la chaîne électronique. En effet avec une mise en forme rapide, les pentes du signal sont plus élevées aux points de discrimination, ce qui contribuerait à améliorer la résolution temporelle. Toutefois, il faudrait optimiser simultanément l'équation 2.12 de  $\sigma_t$  pour déterminer les conditions de mise en forme optimale. En mode TDM, le gain fixé dans l'étage de filtre devra être élevé afin de pallier le déficit balistique qui aurait plus d'incidence sur les faibles signaux.  $C_{eq\_in}$  est la capacité équivalente vue en entrée du préamplificateur, hormis la capacité de grille  $C_{gM1}$ . Elle inclut la capacité du détecteur (4 pF) et les capacités parasites d'interconnexion (3,5 pF). La longueur de grille est supérieure à  $2 \times L_{min}$  et le courant  $I_D$  donne une puissance dissipée autour de 1 mW. En outre on considère les coefficients de bruit d'un filtre semi-Gaussien unipolaire de 3<sup>ième</sup> ordre et le gain de la PDA est fixé à 100.

Tableau 4.5 : Paramètres fixés pour la simulation du transistor d'entrée.

$\tau_s$	50ns	$a_s$	0,85
$C_{eq\_in}$	7,5 pF	$a_f$	0,54
$L1$	0,4 $\mu\text{m}$	$a_p$	0,61
$I_D$	600 $\mu\text{A}$	$M$	100

La Figure 4.4 expose les résultats de bruit ENC obtenus sur une plage donnée de largeur de grille  $W1$ . Il s'en déduit la valeur optimale de  $W1$  égale à environ 620  $\mu\text{m}$ . Au point optimum, la contribution du bruit série est dominante. En effet, on évite en pratique que le bruit soit

dominé par la composante parallèle car cette dernière peut varier énormément d'un pixel à un autre. Le Tableau 4.6 présente les caractéristiques de conception du transistor d'entrée qui découlent du dimensionnement effectué et des performances voulues.

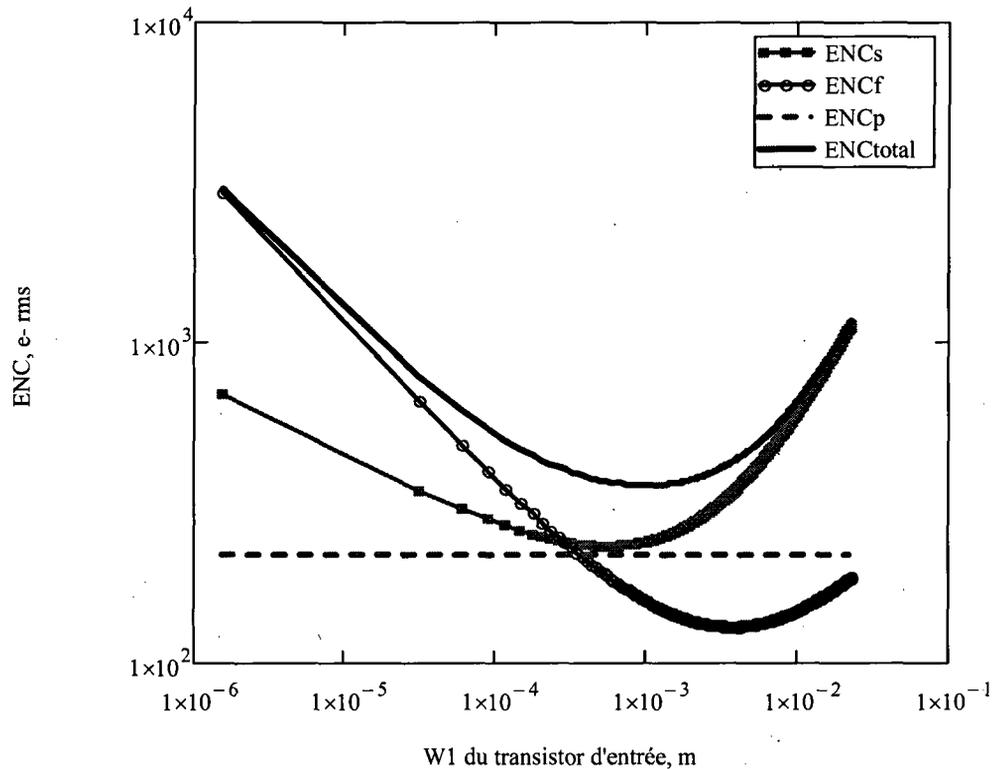


Figure 4.4 : Courbes de bruit ENC en fonction de la largeur de grille  $W1$  du transistor d'entrée.

Tableau 4.6 : Caractéristiques du transistor d'entrée et performances escomptés.

$L1$	0,4 $\mu\text{m}$	Temps de montée (sans PDA)	$\sim 5,1$ ns
$W1$	620 $\mu\text{m}$	Temps de montée (avec PDA)	$\sim 8,9$ ns
$C_{gM1}$	1,9 pF	$e_n$	0,85 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$g_{mM1}$	13 mS	ENC	355 $e^-$ rms
$IC$	0,69	Pente de bruit	$\sim 25$ $e^-/\text{pF}$
$GBW$	220 MHz		

Par ailleurs, pour mesurer expérimentalement les performances du préamplificateur, les modules de mise en forme disponibles au laboratoire sont des filtres de types CR-RC (ORTEC 579, ORTEC 673). De ce fait, les performances en bruit du préamplificateur précédemment

optimisé pour un semi-Gaussien d'ordre 3 sont simulés pour un filtre CR-RC, afin de pouvoir comparer avec la mesure. La Figure 4.5 présente la courbe de bruit ENC obtenue en fonction du temps de mise en forme, avec les contributions des bruits série, parallèle et fréquentiel. Ce sont les résultats extraits de cette courbe (Tableau 4.7) qui seront comparés avec les mesures expérimentales.

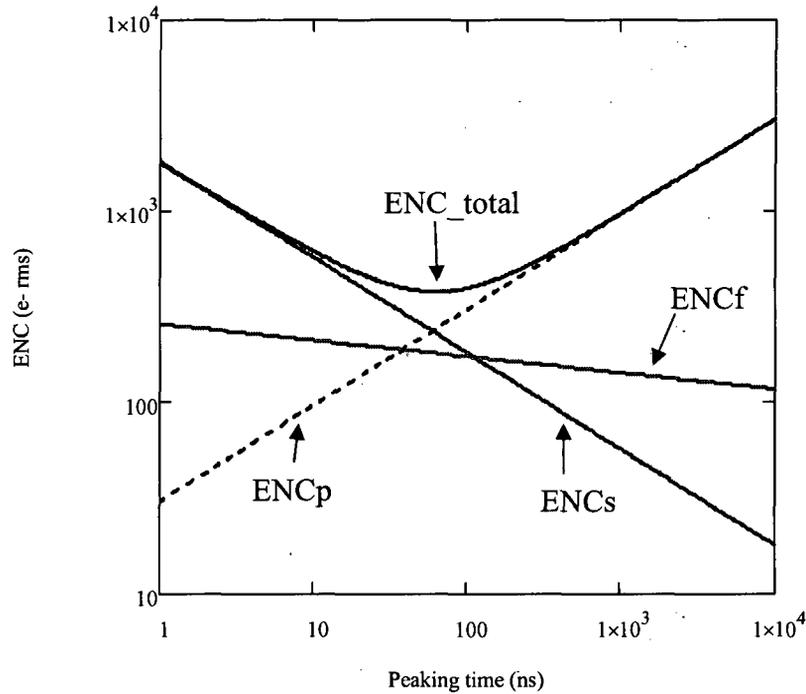


Figure 4.5 : Courbes de bruit ENC avec les contributions série, parallèle et fréquentielle, en fonction du temps de mise en forme pour un filtre CR-RC.

Tableau 4.7: Performances simulées du préamplificateur de charge avec les coefficients de bruit d'un filtre CR-RC.

<b>ENC optimal</b>	377 é-rms
<b><math>\tau_s</math> optimal</b>	62 ns
<b>ENC @ <math>\tau_s = 50</math> ns</b>	381 é-rms
<b>Pente de bruit</b>	28 é / pF

## 4.5 Minimisation de la contribution au bruit des autres transistors

### 4.5.1 Contribution au bruit de chaque transistor

La contribution au bruit des autres transistors doit être minimale afin que le bruit total en entrée reste assimilable à celui du transistor d'entrée seul. Une analyse de bruit menée sur le préamplificateur permet d'établir les équations évaluant la contribution de chaque composant à la charge de bruit rapportée en entrée. L'étude de bruit dans un circuit intégré, particulièrement un amplificateur, est largement décrite dans la littérature et ne sera pas détaillée ici [GREGORIAN, 1999] [ALLEN et HOLBERG, 2002] [SANSEN, 2006]. L'équation 4.10 présente le bruit total ramené en entrée en considérant tous les transistors de l'amplificateur cascode, hormis l'étage suiveur dont la contribution est négligeable.  $e_{nMx}^2$  est la densité spectrale de bruit à la grille du transistor  $Mx$ , incluant son bruit thermique et son bruit fréquentiel (Figure 4.6). Les autres équations explicitent les gains reliés à chaque composant (4.11) – (4.15), l'impédance équivalente à la source de  $M4$  vue du drain de  $M1$  (4.16) et l'impédance équivalente au drain de  $M4$  (4.17) [ROBERT, 2005].

$$e_{n\_entrée} = \sqrt{e_{nM1}^2 + e_{nM2}^2 \cdot \left(\frac{Av2}{Av1}\right)^2 + e_{nM3}^2 \cdot \left(\frac{Av3}{Av1 \cdot Av4_{CG}}\right)^2 + e_{nM4}^2 \cdot \left(\frac{Av4}{Av1 \cdot Av4_{CG}}\right)^2} \quad (4.10)$$

$$Av1 = \frac{-g_{m\_M1}}{g_{ds\_M1} + g_{ds\_M2} + 1/Z_{S4}} \quad (4.11)$$

$$Av2 = \frac{-g_{m\_M2}}{g_{ds\_M1} + g_{ds\_M2} + 1/Z_{S4}} \quad (4.12)$$

$$Av3 = -g_{m\_M3} \cdot Z_{D4} \quad (4.13)$$

$$Av4_{CG} = \frac{g_{m\_M4} + g_{mb\_M4} + g_{ds\_M4}}{g_{ds\_M4} + g_{ds\_M3}} \quad (4.14)$$

$$Av4 = Av4_{CG} \left( \frac{g_{m\_M4}}{g_{ds\_M1} + g_{ds\_M2} + 1/Z_{S4}} \right) - g_{m\_M4} \cdot Z_{D4} \quad (4.15)$$

$$Z_{S4} = \left( 1 + \frac{g_{ds\_M4}}{g_{ds\_M3}} \right) \cdot \frac{1}{(g_{m\_M4} + g_{ds\_M4} + g_{mb\_M4})} \quad (4.16)$$

$$Z_{D4} = \frac{1}{g_{ds\_M4}} \cdot \left[ 1 + \frac{g_{m\_M4} + g_{ds\_M4} + g_{mb\_M4}}{g_{ds\_M1} + g_{ds\_M2}} \right] // \frac{1}{g_{ds\_M3}} \quad (4.17)$$

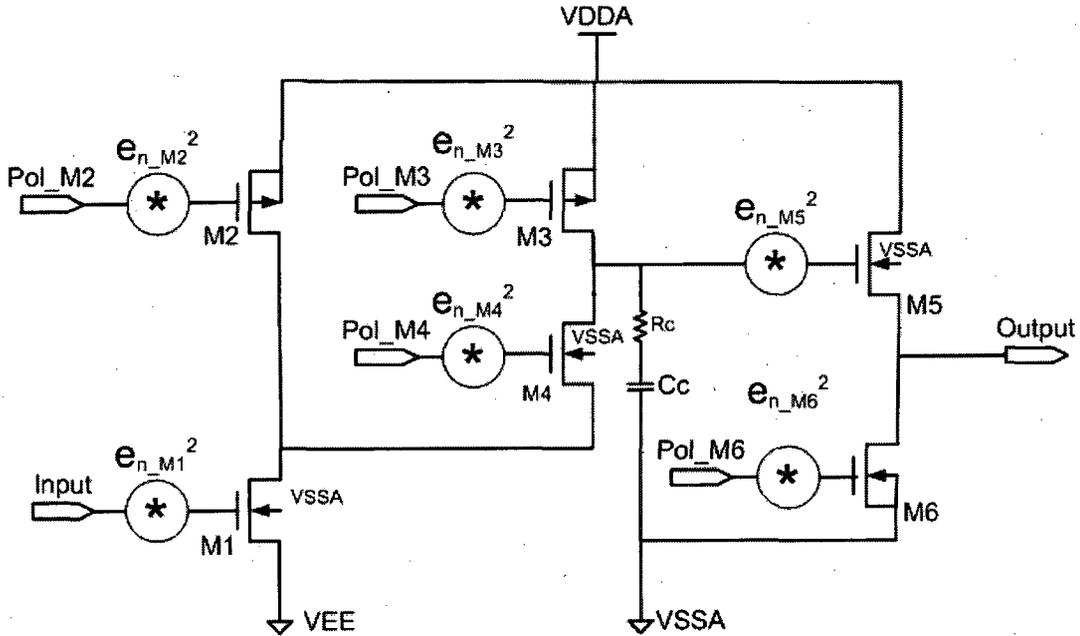


Figure 4.6 : Modélisation du bruit appliquée à l'amplificateur cascode.

#### 4.5.2 Optimisation du dimensionnement des transistors

Optimiser les dimensions des autres transistors du préamplificateur revient à minimiser autant que possible leur transconductance comme il se déduit des précédentes équations (4.10) – (4.17). Toutefois il faut d'abord déterminer, pour l'architecture choisie, le partage du courant le plus efficace dans les 2 branches (Branche  $M2$  et branche  $M3$ - $M4$ ) qui chargent le transistor d'entrée. En effet les performances de gain, de bande passante et de bruit varient selon les proportions de la distribution du courant (par exemple 50% / 50%, 75% / 25% ou 90% / 10%). Pour atteindre un grand gain et une large bande passante, l'amplificateur est implémenté avec 90% du courant dans la branche  $M2$  et 10% du courant au travers du transistor cascode  $M4$  [DE GERONIMO et al., 2008]. Les travaux sur le ASIC du précédent scanner confirme également l'efficacité du ratio 90% / 10% [ROBERT, 2005]. La source de courant  $M2$  fournira donc 540  $\mu\text{A}$  et la source de courant  $M3$  fournira 60  $\mu\text{A}$  pour avoir les 600  $\mu\text{A}$  imposé par le budget de puissance.

Chaque transistor est optimisé individuellement. Tout d'abord on fixe la longueur de grille à  $0,4 \mu\text{m}$  pour avoir le coefficient de bruit  $K_f$  minimal. Par la suite, une source de courant DC idéale impose le courant de drain adéquat, et enfin des simulations paramétriques sur la largeur de grille permettent d'obtenir la plus petite transconductance possible tout en respectant les niveaux DC imposés (Figures 4.7 et 4.8). Le Tableau 4.8 présente les largeurs de grille obtenues. Toutefois cette première étape optimise uniquement la contribution au bruit série. Pour minimiser la contribution au bruit  $1/f$ , l'aire de chaque transistor doit être augmentée en multipliant ses dimensions par un facteur commun pour ne pas modifier le point d'opération précédemment établi. La surface de chacun des transistors  $M2$ ,  $M3$  et  $M4$  doit néanmoins rester inférieure à celle de  $M1$  afin de ne pas introduire des capacités parasites importantes qui engendreraient des pôles indésirables dans le préamplificateur [ROBERT, 2005]. Les paramètres  $\beta_{max}$  sont les coefficients de multiplication maximum applicables sur les dimensions des transistors pour avoir une aire demeurant inférieure à celle de  $M1$ .

Le Tableau 4.9 résume les dimensions finalement retenues pour les transistors ainsi que leurs paramètres petits signaux, leur tension de polarisation respective et leur contribution au bruit série et  $1/f$ . L'amplitude du bruit série total des transistors  $M2$ ,  $M3$  et  $M4$  s'élève à 38,4 % du bruit série du transistor d'entrée et leur bruit fréquentiel total s'élève à 15,2 % du bruit  $1/f$  total du transistor d'entrée. Ces contributions quadratiques au bruit série au au bruit  $1/f$  font donc passer le bruit ENC total calculé de 355 é-rms à 370 é-rms.

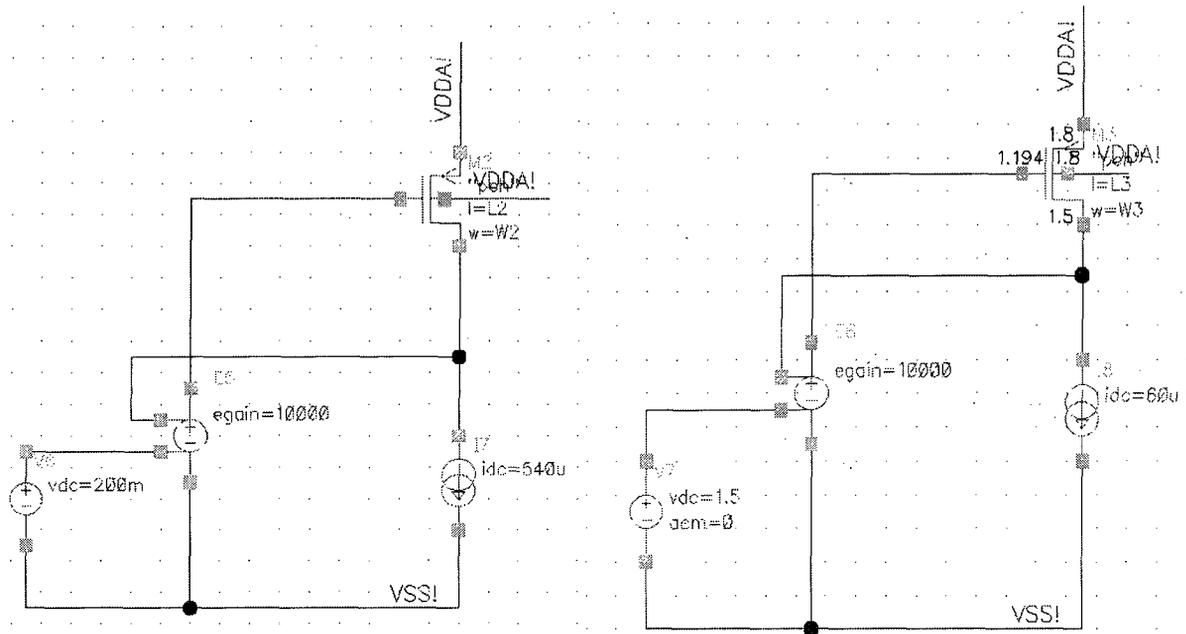


Figure 4.7 : Schéma de simulation pour dimensionner les transistors  $M2$  et  $M3$ .

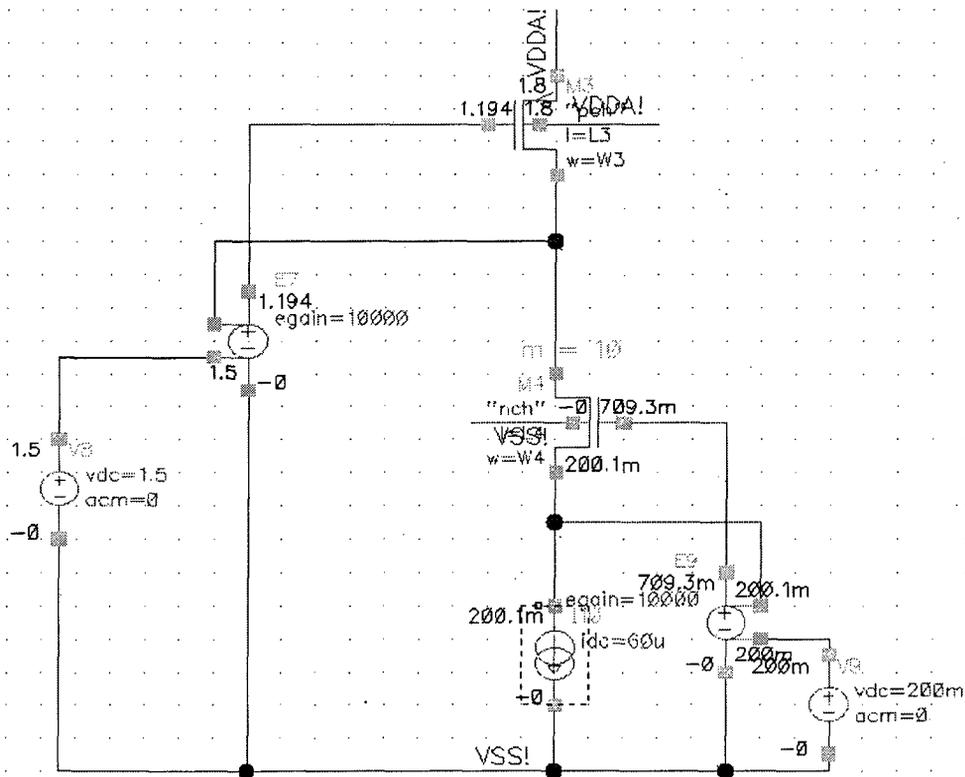


Figure 4.8 : Schéma de simulation pour dimensionner le transistor cascode  $M4$ .

Tableau 4.8 : Résultats de simulations de  $M2$ ,  $M3$  et  $M4$  pour l'optimisation du bruit série et facteur de multiplication maximal pour l'optimisation du bruit  $1/f$ .

	$M2$	$M3$	$M4$
$W$ ( $\mu\text{m}$ )	7,5	28	50
$L$ ( $\mu\text{m}$ )	0,4	0,4	0,4
$\beta_{max}$	9,1	4,7	3,5

Tableau 4.9 : Dimensions finales et caractéristiques de conception des transistors  $M1$ ,  $M2$   $M3$  et  $M4$ .

	$M1$	$M2$	$M3$	$M4$
$M$	40	10	10	10
$W$ ( $\mu\text{m}$ )	15,5	6,75	5,6	15
$L$ ( $\mu\text{m}$ )	0,4	3,6	0,8	1,2
Aire normalisée par rapport à la surface de $M1$	1	0,98	0,18	0,73
Contribution au bruit série (%)	92,3	26,8	27,1	4,8
Contribution au bruit $1/f$ (%)	98,8	6,4	13,6	1,9
$g_m$ (mS)	12,35	0,83	0,64	1,19
$g_{ds}$ ( $\mu\text{S}$ )	237	3,4	8,8	3,7
Polarisation $Pol\_Mx$ (mV)	-	244	1190	718
$V_{Dsat}$ (mV)	65,3	-895	-160	77,5

## 4.6 Étage de sortie M5 - M6

L'étage suiveur (drain commun) fait partie des 3 structures de base en circuit intégré CMOS, à savoir le montage drain commun, le montage source commune et le montage grille commune. Sa conception est largement décrite dans la littérature [SEDRA et SMITH, 2003] [RAZAVI, 2001] [SANSEN, 2006] et ne sera donc pas détaillée. L'étage de sortie est conçu de sorte à pouvoir charger les capacités du pôle-zéro et à avoir un gain  $A_v$  le plus proche possible de 1. Aussi s'assure-t-on d'avoir de faibles tensions de saturation pour préserver la plage dynamique. Le Tableau 4.10 présente les dimensions et caractéristiques des composants de l'étage suiveur et le gain de ce dernier.

$$A_v = \frac{g_{m_{M5}}}{g_{m_{M5}} + g_{mb_{M5}} + g_{ds_{M5}} + g_{ds_{M6}}} \quad (4.18)$$

Tableau 4.10 : Dimension et caractéristiques des transistors de l'étage de sortie.

	M5	M6
$M$	15	15
$W$ ( $\mu\text{m}$ )	10	18
$L$ ( $\mu\text{m}$ )	0,4	1
$g_m$ (mS)	15,2	13,6
$g_{ds}$ (mS)	0,13	0,052
$g_{mb}$ (mS)	0,21	0,26
$Pol_{Mx}$ (mV)	-	600
$V_{DSAT}$ (mV)	100	138
Gain de l'étage suiveur	0,82	

## 4.7 Valeur minimale et maximale du paramètre $N$ du pôle-zéro

Comme mentionné dans la Section 3.6, l'étage de compensation pôle-zéro a un paramètre  $N$  qui définit le nombre de paires  $M_f-C_f$  mises en parallèle. La valeur minimale de  $N$  est fixée de sorte que le bruit parallèle du filtre ramené en entrée du préamplificateur ait une contribution négligeable (eq. 4.19). Le bruit de l'étage de mise en forme est dominé par le bruit du premier

pôle (Figure 4.9). Par conséquent, pour déterminer  $N_{min}$  il faudrait avoir une idée de ce que serait l'étage de premier pôle du filtre, même si ce dernier ne rentre pas dans le cadre de ce mémoire. Cet étage est un intégrateur similaire au préamplificateur dont la résistance et la capacité de contre-réaction  $R_s$  et  $C_s$  établissent la valeur du premier pôle du filtre. Le bruit du filtre ramené en entrée est donc donné par (4.20).

$$i_{n\_filtre} < \varepsilon \cdot \sqrt{i_{nPDA}^2 + 4kT \cdot nn \cdot \gamma_{nMf} \cdot g_{mMf}} \quad (4.19)$$

$\varepsilon$  est un coefficient entre 0 et 1 pour fixer la contribution maximale au bruit autorisée pour le filtre, en terme de pourcentage du bruit parallèle initialement en entrée.

$$i_{n\_filtre} = \sqrt{\frac{4kT}{R_s} \cdot \frac{1}{N^2}} \quad (4.20)$$

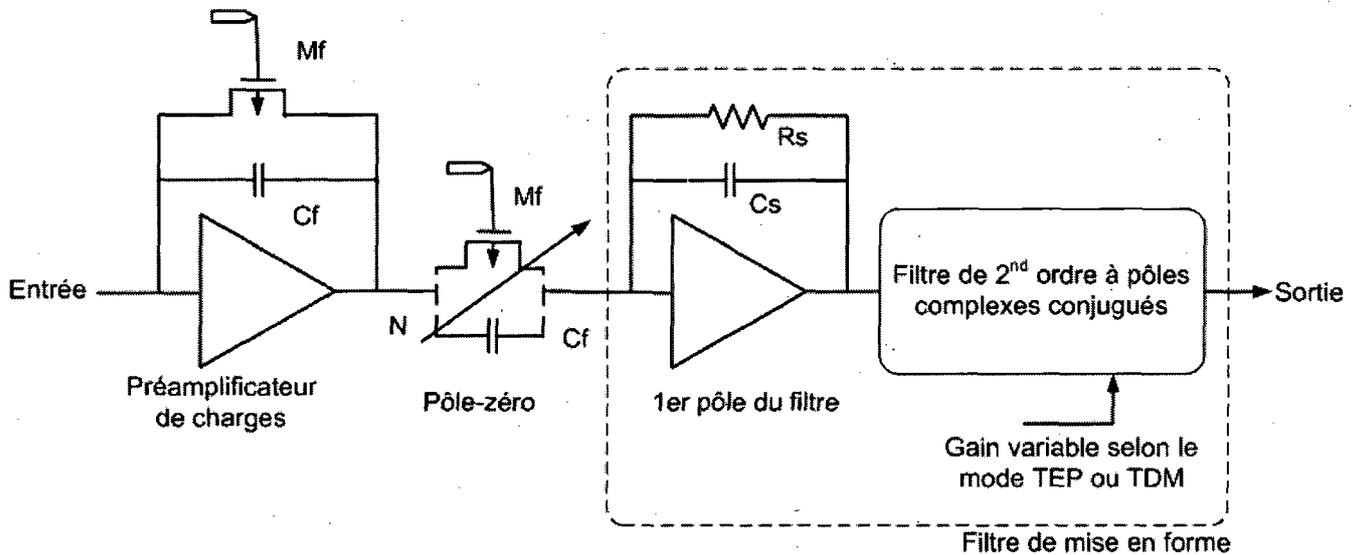


Figure 4.9 : Schéma de la chaîne analogique frontale.

En combinant les 2 équations 4.19 et 4.20, il se déduit l'inégalité suivante :

$$N > \sqrt{\frac{4kT}{R_s} \cdot \frac{1}{\varepsilon^2 (i_{nPDA}^2 + 4kT \cdot nn \cdot \gamma_{nMf} \cdot g_{mMf})}} \quad (4.21)$$

$R_s$  et  $C_s$  sont fixés respectivement à 50 kΩ et à 8,6 pF, d'après la méthode de synthèse directe de filtre Gaussien donnée par Okhawa [OHKAWA et al., 1976]. Le Tableau 4.11 résume les paramètres de calcul utilisés ainsi que les résultats obtenus.

La valeur maximum fixée pour  $N$  est 40 afin de pouvoir, par un pas d'incrémentation fin, compenser les variations de gain inter-pixel au niveau du module de détection LabPET™ II. Cette valeur maximum n'est pas prise plus grande afin de limiter la charge capacitive du préamplificateur de charge à  $\sim 21,5$  pF et ainsi minimiser la puissance dissipée dans l'étage de sortie.

Tableau 4.11 : Résultats obtenus pour la contribution du filtre au bruit parallèle.

$R_s$	50 k $\Omega$
$I_{PDA}$	20 nA
$\varepsilon$	0,35
$N_{min}$	10
<b>Pourcentage de bruit rajouté au bruit parallèle initialement en entrée</b>	<b>5,3 %</b>
$N_{max}$	40

## 4.8 Simulation des caractéristiques du préamplificateur

Le dessin de masque du préamplificateur de charge est réalisé avec l'outil de dessin physique *Virtuoso Layout de cadence*. Il est ensuite extrait en tenant compte des capacités et des résistances parasites. Ainsi on obtient une vue extraite (*extracted*) dont la liste des interconnexions (*netlist*) sert à effectuer les simulations post-dessin physique des masques (*post-layout*) de la réponse impulsionnelle, du gain, du temps de montée, de la plage dynamique ainsi que de la stabilité du préamplificateur avec l'outil *Analog Device Environment de Cadence*.

### 4.8.1 Configurations de simulation

La Figure 4.10 présente le circuit de simulation utilisé pour caractériser le préamplificateur de charge. Le transistor rajouté en entrée de l'amplificateur cascode, commandé par la tension  $V_{fuite}$ , constitue une source de courant qui modélise le courant de fuite au travers de la contre-réaction. La capacité  $C_{inj}$  de 1pF sert à injecter une charge ( $Q(t)$ ) à l'entrée du préamplificateur à partir du signal carré  $V_{pulse}(t)$ .

$$Q(t) = C_{inj} \cdot \frac{d}{dt} V_{pulse}(t) \quad (4.22)$$

C'est cette configuration qui est utilisée pour simuler le gain, le temps de montée et la plage dynamique. La simulation de la stabilité quant à elle s'appuie sur la configuration de la Figure 4.11 à partir de laquelle on trace le diagramme de Bode du gain de boucle dont on extrait la marge de phase du circuit.

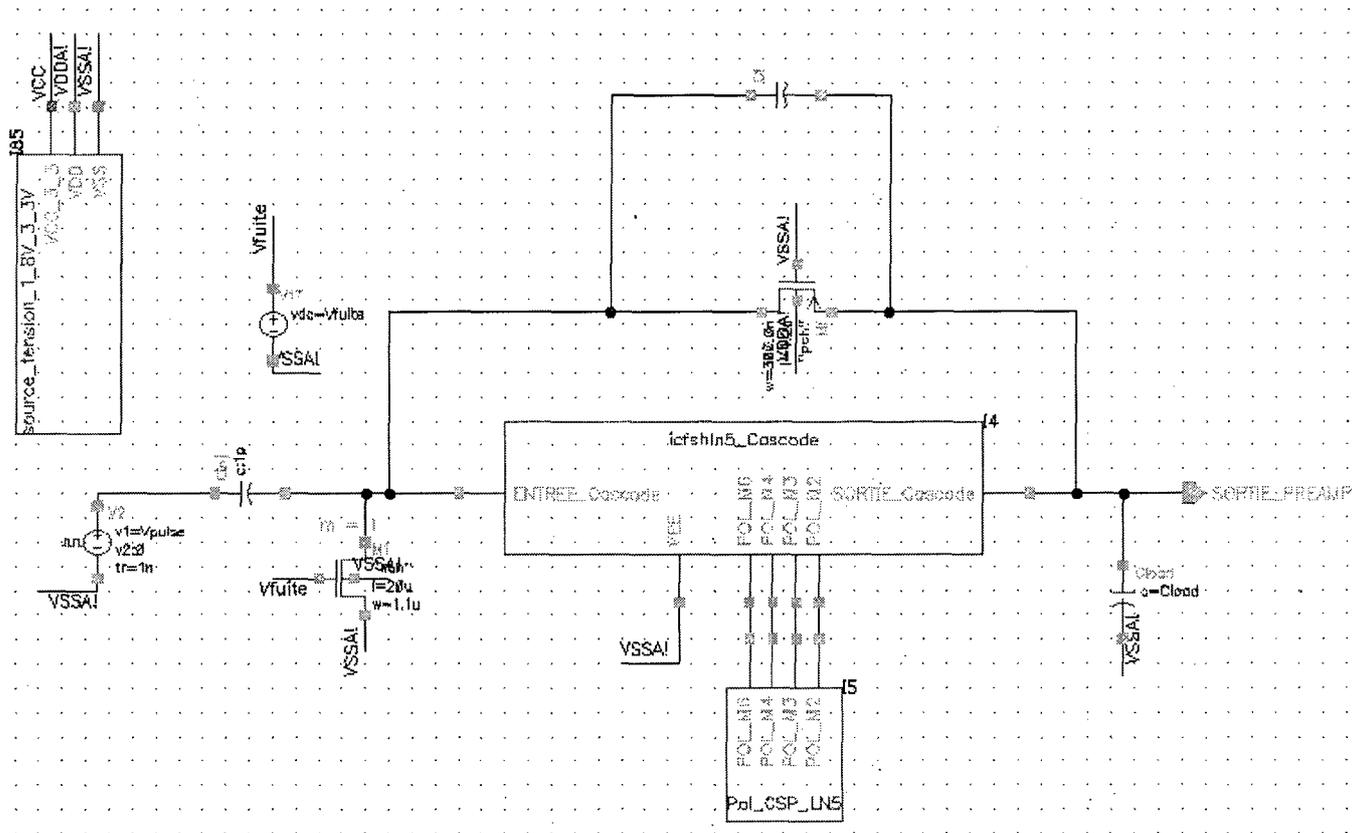


Figure 4.10 : Circuit de simulation de la réponse impulsionnelle du préamplificateur.

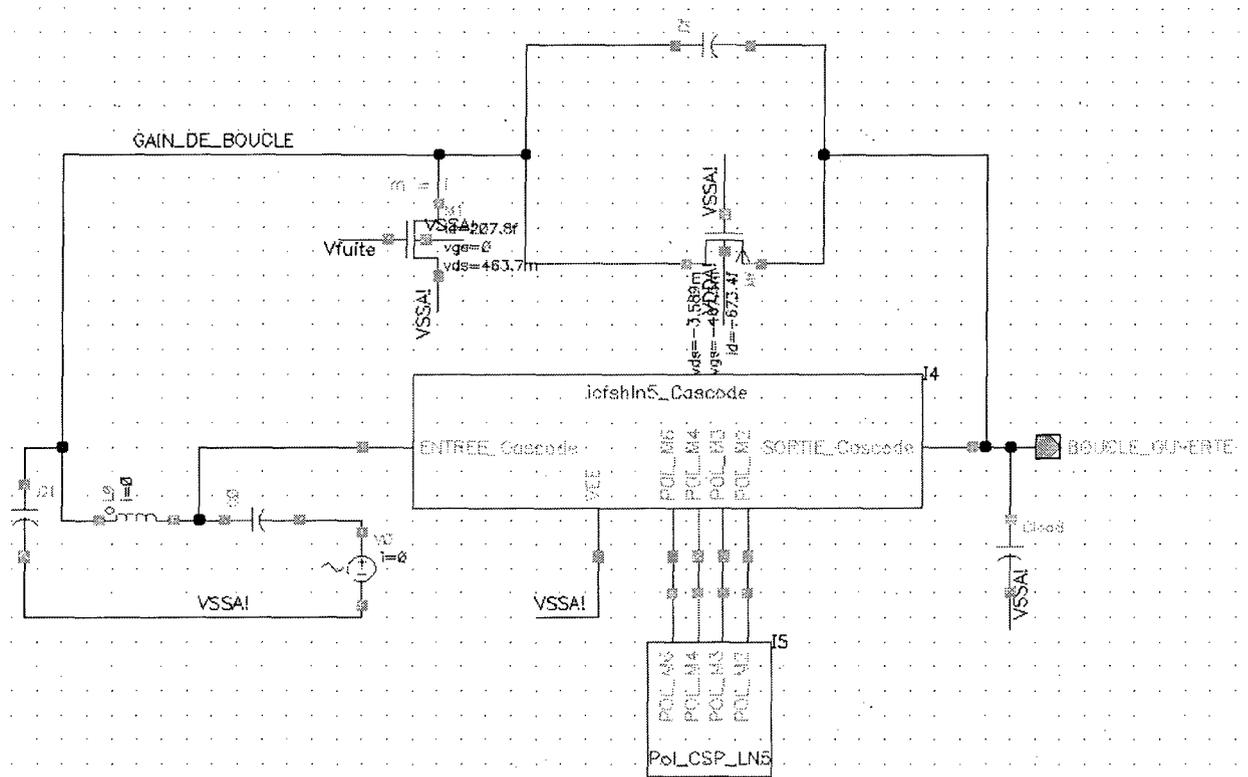


Figure 4.11 : Circuit de simulation de la stabilité.

## 4.8.2 Stabilité

La marge de phase d'un circuit est gage de sa stabilité. Elle doit être supérieure à  $45^\circ$  pour que la stabilité soit assurée, quoique dans certaines applications, il est préférable de la fixer au delà de  $60^\circ$  pour garantir la robustesse du système [ALLEN et HOLBERG, 2002].

Les amplificateurs ayant plusieurs pôles (2 ou plus) doivent généralement être *compensés*, c'est-à-dire avoir un gain de boucle adéquat afin que le circuit en boucle fermée soit stable [RAZAVI, 2001]. Il existe plusieurs techniques de compensation dans la littérature [INTERSIL, 1996] [RAZAVI, 2001] [SANSEN, 2006], mais celle utilisée dans le cadre du préamplificateur est la méthode de *lead compensation* qui consiste à rajouter un zéro à la fonction de transfert afin de compenser l'un des pôles secondaires et créer une avance de phase, éloignant ainsi le système de son point d'instabilité. Elle est réalisée avec la résistance  $R_c$  et la capacité  $C_c$  en série à la grille du transistor M5 de l'étage de sortie du préamplificateur (Figure 3.7).

Le préamplificateur de charge est simulé avec différentes configurations de capacité d'entrée et de capacité de charge afin de modéliser les différents cas. La Figure 4.12 montre le diagramme de Bode obtenu sans la capacité du détecteur à l'entrée et avec  $N = 20$ . Il se déduit une marge de phase de  $57,5^\circ$ . En outre, plus la capacité de charge augmente, plus la marge de phase diminue (Figure 4.13). En effet, la capacité de charge joue sur le pôle non-dominant qui est alors décalé vers les basses fréquences comme on peut le voir sur le diagramme de Bode du *gain de boucle* (Figure 4.14). Par ailleurs, inversement, plus la capacité d'entrée est élevée, plus le système est stable (Figure 4.15). En effet, la capacité d'entrée joue sur le pôle dominant qui est alors décalé vers les basses fréquences (Figure 4.16).

La marge de phase reste supérieure à  $45^\circ$  quelles que soient les configurations simulées ci-dessus. Le circuit reste donc stable quelque soit le gain de l'étage de pôle-zéro.

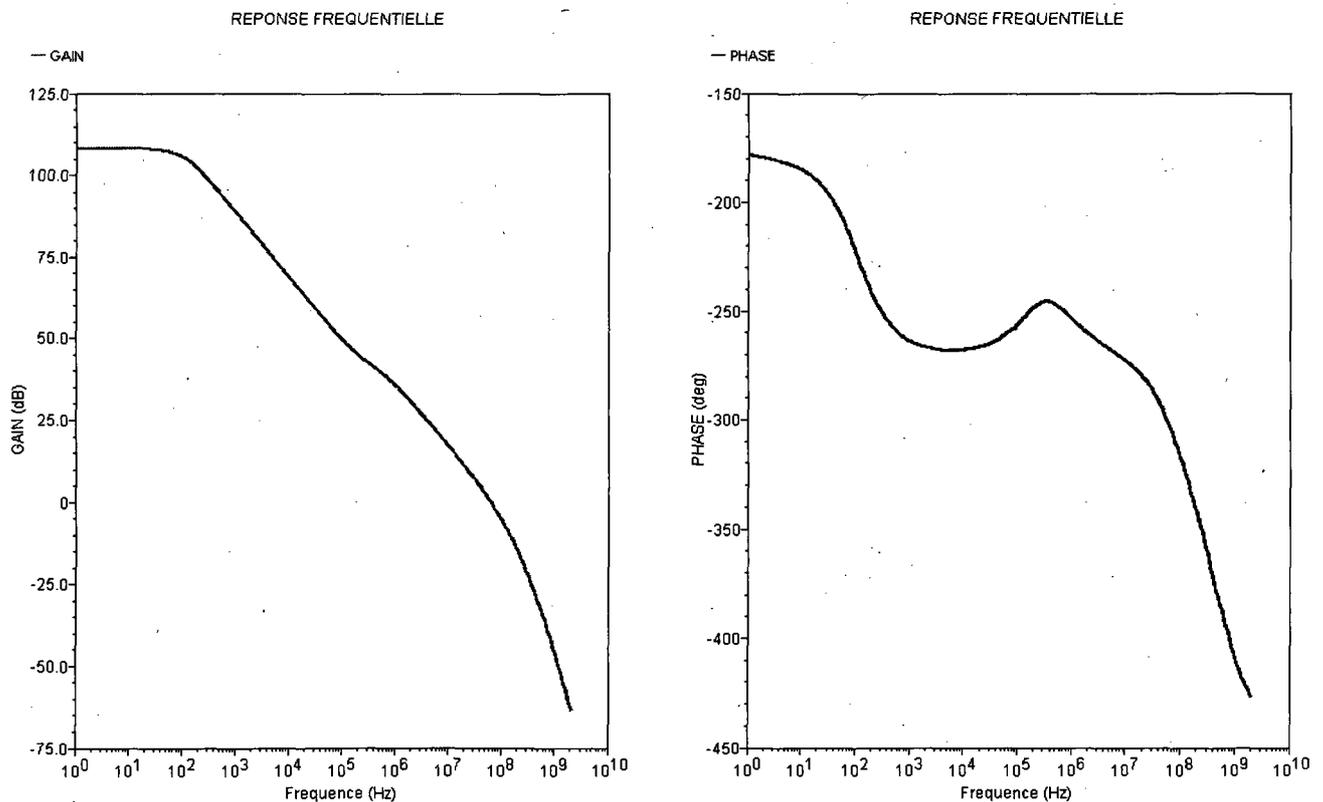


Figure 4.12 : Gain et phase du gain de boucle du préamplificateur seul avec  $N=20$ .

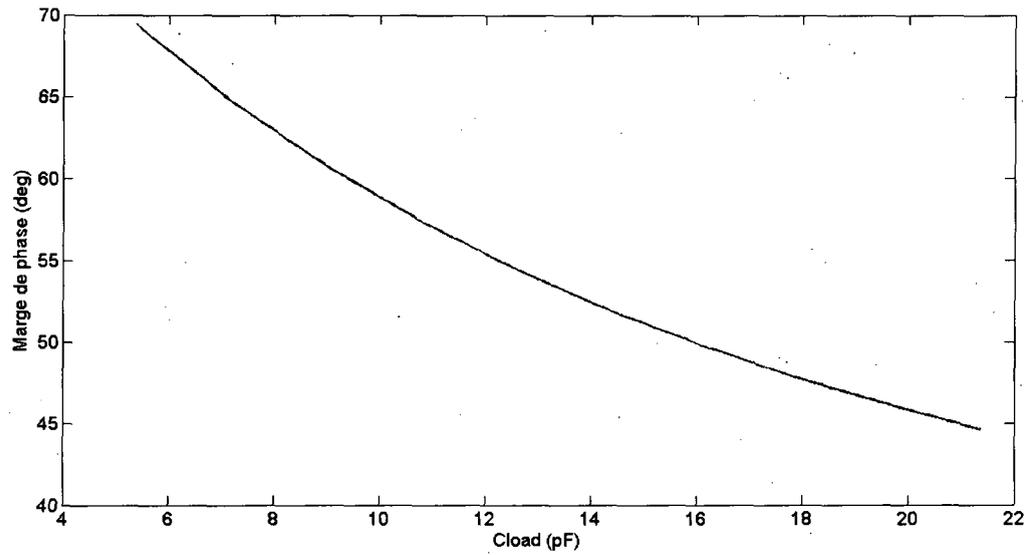


Figure 4.13 : Variation de la marge de phase en fonction de la charge capacitive.

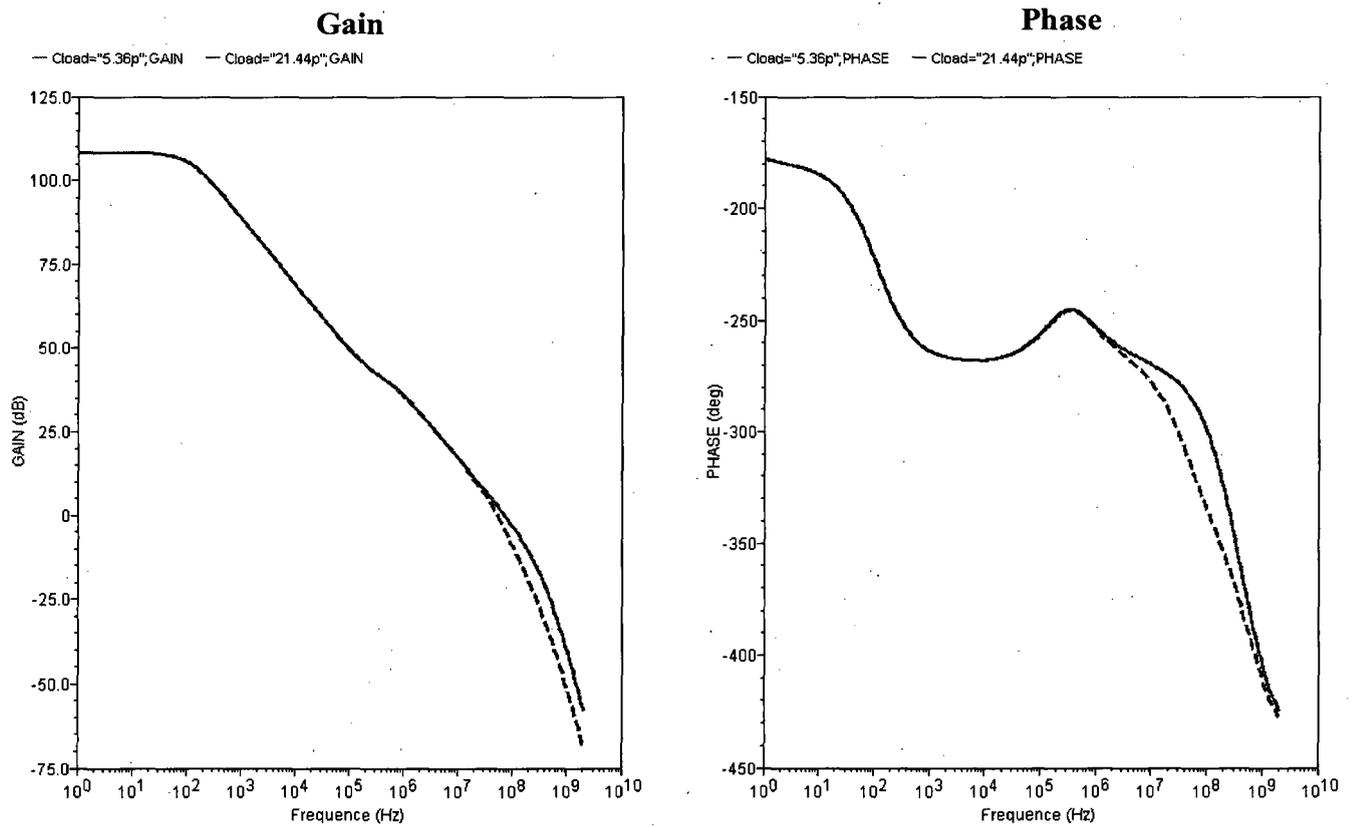


Figure 4.14 : Effet de la capacité de charge sur le gain de boucle.

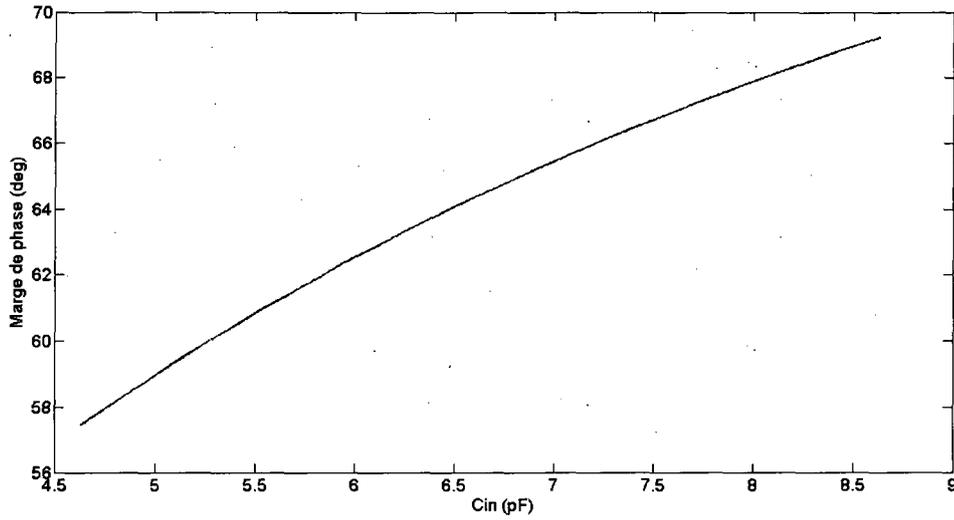


Figure 4.15 : Variation de la marge de phase en fonction de la capacité en entrée du préamplificateur.

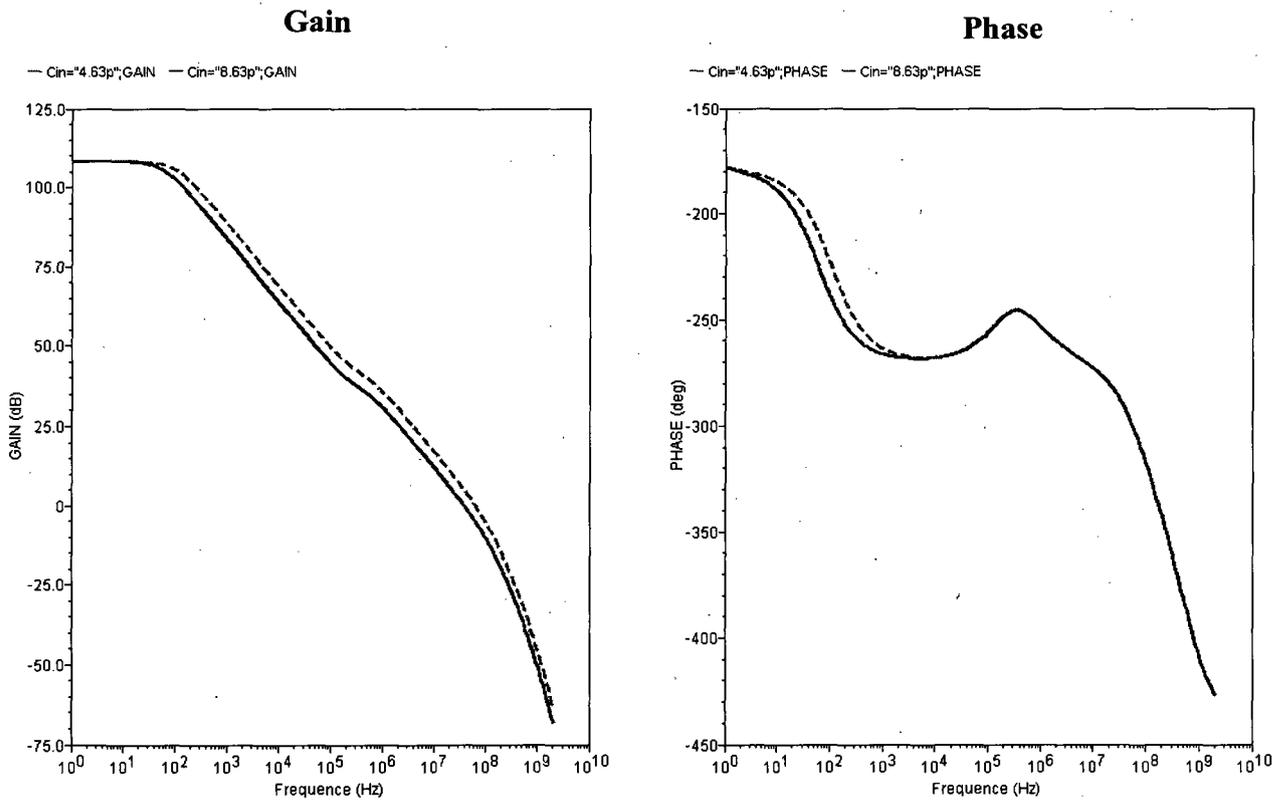


Figure 4.16 : Effet de la capacité en entrée sur le gain de boucle.

### 4.8.3 Gain et plage dynamique du préamplificateur

Le gain et la plage dynamique du préamplificateur sont simulés en tenant compte du courant de fuite et de la capacité équivalente des photodiodes LabPET™ II. Ils s'évaluent en injectant différentes quantités de charge allant de 2,5 fC à 140 fC. L'amplitude correspondante est ensuite mesurée pour donner les résultats de la Figure 4.17. Il se déduit un gain de 1,73 mV/fC qui diminue à mesure que la charge en entrée augmente. En effet, plus l'amplitude du signal de sortie est élevée, plus certains transistors s'éloignent de leur zone de saturation. Le fonctionnement de l'amplificateur cascode s'en voit donc altéré et son gain atténué.

Le gain obtenu est inférieur au 1,86 mV/fC escompté avec la capacité  $C_f$  de 536 fC. Cette différence s'explique par la décharge relativement rapide de la capacité  $C_f$ . En effet, avec le courant de fuite élevé de la photodiode, la résistance active dans la contre-réaction du préamplificateur est plus faible et décharge la capacité avant que l'amplitude maximale ne soit atteinte.

Les écarts de linéarité peuvent être acceptés jusqu'à  $\pm 8 \%$  car dans le cadre des applications TEP et TDM, la résolution en énergie des détecteurs utilisés est comprise entre 10 et 20 % [ROBERT, 2005]. Plus particulièrement les modules de détections LabPET™ II peuvent avoir une résolution en énergie optimale d'environ 17 % [PEPIN et al., 2007b]. Ainsi une plage dynamique d'environ 180 mV est obtenue, permettant de détecter des charges allant jusqu'à 115 fC.

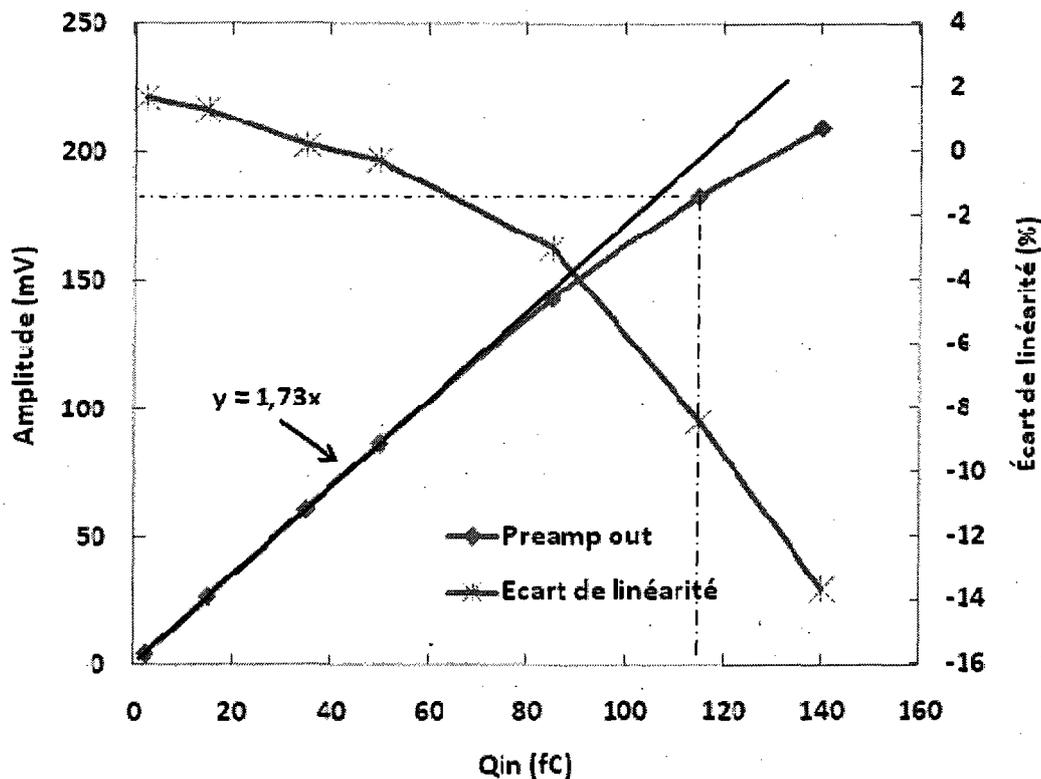


Figure 4.17 : Gain, linéarité et plage dynamique simulés.

#### 4.8.4 Temps de montée

Le temps de montée est simulé avec une charge de 50 fC en entrée du préamplificateur. La mesure est faite avec et sans la capacité équivalente de la PDA (4 pF) en entrée. Toutefois, dans les deux cas, les capacités parasites sont prises en considération. Les temps de montée avec et sans la PDA sont respectivement (Figure 4.18) 10,4 ns et 6,5 ns. Ces valeurs excèdent celles préalablement calculées dans la Section 4.4 en supposant une croissance exponentielle idéale, à savoir 8,9 ns et 5,1 ns.

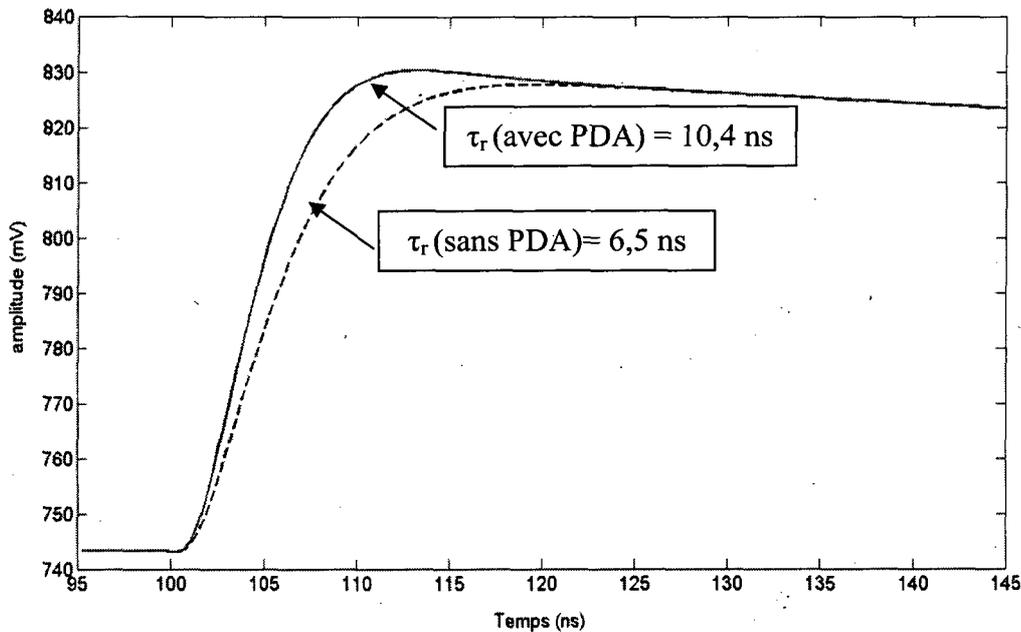


Figure 4.18 : Signal en sortie du préamplificateur lorsque stimulé par un échelon à l'entrée. Le Temps de montée 10%-90% est simulé avec la PDA ( $C_{in} = 7.5 \text{ pF}$ ) et sans la PDA en entrée ( $C_{in} = 3,5 \text{ pF}$ ), considérant les capacités parasites.

## 4.9 Conclusion

Ce chapitre a présenté pas à pas les différentes étapes de conception du préamplificateur de charge dédié au nouveau module de détection LabPET™ II. Le Tableau 4.12 résume le dimensionnement et les paramètres de conception obtenus pour tous les transistors de l'étage. Le transistor d'entrée a été optimisé pour un filtre semi-Gaussien d'ordre 3, grâce aux équations de bruit ENC et au modèle EKV de transistor MOS, pour donner un bruit de 355 é-rms qui passe à 370 é-rms avec la contribution quadratique des autres transistors (38,4 % au bruit série et 15,2 % au bruit  $1/f$ ). Un gain de 1,73 mV/fC est simulé avec un écart de linéarité allant jusqu'à  $\pm 8 \%$  sur une plage dynamique en entrée d'environ 115 fC. Par ailleurs, le temps de montée intrinsèque du préamplificateur est attendu autour de 6,5 ns.

Le chapitre suivant présente les résultats mesurés qui seront confrontés aux simulations ci-dessus dans le chapitre de discussion.

Tableau 4.12 : Tableau récapitulatif des dimensions et caractéristiques des transistors du préamplificateur.

	<i>M1</i>	<i>M2</i>	<i>M3</i>	<i>M4</i>	<i>M5</i>	<i>M6</i>	<i>M7</i>
<i>M</i>	40	10	10	10	15	15	1
<i>W</i>	15,5	6,75	5,6	15	10	18	0,3 $\mu\text{m}$
<i>L</i>	0,4	3,6	0,8	1,2	0,4	1	1,2 $\mu\text{m}$
<i>g<sub>m</sub></i> (mS)	12,35	0,83	0,64	1,19	15,2	13,6	0,6 $\mu\text{S}$
<i>g<sub>ds</sub></i> (mS)	237	3,4	8,8	3,7	0,13	0,052	2,94 nS
<i>Pol<sub>Mx</sub></i> (mV)	-	244	1190	718	-	600	0
<i>V<sub>DSAT</sub></i> (mV)	65,3	-895	-160	77,5	100	138	-92

# CHAPITRE 5 : RÉSULTATS

## 5.1 PCB de tests

Le préamplificateur conçu a été fabriqué par la TSMC, via la Société Canadienne de Microélectronique (CMC), sur la puce ICFSHPI1. Cette dernière contient 3 autres circuits devant être testés par le GRAMS, un générateur d'impulsions avec 40 ns de temps de décroissance, un pilote LVDS (*Low Voltage Differential Signaling*) et un circuit de contrôle proportionnel-intégral (Figure 5.1). Dans le ASIC final de 64 canaux, le proportionnel-intégral permettra de réguler la tension de polarisation des PDAs, le pilote LVDS permettra de sortir les bits de donnée vers le FPGA de manière différentielle pour une meilleure immunité au bruit et le générateur d'impulsions servira à tester le préamplificateur en injectant des charges en entrée. La puce ICFSHPI1 est montée en puce retournée (*flip-chip*) sur le PCB de test, plutôt que par microcâblage (*wirebonding*) pour minimiser les inductances et les capacités parasites d'interconnexions (Tableau 5.1). Aussi la matrice de PDAs LabPET™ II est directement montée sur le PCB, proche du préamplificateur, afin de minimiser les capacités parasites.

Tableau 5.1 : Comparaison parasitique des interconnexions par microcâblage et par puce retournée [CMC, 2008].

	Wirebond PGA	Flip-chip BGA
Inductance	5,6 nH – 19,6 nH	0,3 nH -7,9 nH
Capacitance	9.1 pF – 15,9 pF	2,5 pF – 6,2 pF

La Figure 5.2 présente le PCB de test utilisé pour effectuer les mesures. Il est constitué de :

- Un module de détection LabPET™ II comportant 2 matrices 8 x 4 de PDAs. Seulement une des PDAs est couplée au préamplificateur de charge.
- Le préamplificateur de charge sur la puce ICFSHPI1.
- Un amplificateur opérationnel large bande et faible bruit (AD8045), configuré en étage-tampon qui sert à l'adaptation d'impédance avec les modules de mise en forme ou les instruments de mesures.

- Une capacité  $C_{inj}$  de 1 pF, servant à injecter les charges à l'entrée du préamplificateur, à partir d'une onde carrée amenée au PCB via un connecteur BNC terminé avec une résistance  $50 \Omega$ . Cette capacité est préalablement caractérisée avec un appareil de mesure *RCL* pour connaître précisément la quantité de charge injectée dans le préamplificateur. Aussi, une capacité de test entre l'entrée du préamplificateur et la masse permet de faire des mesures pour différentes valeurs de capacités d'entrée.
- Des régulateurs de tension à faible bruit pour générer les tensions 1,8 V, +5 V et -5 V servant respectivement aux alimentations du circuit intégré et du l'étage-tampon et un bloc de filtrage des alimentations.

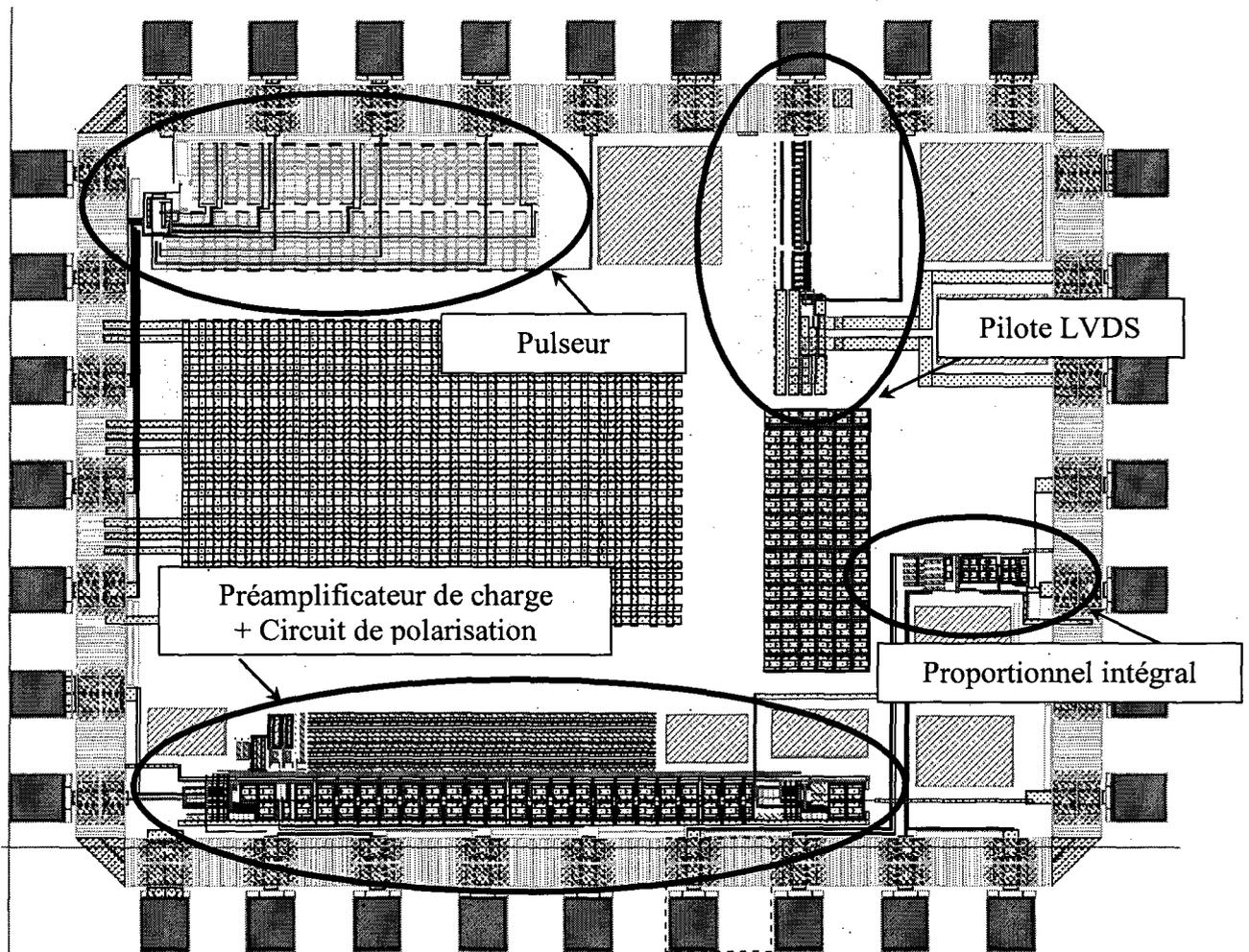


Figure 5.1 : Dessin des masques de la puce ICFSHPI1.

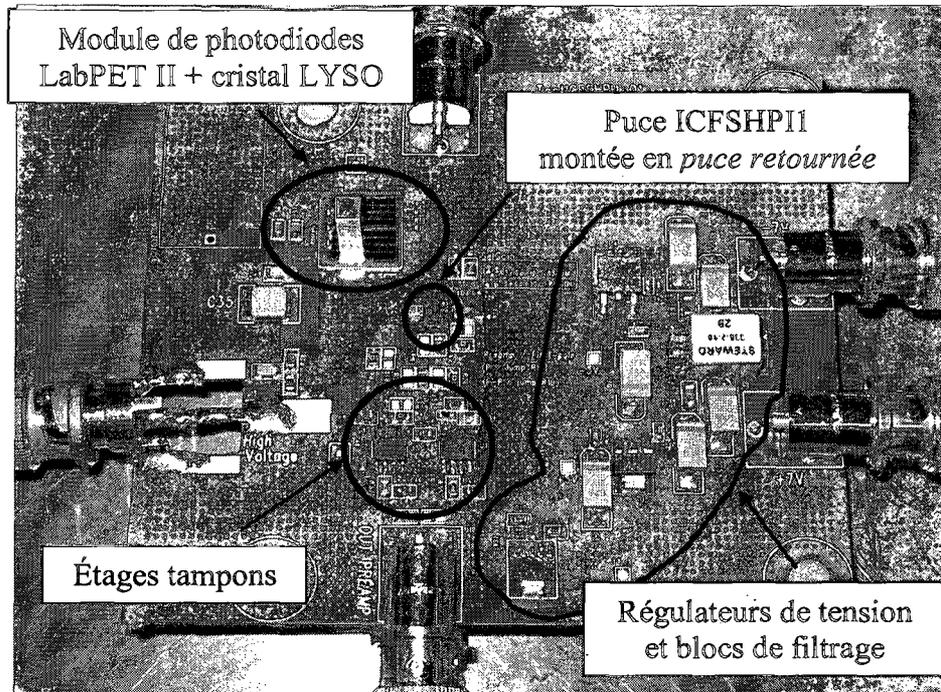


Figure 5.2: Deuxième version du PCB de tests.

## 5.2 Mesure du gain, de la plage dynamique et du temps de montée

### 5.2.1 Configuration du banc de test

La première étape de caractérisation du préamplificateur consiste à mesurer ses caractéristiques électroniques, à savoir le gain, la plage dynamique et le temps de montée. Pour cela la configuration de test présentée sur la Figure 5.3 est utilisée.

Le générateur d'ondes carrées *Stanford Research System (SRS) DG535* (temps de montée  $< 2$  ns) et la capacité d'injection sont utilisés pour injecter les charges servant à mesurer la réponse impulsionnelle du préamplificateur. Un front montant rapide est nécessaire pour avoir une réponse impulsionnelle proche du cas idéal et par la même occasion s'assurer que le temps de montée du générateur ne biaise pas la lecture du temps de montée du préamplificateur.

Des mesures sont également faites avec le module de détection LabPET™ II connecté à l'entrée du préamplificateur pour tenir compte des conditions réelles de fonctionnement dans le prochain scanner et éviter de ne faire que des mesures idéales qui s'éloigneraient du

fonctionnement réel. Ainsi les résultats mesurés tiennent compte des caractéristiques de la PDA utilisée.

Pour réaliser les mesures, le générateur injecte une charge au préamplificateur via la capacité de 1 pF. La réponse du préamplificateur est ensuite passée par l'étage-tampon pour être lu sur un oscilloscope numérique.

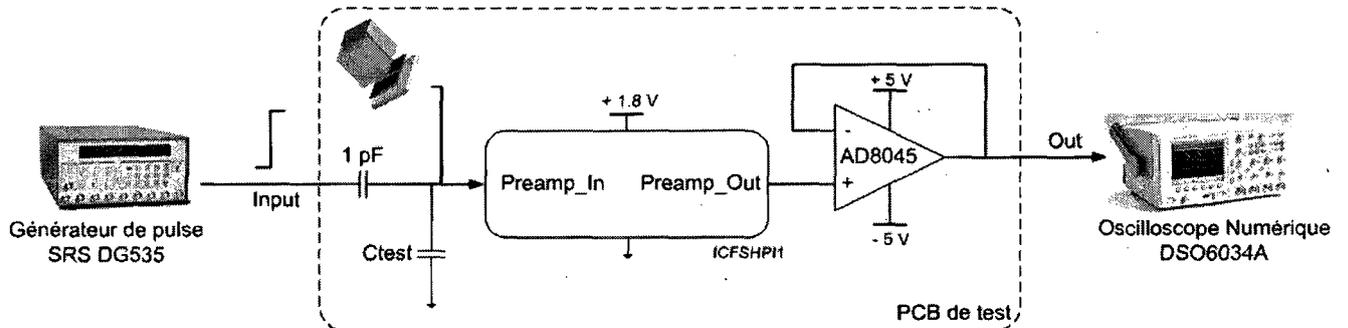


Figure 5.3 : Montage de test pour la mesure du gain, de la plage dynamique et du temps de montée du préamplificateur.

### 5.2.2 Mesure du gain et de la plage dynamique

Le gain et la plage dynamique sont mesurés sans capacité de test. Ces deux caractéristiques sont évaluées en injectant différentes quantités de charge en entrée du préamplificateur et en relevant l'amplitude correspondante du signal en sortie. Ainsi, la courbe des amplitudes qui en est déduite (Figure 5.4) permet d'extraire les paramètres recherchés. Le gain obtenu est de 1,76 mV/fC avec un écart de linéarité de -5 % à +1,5 %, sur une plage dynamique allant jusqu'à 125 fC.

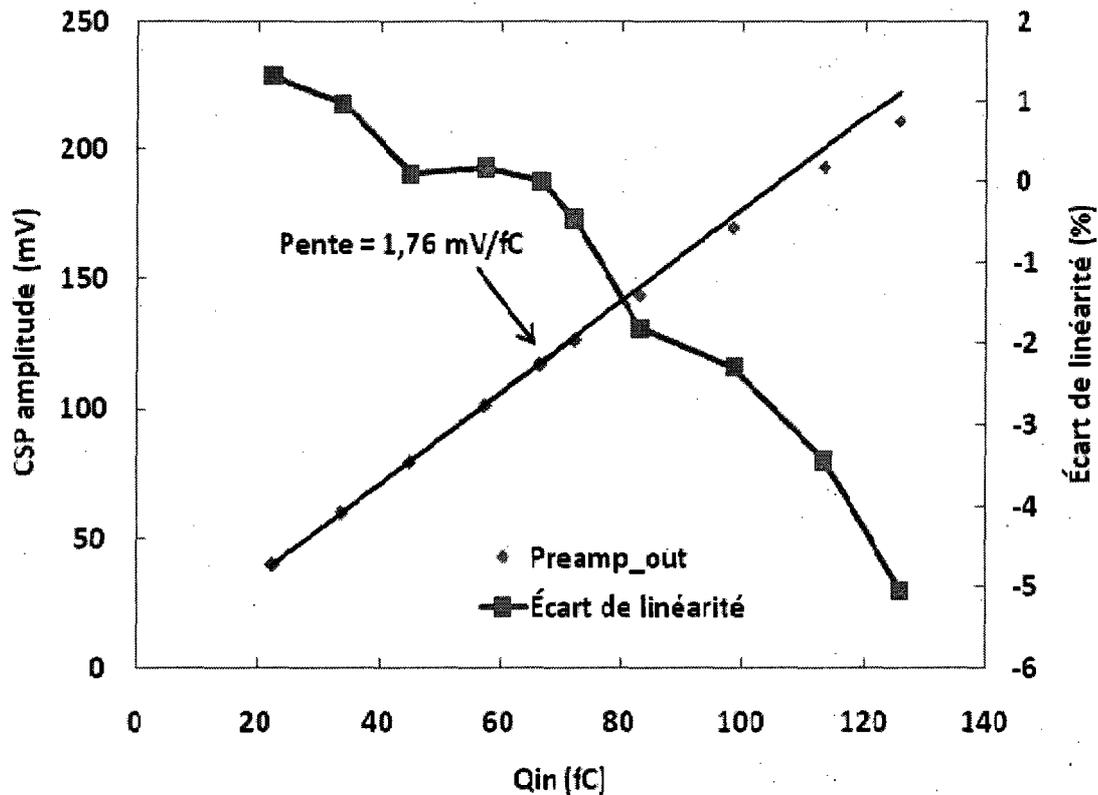


Figure 5.4 : Gain et écart de linéarité mesurés pour le préamplificateur.

### 5.2.3 Mesure du temps de montée

Le temps de montée de 10 à 90 % est évalué pour différentes valeurs de capacité à l'entrée du préamplificateur. De ce fait, dans un premier temps, le module de détection est déconnecté pour cette mesure, et différentes capacités de test  $C_{test}$ , préalablement caractérisées par un appareil de mesure *RLC*, sont connectées en entrée du préamplificateur. On mesure ensuite le temps de montée avec le détecteur polarisé et couplé au préamplificateur, afin de noter le résultat obtenu dans les conditions réelles et de vérifier que cela concorde avec la capacité équivalente escomptée pour les nouvelles matrices de PDAs. La Figure 5.6 montre les résultats obtenus pour  $C_{test}$  égal à 0 pF, 11,82 pF, 30,82 pF et avec la PDA LabPET™ II. Le temps de montée intrinsèque du préamplificateur est de 6,9 ns. Cette valeur monte jusqu'à environ 9 ns lorsque le détecteur est connecté en entrée de la chaîne.

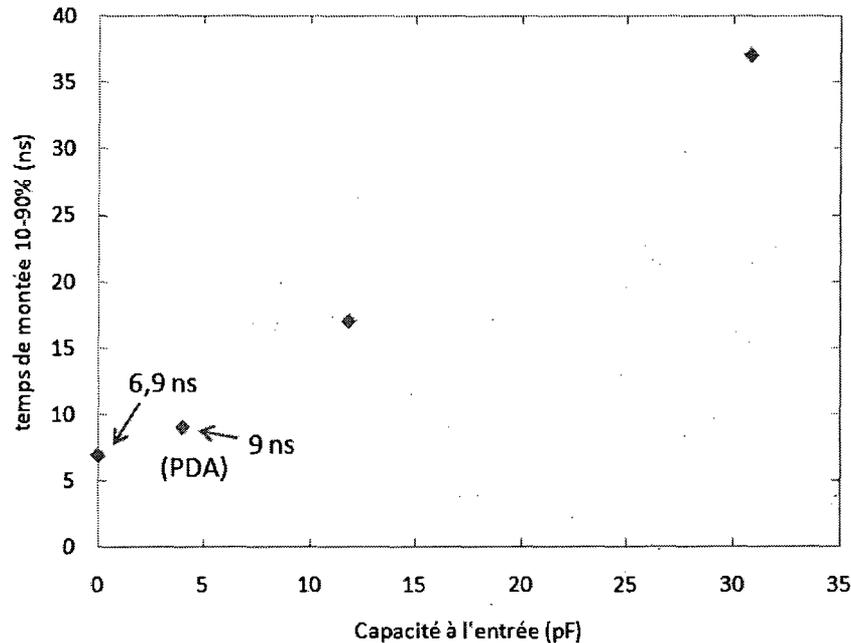


Figure 5.5 : Temps de montée mesuré pour différentes valeurs de capacité en entrée du préamplificateur.

## 5.3 Bruit électronique du préamplificateur de charge

### 5.3.1 Configuration du banc de test

La Figure 5.6 présente le montage de test utilisé pour mesurer le bruit ENC ainsi que la pente de bruit du préamplificateur. La capacité  $C_{test}$  est utilisée uniquement pour mesurer la pente de bruit. Elle est donc enlevée dans un premier temps pour caractériser les performances en bruit du préamplificateur avec le module de détection LabPET™ II.

Le filtre rapide *ORTEC 579* de type CR-RC permet d'évaluer le bruit ENC pour plusieurs valeurs de temps de mise en forme ( $\tau_s$ ) allant de 10 à 500 ns. Pour chaque constante de temps, le gain total de la chaîne est mesuré avec l'oscilloscope DSO6034A et la tension de bruit rms en sortie est mesurée avec l'appareil de mesure de valeur quadratique moyenne (*true rms meter*) Fluke 8922A, avec et sans le préamplificateur. On s'assure de faire ces deux mesures avec la même terminaison ohmique. Les deux valeurs de bruit sont quadratiquement soustraites pour avoir le bruit du préamplificateur seul ramené à la sortie. Ce dernier est

ensuite divisé par le gain pour obtenir le bruit ENC en entrée. Par ailleurs la pente de bruit se mesure en fixant le temps de mise en forme optimal et en réalisant la procédure ci-dessus pour plusieurs valeurs de  $C_{test}$ .

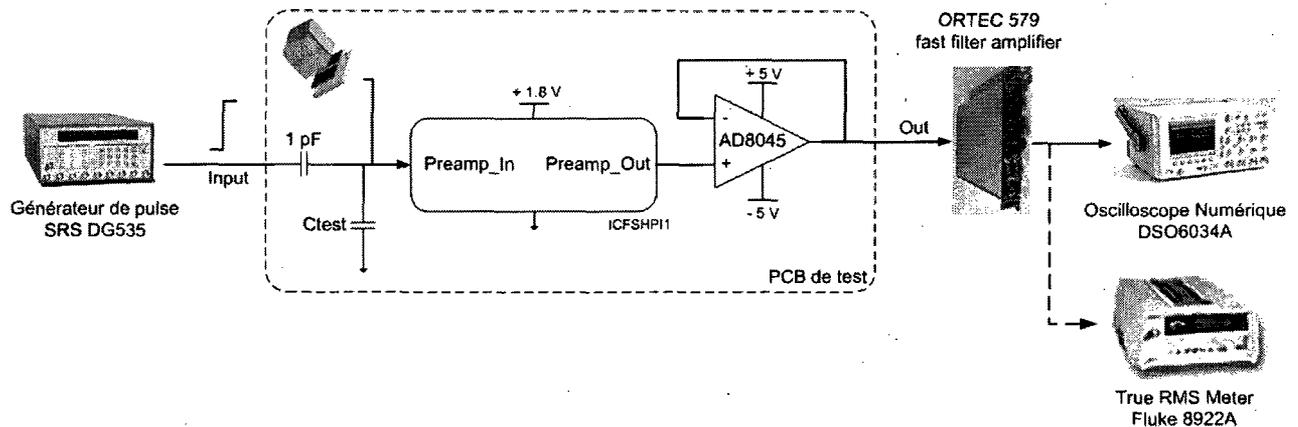


Figure 5.6 : Montage de test pour la mesure du bruit en électrons-rms et la mesure de la pente de bruit du préamplificateur.

### 5.3.2 Résultats

La Figure 5.7 présente la courbe de bruit ENC mesurée en fonction de la constante de temps du filtre de mise en forme *ORTEC 579*. Un minimum de bruit de 494 é-rms s'obtient pour un temps de mise en forme de  $\sim 80$  ns<sup>††</sup>, avec la PDA polarisé en entrée du préamplificateur.

La régression linéaire tracée avec les mesures de bruit ENC pour différentes valeurs de capacité d'entrée du préamplificateur de charge donne la droite de la Figure 5.8. Il se déduit une pente de bruit de 32 é-rms/pF comparable au 28 é-rms/pF obtenus en simulation.

<sup>††</sup> La constante de temps indiquée sur le module de filtre est 50 ns, mais celle mesurée est  $\sim 80$  ns. En effet le filtre utilisé n'est pas un CR-RC idéal et les constantes de temps réelles diffèrent des valeurs nominales indiquées. Ce problème n'est probablement pas lié à la mauvaise calibration du filtre car il existe depuis, même avec le filtre neuf.

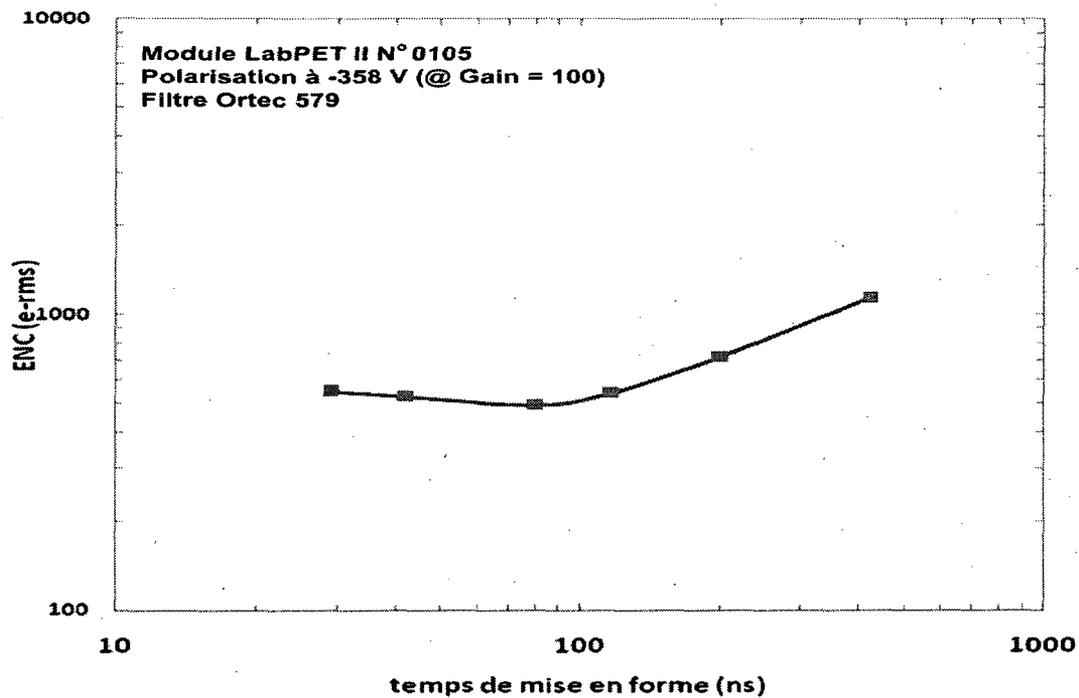


Figure 5.7 : Mesure de bruit ENC pour différentes constantes de temps de mise en forme, avec un filtre CR-RC.

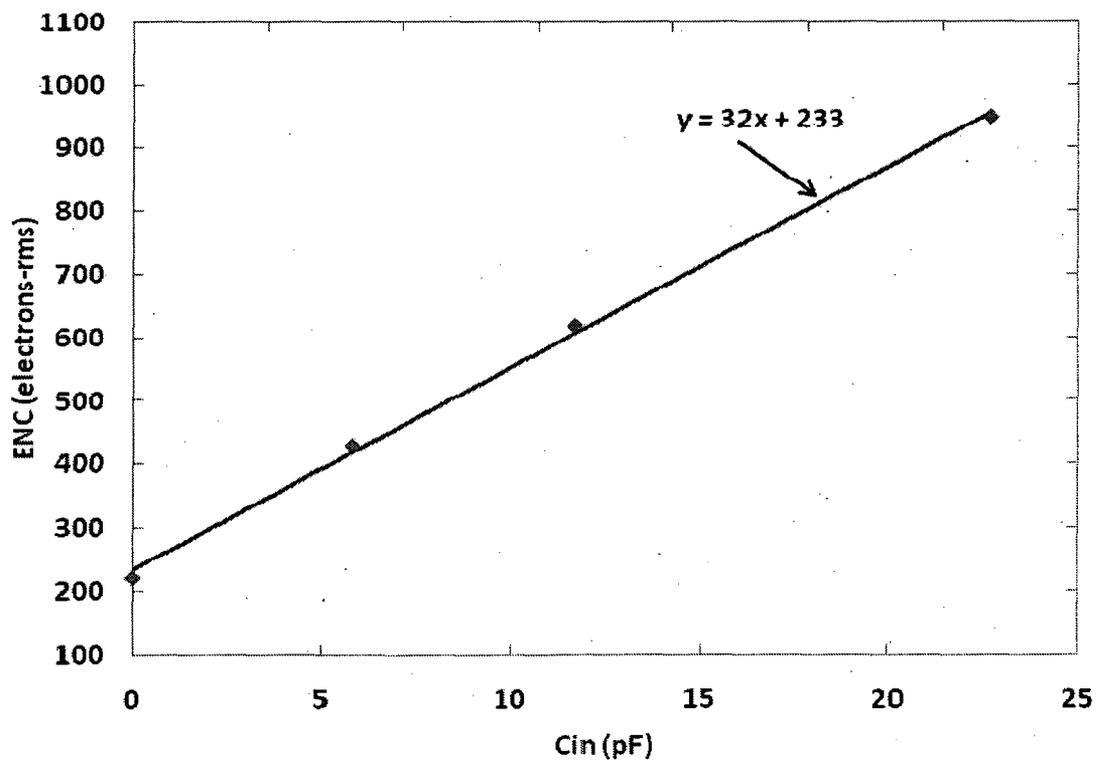


Figure 5.8 : Pente de bruit ENC mesuré avec le filtre CR-RC ORTEC 579 @ 80 ns.

## 5.4 Résolution en énergie

### 5.4.1 Configuration du banc de test

La résolution en énergie est un paramètre très important pour la tomographie d'émission par positrons. C'est un estimateur de l'efficacité avec laquelle les événements Compton pourront être discriminés des événements à 511 keV utiles à la reconstruction d'image. La résolution en énergie provient de bruit statistique au niveau du module de détection et du bruit électronique du système.

La Figure 5.9 décrit le banc de test utilisé pour mesurer la résolution en énergie du système ainsi que la contribution de l'électronique frontale. Tout d'abord, pour mesurer la résolution du système, on pose près du module de détection PDA/LYSO directement couplé au préamplificateur, une source ponctuelle radioactive de germanium 68 ( $^{68}\text{Ge}$ ), émettant les rayonnements d'annihilation de 511 keV. Par ailleurs, pour mesurer la contribution de l'électronique, le générateur d'ondes SRS DG535 injecte une quantité de charge au-delà de 511 keV, afin de distinguer clairement les deux pics d'énergie qui serviront au calcul de la contribution de l'électronique et du module de détection. Le signal en sortie du préamplificateur de charge est ensuite amplifié et mis en forme via le filtre *ORTEC 579* avec une constante de temps de 80 ns, correspondant au minimum de bruit ENC. Enfin, le signal mis en forme est numérisé via une carte d'acquisition et le logiciel d'analyse multicanaux (*MAESTRO-32*) qui extrait l'amplitude de chaque événement pour générer un histogramme.

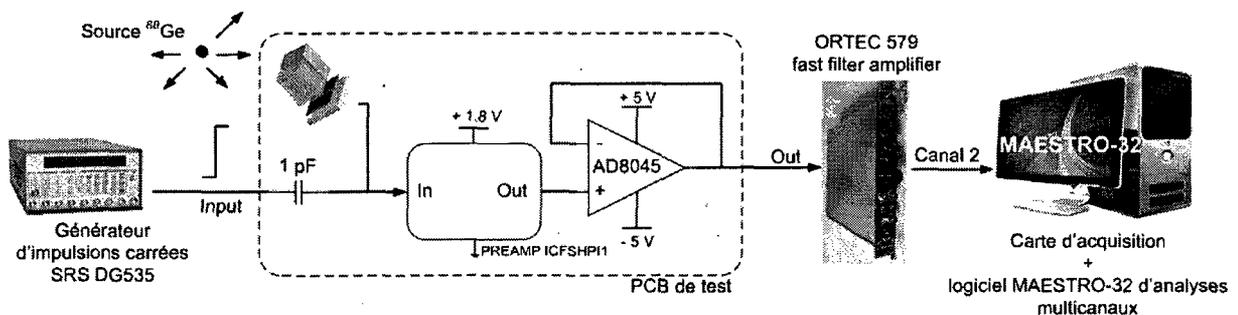


Figure 5.9: Montage de test pour la mesure de la résolution en énergie.

### 5.4.2 Résultats

La Figure 5.10 présente le spectre d'énergie mesuré à partir du montage précédent. Il se déduit une résolution en énergie de 17 % FWHM pour le système dans son ensemble, à laquelle contribue quadratiquement l'électronique frontale avec une résolution de 2,6 % FWHM @ 511 keV. La contribution de l'électronique frontale est calculée en divisant la largeur à mi-hauteur du pic correspondant au générateur d'ondes carrées par la valeur du canal correspondant au pic photoélectrique de 511 keV. La résolution énergétique du système est donc dominée par l'incertitude statistique au niveau du détecteur et l'électronique y a une influence négligeable.

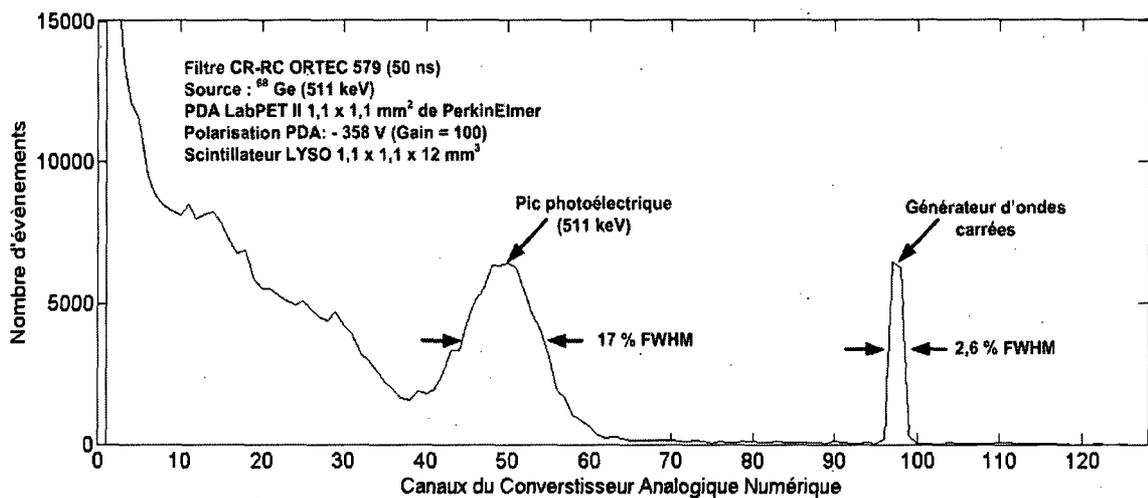


Figure 5.10: Spectre en énergie, obtenu avec un scintillateur LYSO et une PDA LabPET™ II polarisée à un gain de 100, permettant de mesurer la résolution en énergie et la contribution du bruit électronique.

## 5.5 Résolution temporelle électronique

### 5.5.1 Configuration du banc de test

Il est important de mesurer la résolution temporelle de la chaîne électronique afin d'apprécier la précision que l'on aura sur les étiquettes de temps du front montant et du front descendant des événements détectés. La Figure 5.11 présente le banc de test utilisé pour réaliser cette mesure.

Un pixel du module de détection LabPET™ II est connecté en entrée du préamplificateur pour tenir compte de la contribution en bruit de la PDA dans la mesure. Tout d'abord, la sortie de la

chaîne électronique ainsi que l'onde carrée issue du pulseur SRS DG535 sont discriminés respectivement dans le canal 2 et le canal 1 du *Leading edge Discriminator PS 705*. Ensuite, l'onde carrée et le signal analogique discriminés servent respectivement de *Start* et de *Stop* au convertisseur temps-amplitude *ORTEC 467*. Ce dernier convertit le temps  $\Delta T$  entre les fronts montants des signaux *Start* et *Stop* en une impulsion carrée d'amplitude linéairement proportionnelle. Enfin, les impulsions en sortie du convertisseur temps-amplitude sont numérisées puis traitées avec *MAESTRO-32*. Le logiciel génère, après calibration, l'histogramme des différents intervalles de temps  $\Delta T$ . L'histogramme donne une courbe gaussienne dont la largeur à mi-hauteur définit la résolution en temps de la chaîne électronique.

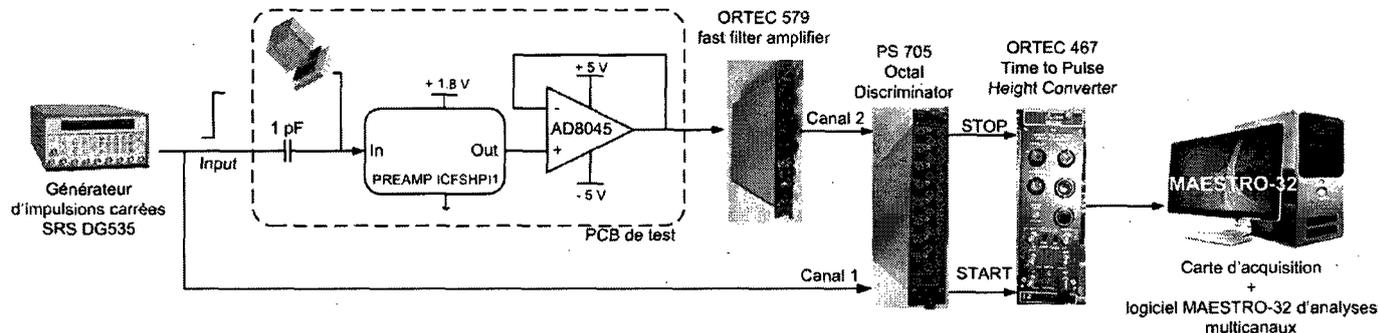


Figure 5.11:Montage de test pour la mesure de la résolution temporelle de la chaîne électronique.

### 5.5.2 Résultats

La Figure 5.12 présente l'histogramme des mesures effectuées avec le banc de test précédemment décrit. On en déduit une résolution temporelle électronique de 0,34 ns FWHM. Cela donne une idée de la précision que l'on pourra avoir sur l'estampe de temps des événements TEP ou TDM avec la chaîne électronique frontale du LabPET™ II.

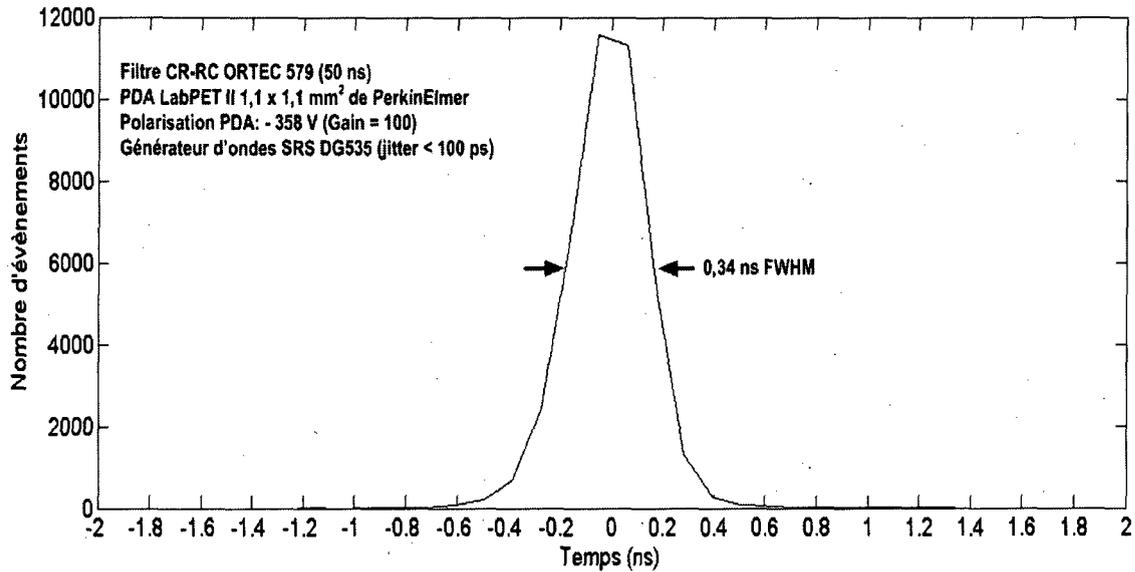


Figure 5.12: Mesure de la résolution temporelle de la chaîne électronique.

## 5.6 Conclusion

La caractérisation expérimentale du préamplificateur de charge couplé avec le détecteur LabPET™ II, donne un gain de 1,76 mV/fC avec une erreur de linéarité de -5 % à +1,5 % sur une plage dynamique en entrée de 125 fC. Aussi, l'optimum de bruit mesuré avec un filtre CR-RC est de 494 é-rms et s'obtient pour un temps de mise en forme de ~80 ns. En outre, des temps de montée de 9 ns et 6,9 ns sont mesurés respectivement avec et sans le détecteur couplé en entrée du préamplificateur. La chaîne électronique présente une influence négligeable sur la résolution en énergie du système. En effet, elle offre une précision de 2,6 % FWHM sur la mesure de l'énergie des rayonnements incidents et une résolution temporelle électronique de 0,34 ns FWHM.

Plusieurs difficultés ont toutefois été rencontrées lors des tests qui ont permis d'avoir les résultats présentés dans ce chapitre. Il a fallu réaliser une seconde carte de tests car la première carte était réalisée pour tester autant le préamplificateur de charge que les autres modules à l'intérieur de la puce ICFSHPI1. Les composants inutiles pour la caractérisation du préamplificateur pouvaient dans ce cas rajouter du bruit supplémentaire dans la mesure. Aussi le support (*socket*) utilisé sur la première carte pour connecter le détecteur au préamplificateur augmentait les capacités parasites en entrée.

En outre, les mesures ont montré une légère variation transitoire non désirée (*glitch*), sans gravité, au niveau du maximum de l'impulsion en sortie préamplificateur. Cela sera étayé davantage dans le chapitre de discussion suivant.

## CHAPITRE 6: DISCUSSION

Le circuit testé, bien que fonctionnel, présente des divergences par rapport aux résultats attendus. La première section de ce chapitre comparera les mesures et les simulations, en mettant l'accent sur les paramètres divergents. La seconde section fera une évaluation des améliorations apportées par le circuit conçu, relativement à la précédente version du préamplificateur. Finalement, les travaux à venir pour améliorer ce qui a déjà été fait et pour finaliser la chaîne électronique analogique frontale seront exposés.

### 6.1 Comparaison entre les mesures et les simulations

Pour la plupart des paramètres évalués, les valeurs mesurées expérimentalement sont très comparables voire meilleures que celles simulées, excepté pour la mesure du bruit. Tout d'abord, le gain mesuré est de  $\sim 1,7\%$  supérieur au gain simulé. Cette différence s'explique par les variations de procédé au niveau de la fabrication en technologie CMOS. En effet, il est connu que les fluctuations des résistances et des capacités en circuit intégré peuvent atteindre aisément  $10\%$  de variation [JOHNS et MARTIN, 1997]. En outre, la plage dynamique mesurée de  $125\text{ fC}$  est plus grande que celle simulée de  $115\text{ fC}$ . Elle est deux fois supérieure à la plage minimale de  $62,5\text{ fC}$  spécifiée dans le cahier de charges. Ainsi, de nouveaux scintillateurs avec deux fois plus de rendement lumineux peuvent être utilisés sans craindre de saturer le préamplificateur de charge. Concernant la différence au niveau de l'erreur de linéarité, il faut considérer les potentielles erreurs de mesures et les variations des procédés au niveau de la tension de seuil des transistors MOS. La tension de seuil pourrait être en réalité plus faible pour certains transistors, ce qui leur permettrait de demeurer plus longtemps en régime de fonctionnement saturé. Aussi, le temps de montée intrinsèque mesuré de  $6,9\text{ ns}$  est comparable au  $6,5\text{ ns}$  simulé. Cependant, le temps de montée mesuré avec le détecteur connecté est mieux que celui simulé,  $9\text{ ns}$  au lieu de  $10,4\text{ ns}$ .

C'est au niveau de la mesure de bruit que les mesures diffèrent beaucoup de la simulation. En effet, le minimum de bruit ENC mesuré de  $494\text{ é-rms}$  pour un temps de mise en forme de  $80\text{ ns}$  est supérieur de  $31\%$  au  $377\text{ é-rms}$  simulé, obtenu pour un temps de mise en forme optimum de  $\sim 60\text{ ns}$ . La Figure 6.1 présente sur le même graphique la courbe de bruit mesurée

ainsi que celle simulée avec les coefficients de filtre CR-RC. Il s'en déduit que la mesure présente plus de bruit série et parallèle que la simulation. Cette simulation a été faite avec une capacité parasite en entrée sommairement estimée à 3,5 pF. La sous-estimation de cette capacité justifie en partie la différence observée au niveau de la contribution de bruit série. En effet, sur la Figure 6.2 qui présente la courbe simulée avec la capacité parasite extraite du PCB, égale à  $\sim 5,3$  pF, la différence au niveau du bruit série simulé et mesuré est moindre. La valeur de capacité parasite est extraite de la courbe de pente de bruit (ENC Vs  $C_{in}$ ) de la Figure 5.8, à partir du point de croisement entre la pente de bruit et l'axe des abscisses qui définit la capacité totale en entrée du préamplificateur. On soustrait alors la capacité de grille du transistor d'entrée de la capacité totale de 7,28 pF pour avoir la capacité parasite de  $\sim 5,3$  pF.

Néanmoins, il demeure un excès de bruit parallèle au niveau des temps de mise en forme moins rapides. À ce niveau il est difficile d'affirmer catégoriquement des justifications. Toutefois, plusieurs hypothèses peuvent tenter de les justifier. En effet, il s'est avéré que tous les détecteurs issus du même lot que le module LabPET™ II 0105 présentaient des caractéristiques dégradées à cause de la contamination des photodiodes par les impuretés. En effet, ce lot de module LabPET™ II n'ont pas été fournis avec une matrice de cristaux directement scellés par-dessus et ne sont donc pas protégés des impuretés ambiantes. Le module LabPET™ II 0105 pourrait donc présenter des caractéristiques différentes de celles typiques utilisées dans la simulation. Cependant, il y aurait également d'autres contributions car un excès de bruit parallèle est encore observé même lorsque la PDA n'est pas connectée au préamplificateur. Il se pourrait donc que le bruit parallèle du filtre de mise en forme, ramené en entrée, soit plus grand qu'escompté. Aussi, des courants de fuite parasites ou du bruit d'interférences pourraient s'être rajoutés aux mesures, surtout pour les temps de mises en forme moins rapides.

En outre, une autre justification des divergences entre les deux courbes serait que les coefficients  $a_s$ ,  $a_p$  et  $a_{1/f}$ , fixés dans les simulations pour un filtre CR-RC idéal, ne correspondent pas aux coefficients réels du filtre commercial utilisé, dont la fonction de transfert n'est pas réellement connue.

Enfin, les mesures ont montré une légère variation transitoire non désirée (*glitch*), au niveau de l'impulsion en sortie du préamplificateur. Cette variation est minime (Figure 6.3) et n'entrave pas le bon fonctionnement du préamplificateur. Il faut préciser que cette variation demeure la même quelque soit le gain  $N$  du pole-zéro. Pour les prochaines versions du préamplificateur, la marge de phase pourrait être augmentée au-delà de  $60^\circ$  pour annuler cette oscillation, au prix de plus de puissance ou d'une bande passante moins grande. Il serait donc nécessaire d'évaluer plus en détails cette démarche de correction, afin de savoir si l'on a plus à perdre qu'à gagner, d'autant plus que cette variation est inexistante après le filtre de mise en forme.

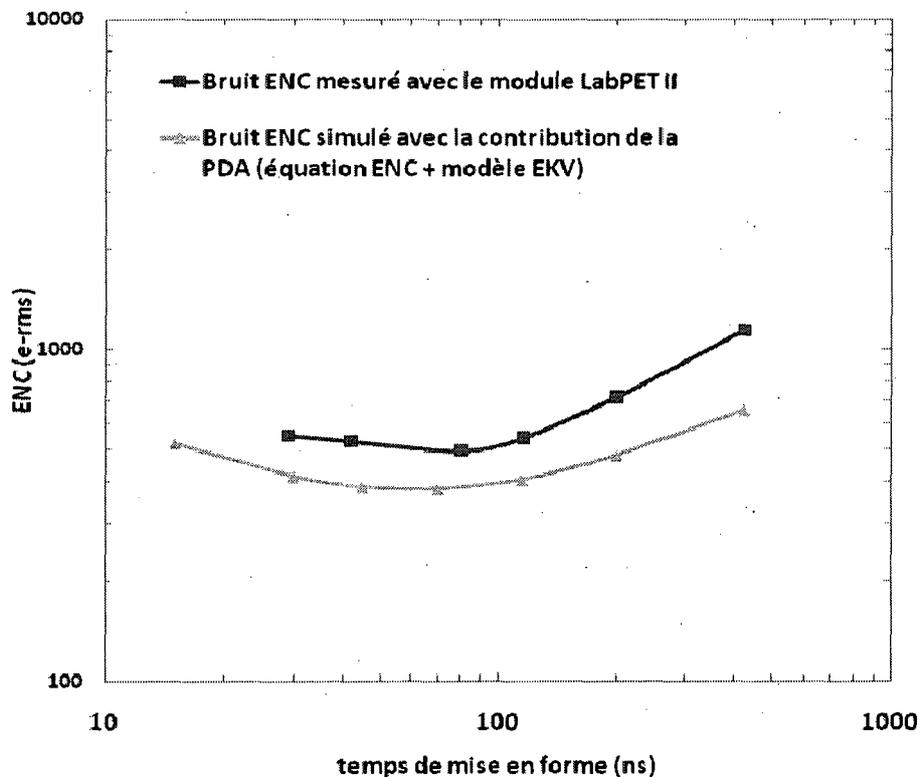


Figure 6.1 : Comparaison des courbes de bruit simulées et mesurées pour un filtre CR-RC.

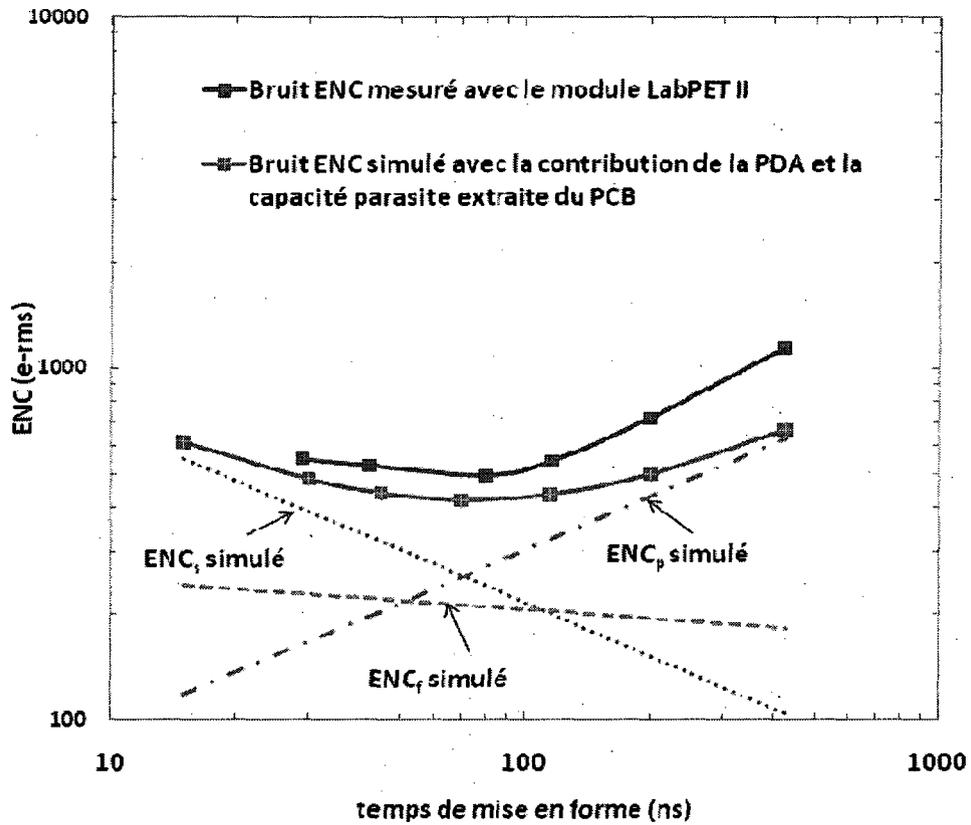


Figure 6.2: Comparaison de la courbe mesurée avec la courbe de bruit simulée avec la capacité parasite extraite du PCB.

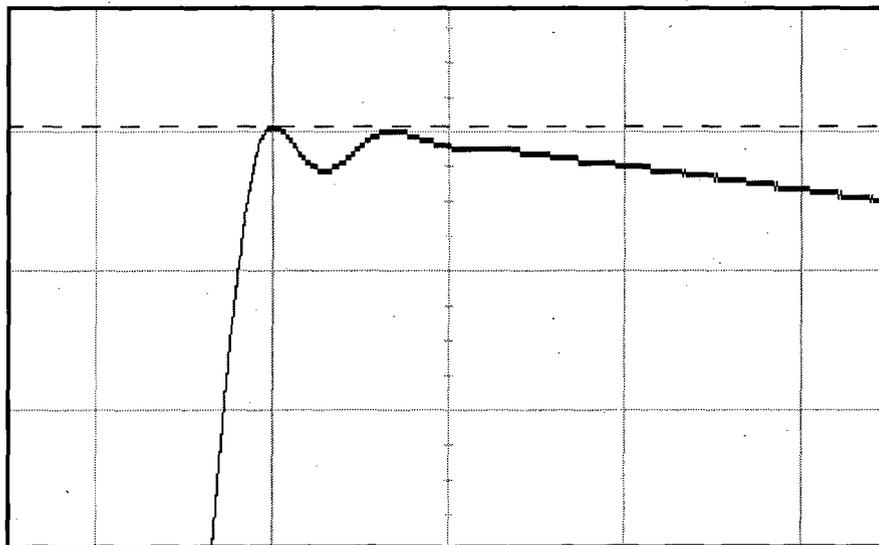


Figure 6.3: Image de la variation transitoire non désirée au niveau du pic de l'impulsion issue du préamplificateur.

## 6.2 Évaluation des améliorations apportées

Il est important à la fin de ce mémoire d'évaluer les améliorations apportées par les présents travaux relativement à la précédente paire détecteur LabPET™ I - préamplificateur ICFSHLN3. Pour ce faire, le Tableau 6.1 compare les performances obtenues dans ce mémoire avec celles de la précédente chaîne électronique dédiée au module de détection LabPET™ I.

Le préamplificateur présenté dans ce mémoire possède une densité spectrale de tension de bruit  $e_n$  plus élevée que celle du précédent circuit à cause de la transconductance du transistor d'entrée qui est  $\sim 5$  fois moindre. Cette différence s'explique par le budget de puissance imposé de 1 mW, contrairement au 5 mW précédemment. Toutefois avec 5 fois moins de puissance, le préamplificateur conçu offre de meilleures performances de bruit ENC et de temps de montée que le précédent duo LabPET™ I - préamplificateur ICFSHLN3. Cela aurait été impossible sans la faible capacité équivalente des PDAs du module de détection LabPET™ II qui est 4 pF contrairement au  $\sim 9$  pF du LabPET™ I. En effet les bruits série et fréquentiel dépendent proportionnellement de la capacité totale en entrée du préamplificateur. Dans le cas du LabPET™ II, la faible capacité équivalente des PDAs, associée à la faible capacité de grille du transistor d'entrée du préamplificateur, permet d'atteindre des temps de montée plus rapide et un niveau de bruit plus bas, avec moins de puissance. La plus faible contribution électronique à la résolution en énergie est uniquement le reflet de la performance en bruit. Par ailleurs, la résolution temporelle est améliorée de 27 %, quasiment dans la même proportion que le bruit ENC (29 %) dont elle dépend proportionnellement pour des pentes de signal identiques.

Tableau 6.1 : Tableau comparatif des performances du préamplificateur présenté, dédié au LabPET™ II, avec celles du préamplificateur antérieur dédié au LabPET™ I.

Préamplificateur	Préamplificateur LabPET™ I	Préamplificateur présenté LabPET™ II
Technologie	TSMC CMOS18	TSMC CMOS18
Puissance (mW)	~ 5	~ 1
$C_{grille}$ (pF)	5,7	1,9
Transconductance (mS)	64	13
$e_n$ (nV/Hz <sup>1/2</sup> )	0,57	0,85
ENC (é-rms)	~ 700	494
Temps de montée sans PDA (ns)	9,5	6,9
Temps de montée avec PDA (ns)	13,2	9
$\tau_c$ optimal du filtre CR-RC (ns)	81	80
Contribution électronique à la résolution en énergie @ 511 keV	3,4 % (FWHM)	2,6 % (FWHM)
Résolution temporelle électronique (ns RMS)	0,47	0,34

### 6.3 Développements futurs

Plusieurs travaux concrets sont à venir, tout d'abord pour améliorer les performances du préamplificateur et ensuite pour finaliser la chaîne électronique frontale dans son ensemble.

#### 6.3.1 Ajouter un signal de contrôle On/Off au préamplificateur de charge

Le but final étant de réaliser un ASIC de 64 canaux pour faire l'acquisition sur les 64 pixels de chaque module de détection, il faut prévoir un bit de contrôle afin de pouvoir fermer un canal électronique au cas où le pixel associé serait trop bruyant ou défectueux. Cette précaution permettrait de ne pas polluer les autres canaux de l'ASIC au complet par un seul canal défectueux. Cela permettrait également de faciliter le déverminage (par exemple, vérifier automatiquement la diaphonie...) et de réduire la puissance dissipée (donc la chaleur) lorsque des tests ou des mesures sont faites uniquement sur des canaux spécifiques.

### 6.3.2 Implémentation d'un étage de compensation du courant de fuite et de stabilisation du niveau de référence (*baseline*)

Les paramètres des PDAs tels que le courant de fuite et le gain varient d'une matrice à une autre, même d'un pixel à un autre sur une même puce et sont difficilement prévisibles (Figure 6.4). Vu la variation inter-pixel de ces paramètres, il serait judicieux d'implémenter un circuit de compensation afin de stabiliser le niveau DC en sortie du filtre de mise en forme et ainsi de s'affranchir de ces variations. Un tel circuit consisterait à placer à l'entrée du préamplificateur une source de courant réalisée avec un transistor PMOS. La grille de ce dernier serait alors contrôlée par une contre-réaction de la sortie via un amplificateur opérationnel suivi d'un filtre passe bas [DEGERONIMO, 2000] pour ne pas altérer le signal lors de la détection d'un événement TEP ou TDM. Toutefois il faudrait s'assurer que ce circuit ne rajoute pas un bruit supplémentaire important en entrée du préamplificateur. Dans ce cas, ce circuit pourrait être implémenté au niveau du premier pôle où il pourrait avoir une incidence moins importante sur le bruit. Bien entendu des études de bruit devront être faites afin de déterminer l'étage idéal où se fera la stabilisation.

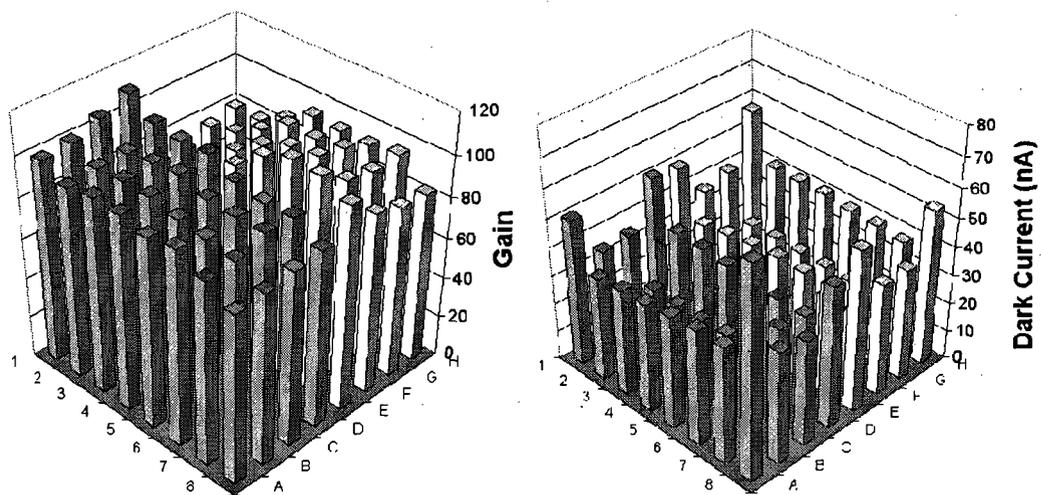


Figure 6.4 : Profil de gain et de courant de fuite pour une matrice de photodiodes LabPET II [BERARD, 2008].

### 6.3.3 Conception du filtre de mise en forme semi-Gaussien de 3<sup>ième</sup> ordre

Pour pouvoir tester la chaîne électronique frontale dans son ensemble, il est impératif de concevoir au plus vite le filtre de mise en forme semi-gaussien de 3<sup>ième</sup> ordre. Cela permettrait de mesurer les performances de bruit finales du LabPET<sup>TM</sup> II et également de valider le fonctionnement de la section numérique de l'électronique frontale dans les conditions réelles (amplitudes des impulsions analogiques et bruit électronique). Un premier pas a été fait dans ce sens en déterminant à la Section 4.7 le premier pôle du filtre. Les deux autres pôles complexes pourront être aisément fixés avec la méthode de synthèse directe proposée par Ohkawa [OHKAWA et al., 1976]. La fonction de transfert associée sera implémentée analogiquement en se basant sur l'une des architectures de filtres analogiques décrites dans la littérature [VALKENBURG, 1995] [THEDE, 2004].

## CHAPITRE 7 : CONCLUSION

L'objectif de ce mémoire était la conception et la validation d'un préamplificateur de charge faible bruit, optimisé pour le nouveau module de détection LabPET™ II à base de photodiode à avalanche et développé pour la seconde génération de scanner LabPET™ qui permettra de réaliser la bimodalité TEP/TDM totalement intégrée, tout en atteignant une résolution spatiale de  $\sim 1$  mm en mode TEP. Premièrement, il fallait optimiser le dimensionnement des transistors afin de maximiser le rapport signal sur bruit de la chaîne électronique et avoir un bruit ENC inférieur à 700 é-rms ; deuxièmement, réduire la puissance dissipée à cause de la forte pixellisation et troisièmement, améliorer les performances actuelles de résolution en énergie et de résolution en temps obtenues avec le LabPET™ I. Tous ces objectifs ont été atteints. En effet, le rapport signal sur bruit de la chaîne électronique a été amélioré d'environ 30 %. La puissance dissipée au niveau du préamplificateur est 5 fois moindre que dans le précédent circuit et les performances électroniques obtenues avec le LabPET™ I ont toutes été améliorées. La résolution temporelle a été améliorée de 27 %, passant de 0,47 ns FWHM à 0,34 ns FWHM et la contribution de l'électronique à la résolution en énergie quant à elle a baissé de 3,4 % à 2,6 %.

Le Chapitre 1 a présenté brièvement les différents types d'imagerie médicale actuels, notamment la tomодensitométrie et la tomographie d'émission par positrons, offrant respectivement une image anatomique et métabolique du sujet. L'intérêt d'avoir des scanners multimodalités a été ensuite mis en exergue. En effet, aujourd'hui la disponibilité de radiotraceurs plus spécifiques impose d'avoir des scanners d'imagerie médicale de plus en plus performants afin de pouvoir tirer profit du progrès au niveau des radiotraceurs et mener des études très ciblées. Ainsi la tendance actuelle est de développer des scanners multimodalités permettant de combiner directement les informations anatomiques et métaboliques pour une meilleure observation de processus spécifiques, notamment pharmacologiques, génomiques et protéomiques *in vivo*.

L'intérêt et les motivations pour faire de la bimodalité TEP/TDM totalement intégrée ont ensuite été exposés au Chapitre 2. Les scanners bimodaux TEP/TDM commercialisés aujourd'hui sont constitués de la juxtaposition totalement indépendante d'un scanner TEP et d'un scanner TDM dans un même boîtier, chaque système possédant sa propre chaîne d'acquisition matérielle. Ils présentent par conséquent quelques limitations quand il s'agit de faire l'imagerie de certaines parties du corps (imagerie du thorax, imagerie abdominale). Le groupe de Sherbrooke propose, avec son projet LabPET™ II, une fusion matérielle de la TEP et de la TDM dans une architecture TEP/TDM totalement intégrée afin de pallier les limites des scanners bimodaux actuels et de réduire considérablement les coûts de fabrication. Aussi, une résolution spatiale inférieure à 1 mm en TEP est visée afin d'avoir avec les souris transgéniques des images aussi précises que celles obtenues avec le rat aujourd'hui. Une étape importante de ce projet a été de développer en partenariat avec PerkinElmer inc. le module de détection LabPET™ II permettant de détecter adéquatement et efficacement autant les signaux TEP que les signaux TDM.

Les caractéristiques du détecteur LabPET™ II sont très différentes du précédent module de détection, notamment la capacité équivalente et les paramètres de bruit, ce qui a imposé de concevoir un nouveau préamplificateur de charge optimisé pour ces nouvelles caractéristiques. Par ailleurs, la forte pixellisation du module de détection LabPET™ II, possédant 64 pixels contrairement aux 8 pixels et 4 canaux du précédent module, a amené le groupe de recherche à développer une nouvelle architecture pour la chaîne électronique du futur scanner. En effet, à cause de la forte densité de canaux et pour limiter la puissance dissipée et la chaleur, l'architecture LabPET™ II proscrit le recours à un Convertisseur Analogique Numérique (CAN) par canal pour numériser les signaux analogiques et extraire les informations en temps et en énergie, comme dans le LabPET™ actuel. Ainsi, la méthode de *Time-Over-Threshold (ToT)* a été choisie pour extraire ces informations temporelles et énergétiques. Le Chapitre 3 a présenté le principe de la *ToT* ainsi que la nouvelle chaîne électronique frontale du scanner LabPET™ II présentement en développement. Les différents éléments de cette chaîne y ont été détaillés, plus particulièrement le préamplificateur de charge qui est l'étage le plus critique en termes de bruit et l'objet des présents travaux. Le but de ce préamplificateur est d'optimiser le rapport signal sur bruit de la chaîne électronique frontale en accord avec les caractéristiques du

nouveau détecteur LabPET™ II. Il doit amplifier efficacement les signaux de charge TEP et TDM avec un très faible niveau de bruit, inférieur à 700 é-rms, de sorte que les événements TDM, de plus faibles énergies, ne soient pas noyés dans le bruit. Les équations de bruit ENC et la modélisation à l'aide du modèle EKV des transistors MOS, valide dans tous les régimes de fonctionnement, ont également été exposées au Chapitre 3.

Par ailleurs, le Chapitre 4 a présenté la conception proprement dite du préamplificateur, étapes par étapes. La capacité et la résistance de contre-réaction ont été dimensionnées pour avoir un gain de 1,86 mV/fC de sorte que la plage dynamique disponible de 135 mV puisse contenir les signaux TEP sans les écrêter. Le transistor d'entrée NMOS du préamplificateur de charge, détenant la plus grande contribution au bruit électronique, a été optimisé pour un filtre semi-Gaussien d'ordre 3 avec une constante de temps de mise en forme à  $\sim 50$  ns. Cette dernière a été fixée pour réaliser une mise en forme rapide des signaux permettant d'atteindre en TDM des taux de comptage allant jusqu'à 10 MCPS. Elle est légèrement en dessous de la valeur minimisant le bruit, afin que la composante série du bruit soit la contribution dominante au bruit total et que les variations inter-pixels du bruit parallèle aient une incidence moindre sur l'uniformité de la charge équivalente de bruit sur tous les canaux de détection.

Tous les autres transistors ont également été optimisés grâce aux méthodes classiques de calcul de bruit largement abordées dans la littérature, afin de minimiser leur contribution au bruit série, exceptés ceux de l'étage suiveur qui ont une contribution négligeable au bruit rapportée en entrée. Leur longueur et largeur de grille ont ensuite été augmentées dans les mêmes proportions afin de minimiser leur contribution au bruit  $1/f$  sans modifier les points d'opération préalablement établis. Toutefois l'aire de chacun de ces transistors reste inférieure à celle du transistor d'entrée pour que les capacités parasites associées n'engendrent pas des pôles indésirables importants qui dégraderaient la réponse fréquentielle. Le préamplificateur de charge dans son ensemble a été simulé puis validé à l'aide des outils *Cadence* et *Mathcad*. Les simulations donnent, avec une puissance dissipée de 1 mW dans l'étage d'entrée, une charge équivalente de bruit rapportée en entrée de 370 é-rms et un temps de montée de 10,4 ns en considérant la capacité équivalente de la PDA et la capacité parasite des traces en entrée du préamplificateur.

Cependant les mesures expérimentales effectuées sur le préamplificateur de charge au Chapitre 5 ont présenté quelques différences par rapport aux caractéristiques précédemment simulées. En effet, on a mesuré un gain de 1,76 mV/fC, une charge de bruit de 494 é-rms au temps de mise en forme optimal de ~80 ns et un temps de montée de ~9 ns incluant toutes les capacités en entrée. Il est important de noter que les mesures de bruit ont été faites avec le filtre de mise en forme ORTEC 579, supposé de type CR-RC, disponible au CIMS.

Néanmoins, ces déviations ne sont pas critiques pour le préamplificateur de charge qui, malgré tout, demeure fonctionnel et conforme aux principales contraintes de bruit, de puissance dissipée et de rapidité. La conception de ce préamplificateur de charge est un pas de plus vers la réalisation de ce qui sera demain le premier scanner préclinique commercial à bimodalité TEP/TDM totalement intégrée, bien que plusieurs améliorations peuvent et doivent encore être apportées. En effet, tel que mentionné au chapitre de discussion, un étage de compensation du courant de fuite et de stabilisation du niveau de référence (*baseline*) devrait être implémenté pour pallier les variations inter-pixels du courant de fuite des PDAs. Par ailleurs, un bit de contrôle devrait être rajouté au préamplificateur afin de pouvoir fermer les canaux défectueux. Une autre étape importante serait de concevoir le filtre de mise en forme semi-Gaussien d'ordre 3 afin de mesurer les performances réelles de bruit, de taux de comptage maximum réalisables avec le futur scanner LabPET™ II et tester la chaîne analogique frontale au grand complet.

Certaines difficultés ont été rencontrées durant ces travaux de recherche. Dans la phase de conception, il fut dans un premier temps laborieux de fixer avec exactitude certains paramètres physiques propres à la technologie CMOS 0,18 µm et à la PDA du détecteur, à cause des différences entre les valeurs recueillies. Cela aurait été plus simple si les paramètres physiques extraits de chaque lot de fabrication de circuits intégrés CMOSP18 étaient directement accessibles. De multiples analyses et discussions internes furent nécessaires pour fixer les paramètres de PDA qui ont servi aux simulations de bruit. Par ailleurs, pour la caractérisation expérimentale du préamplificateur de charge, il a fallu réaliser une seconde carte de tests comportant uniquement les composants utiles car la première carte électronique servait

également à caractériser les autres modules présents de la puce ICFSHPI1. La mesure du bruit électronique de l'ordre de quelques  $\mu\text{V}$  requiert de la rigueur et impose de limiter au maximum les composants électroniques sur la carte de tests pour éviter de rajouter du bruit supplémentaire à la mesure. En outre, le découplage des alimentations et de la tension de polarisation du détecteur LabPET™ II a été renforcé afin de minimiser leur possible contribution au bruit parallèle mesuré pour le préamplificateur de charge. Les problèmes rencontrés lors de ces travaux et leur résolution permettront d'aborder plus sereinement les prochaines versions améliorées du circuit.

De futurs travaux sont déjà envisageables pour ce qui pourrait être la 3<sup>ème</sup> génération du scanner LabPET™. En effet il serait possible, dans quelques années, de tirer profit de l'avancée technologique actuelle en matière d'assemblage de circuits intégrés, à savoir l'intégration 3D. L'intégration 3D consiste à empiler et à connecter verticalement 2 ou plusieurs couches de circuits intégrés d'une technologie semblable ou différente. L'empilement vertical des circuits intégrés existe depuis longtemps, mais la nouveauté et l'innovation aujourd'hui c'est la manière dont ils peuvent être interconnectés entre eux [GREGORG, 2009]. En effet, il y a quelques années on avait uniquement des empilements 3D avec des interconnexions par *microcâblage* ou *microbille* qui offrent surtout des avantages sur la densité car les performances en termes de puissance et de rapidité restent limitées à cause des éléments parasites ( $R$ ,  $L$ ,  $C$ ) de ces interconnexions [DAVIS et al., 2005]. Aujourd'hui avec les progrès technologiques, il existe des interconnexions TSV (Through Silicon Via) qui relient directement les entrées/sorties des circuits empilés via leur substrat [PIET DE MOR, 2009]. Cela permet de gagner en rapidité et en puissance, en plus du gagner en densité. Ainsi l'intégration 3D connaît de plus en plus d'application au niveau des circuits intégrés pour les détecteurs en physiques des hautes énergies. La Figure 7.1 montre comment les prochaines générations du scanner LabPET™ pourraient tirer parti de l'intégration 3D. Tout d'abord le module de détection pourrait être directement connecté par TSV à une première couche de circuit intégré en technologie CMOS comprenant la section analogique de l'électronique frontale, notamment le préamplificateur de charge. La capacité parasite en entrée du préamplificateur serait donc réduite, ce qui minimisera davantage le bruit ENC en entrée. Ensuite la section numérique de l'électronique frontale pourrait être fabriquée avec une autre



## ANNEXE A

# Schémas électroniques et dessins des masques du préamplificateur de charge et de ses circuits de polarisation

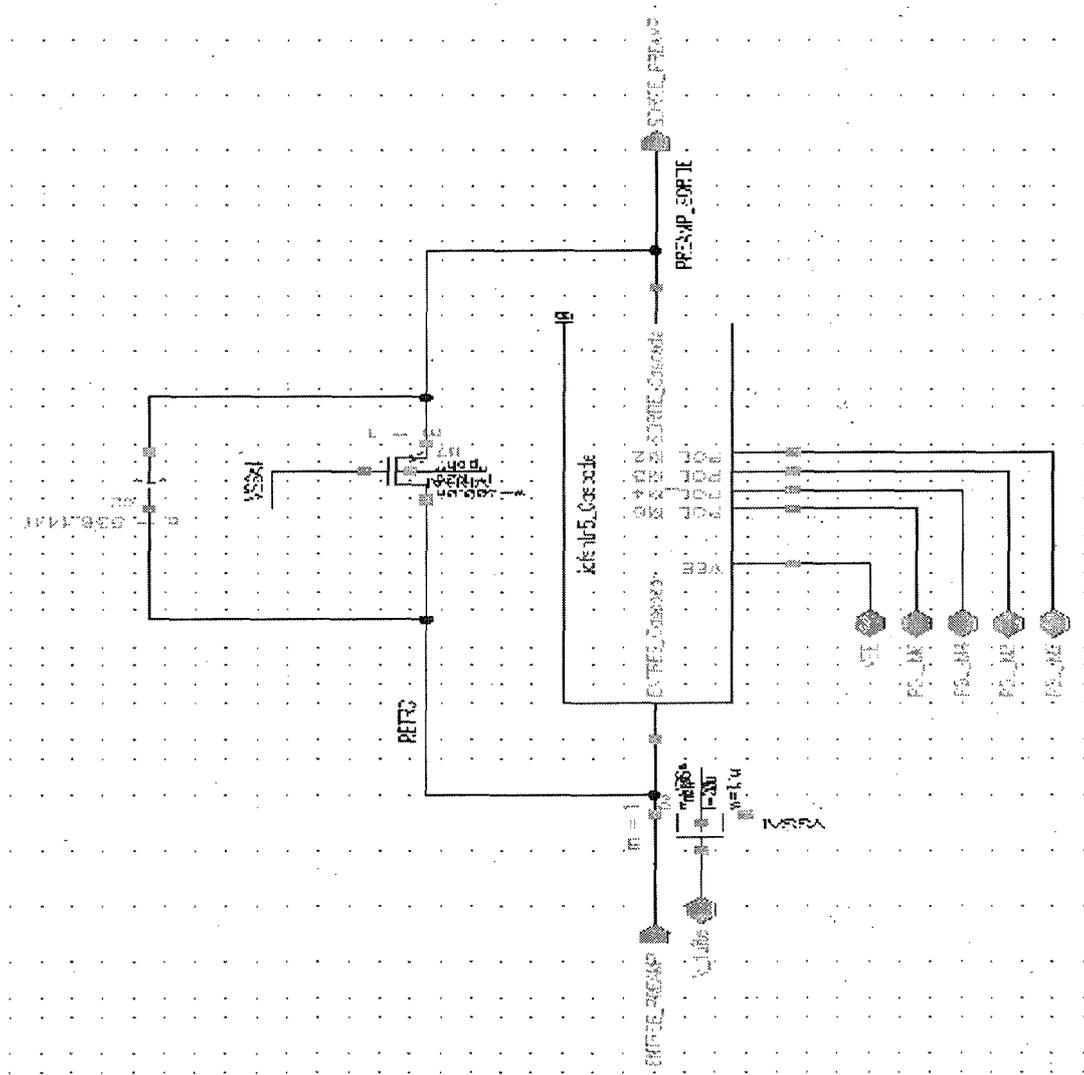


Figure B.1 : Schéma électrique du préamplificateur de charge.



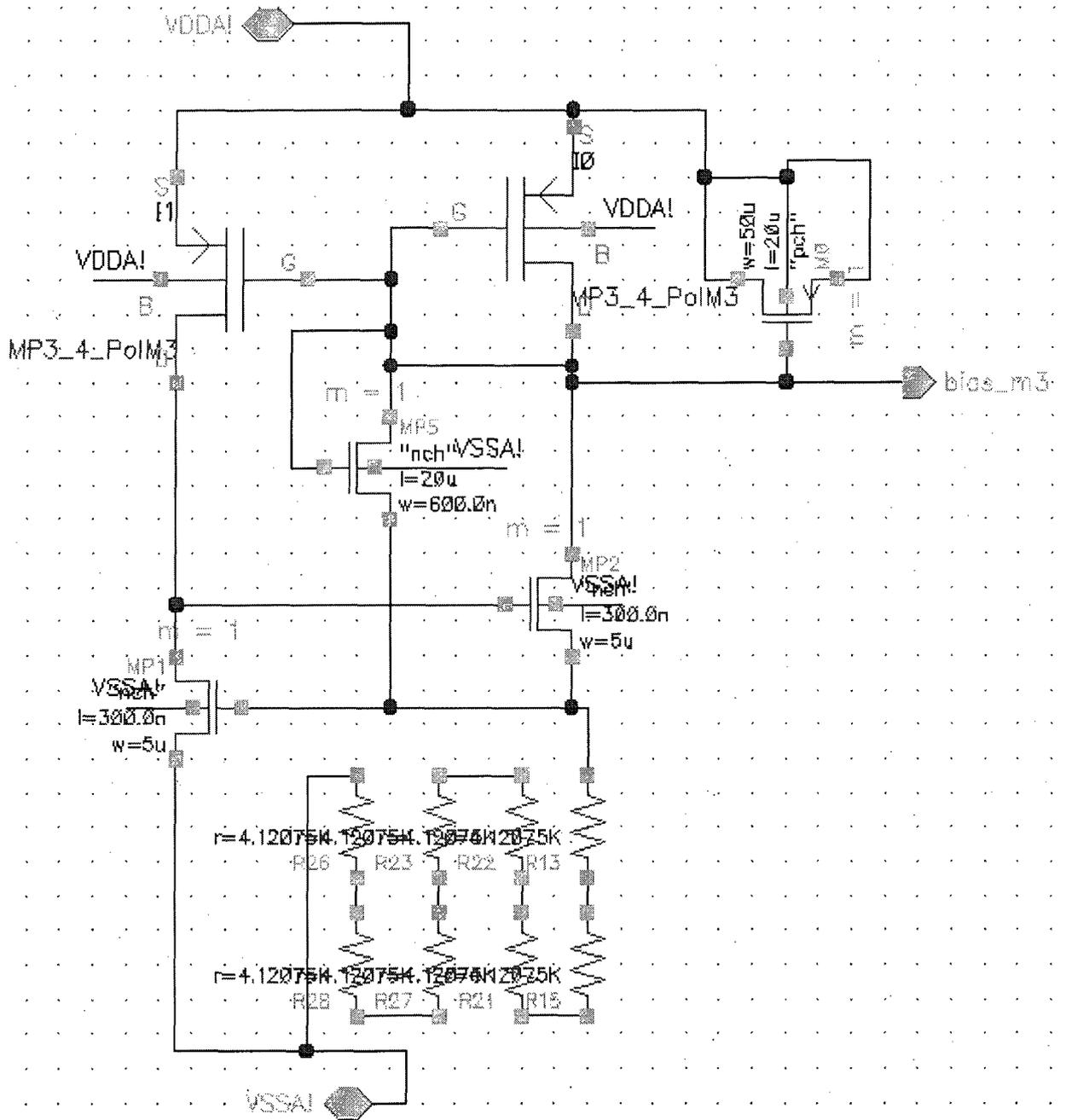


Figure B.4 : Schéma électrique du circuit de polarisation Pol\_M3.



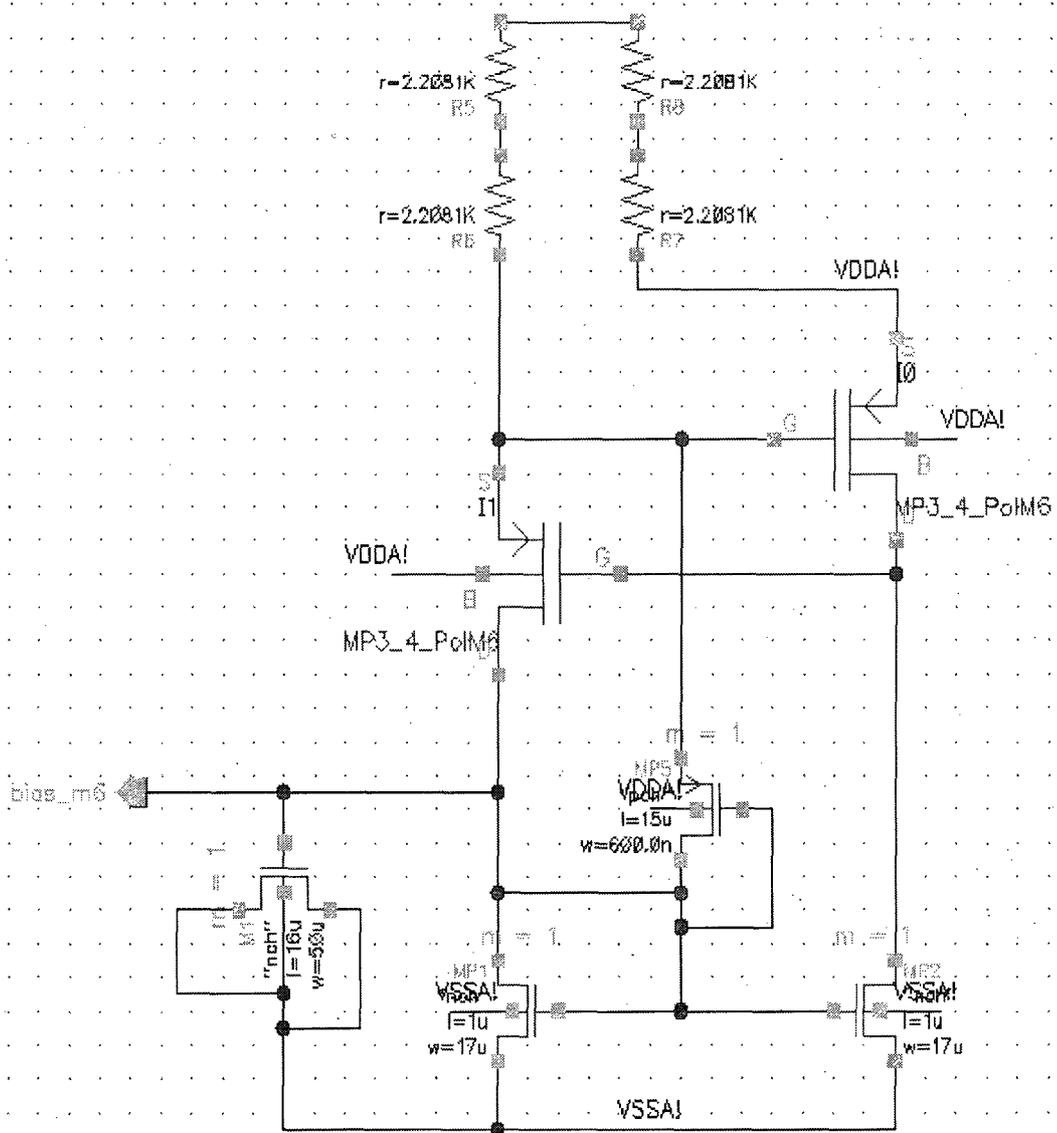


Figure B.6 : Schéma électrique du circuit de polarisation Pol\_M6.

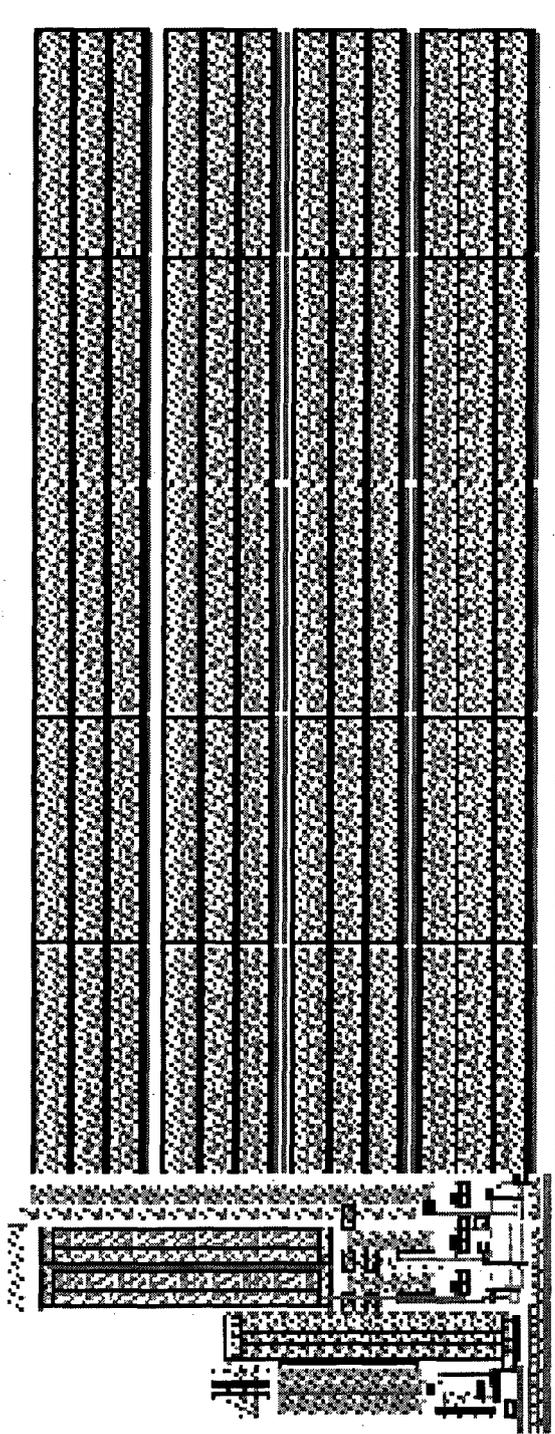


Figure B.7 : Dessin des masques des circuits de polarisation.

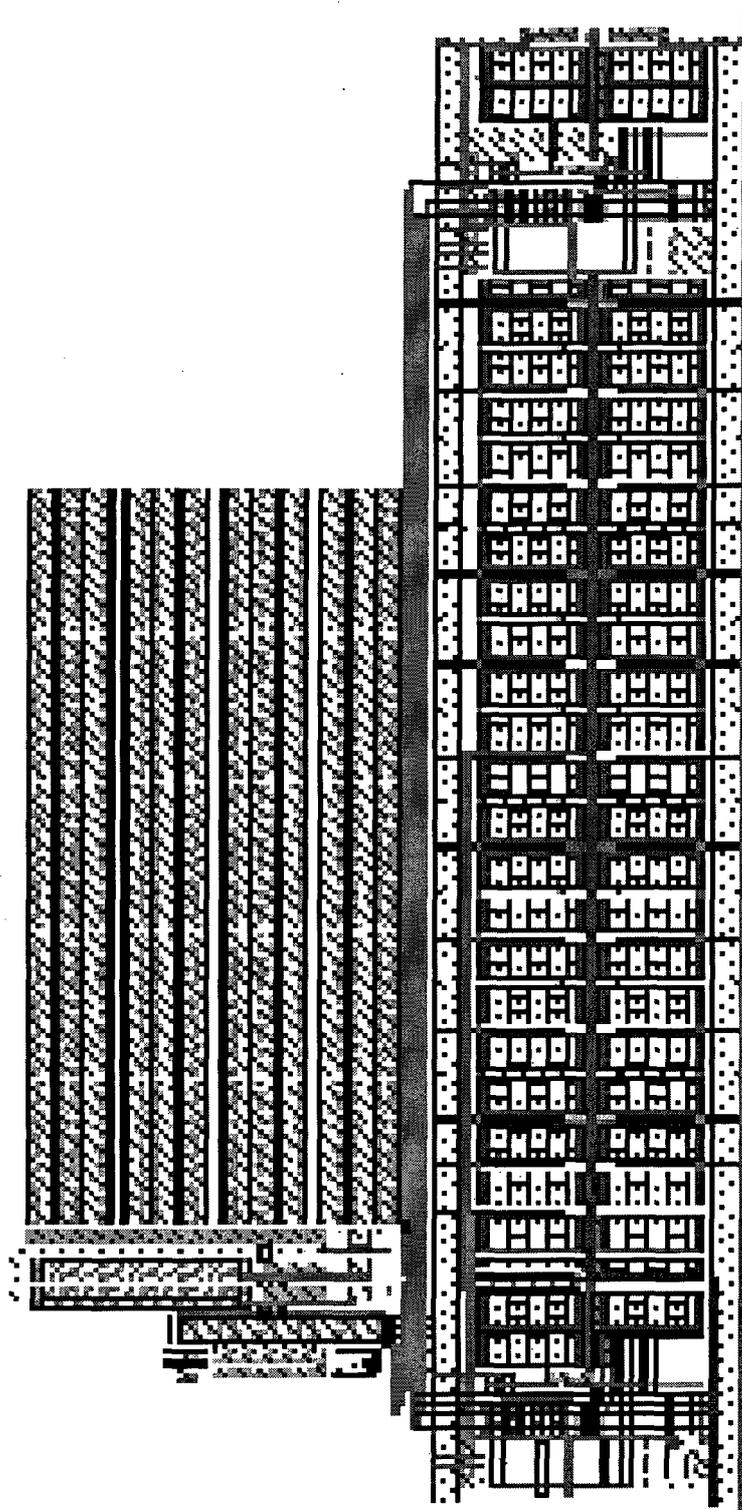


Figure B.8 : Dessin des masques du préamplificateur avec ses polarisations et la charge capacitive du pôle-zero.

## LISTES DES RÉFÉRENCES

- ALLEN, P. E. et HOLBERG, D. R. (2002). *CMOS Analog Circuit Design*. 2nd édition. Oxford University press, 784 p.
- ANELLI, G., CAMPBELL, M., DELMASTRO, M., FACCIO, F., FLORIST, S., GIRALDO, V., HEIJNE, E., JARRON, P., KLOUKINAS, K., MARCHIORO, A., MOREIRA, P. et SNOEYS, W. (1999). Radiation Tolerant VLSI Circuits in Standard Deep Submicron CMOS Technologies for the LHC Experiments: Practical Design Aspects. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 46, n° 6, p. 1690-1696.
- ANELLI, G., DE GERONIMO, G., O'CONNOR, P. et PIEMONTE, C. (2006). Optimum Segmentation and Thickness of Silicon Pixel Detectors for Signal to Noise Ratio and Timing Resolution. *2006 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference*. Conference Record, volume 17. IEEE, San Diego, USA p. 671-680.
- BÉRARD, P. (2006). *Conception et réalisation d'un simulateur tomographique TEP/TDM à base d'un détecteur unique*. Mémoire, Université de Sherbrooke, Sherbrooke, 124 p.
- BÉRARD, P., BERGERON, M., PÉPIN, C. M., CARDORETTE, J., TÉTRAULT, M. A., VISCOGLIOSI, N., FONTAINE, R., DAUTET, H., DAVIES, M., DESCHAMPS, P. et LECOMTE, R. (2008). Development of a 64-channel APD Detector Module with Individual Pixel Readout for Submillimeter Spatial Resolution in PET. *5th NDIP Conference, New developments in Photodetection*, Aix-les-Bains, France, 15-20 Juin 2008
- BÉRARD, P., RIENDEAU, J., PEPIN, C. M., ROULEAU, D., CARDORETTE, J., FONTAINE, R. et LECOMTE, R. (2007). Investigation of the LabPET detector and electronics for photon-counting CT imaging. *Nuclear instruments methods in physics research. Section A, Accelerators, spectrometers, detectors and associated equipment*, volume 571, n°1, p. 114.
- BERGERON, M., CADORETTE, J., BEAUDION, J. F., LEPAGE, M. D., ROBERT, G., SELIVANOV, V., TETRAULT, M. A., VISCOGLIOSI, N., NORENBURG, P., FONTAINE, R. et LECOMTE, R. (2009). Performance Evaluation of the LabPET APD-Based Digital PET Scanner. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 56, n° 1, p. 10-16.
- BINKLEY, D. M. et BLALOCK, B. J. AND ROCHELLE, J. M. (2006). Optimizing Drain Current, Inversion Level, and Channel Length in Analog CMOS Design. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, volume 47, p. 137-163.
- BINKLEY, D. M., PUCKETT, B. S., CASEY, M. E., LECOMTE, R. et SAOUDI, A. (2000). A power-efficient, low-noise, wideband, integrated CMOS preamplifier for LSO/APD PET systems. *1999 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference*, 1999 IEEE Nuclear Science Symposium. Conference Record, volume 47. IEEE, Seattle, WA, USA, p. 810-817.

- BUZHAN, P., DOLGOSHEIN, B., FILATOV, L., ILYIN, A., KANTZEROV, V., KAPLIN, V., KARAKASH, A., KAYUMOV, F., KLEMIN, S. et POPOVA, E. S. S. (2003). Silicon photomultiplier and its possible applications. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, volume A, n° 504, p. 48-52.
- CACCIA, M. (2009). RAPSODI: RAdiation Protection with Silicon Optoelectronic Devices and Instruments. *7th International Meeting on Front -End Electronics*, Montauk, NY, USA.
- CASEY, M. E., REYNOLDS, C., BINKLEY, D. M. et ROCHELLE, J. M. (2003). Analysis of timing performance for an APD-LSO scintillation detector. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, volume A 504, p. 143-148.
- CERN (the cristal clear collaboration, scintillateur for medical imaging. Dans CERN, [http://crystalclear.web.cern.ch/crystalclear/medical\\_imaging.htm#Crystals%20for%20PET%20Scanners](http://crystalclear.web.cern.ch/crystalclear/medical_imaging.htm#Crystals%20for%20PET%20Scanners) (page consultée le 08/18 2008).
- CHANG, Z. Y. et SANSEN, W. M. C. (1991). *Low Noise Wide-Band Amplifier in Bipolar and CMOS Technologies*. Kluwer Academic Publishers, 212 p.
- CHANG, Z. Y. et SANSEN, W.M.C. (1991). *Low-Noise Wide-Band Amplifiers in Bipolar and CMOS Technologies*. kluwer academic publishers, 209 p.
- CHERRY, S. R. (2006). *The 2006 Henry N. Wagner lecture: of mice and men (and positrons) advances in PET imaging technology*, Society of Nuclear Medicine, [New York], volume 47, n° 11, p. 1735-1745.
- CHERRY, S. R. et SORENSON, J. A. et PHELPS, M. E. (2003). *Physics in Nuclear Medicine*. 3ème édition. W B Saunders Co, 544 p.
- CMC (2008). *CMC's Flip-Chip Assembly Service*. User Guide, Document ICI-135 V1.2, 21 p.
- COLEMAN, R., DELBEKE, D., GUIBERTEAU, M., CONTI, P., ROYAL, H., WEINREB, J., SIEGEL, B., FEDERLE, M., TOWNSEND, D. et BERLAND, L. (2005). Concurrent PET/CT with an integrated imaging system: Intersociety Dialogue from the joint working group of the american college of radiology, the society of nuclear medecine, and the society of computed tomography and magnetic resonance. *The Journal of nuclear medicine*, volume 46, n° 7, p. 1225-1239.
- COMER, D. J. et COMER, D. T. (2004). Operation of Analog MOS Circuit in the Weak or Moderate Inversion Region. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 47, n° 4, p. 430-434.
- D'ASTOUS, C. (2003). Le génome de la souris décodé. Dans radio canada, [http://www.radio-canada.ca/actualite/decouverte/reportages/2003/01-2003/2003\\_jan26/souris.html](http://www.radio-canada.ca/actualite/decouverte/reportages/2003/01-2003/2003_jan26/souris.html) (page consultée le 05/22 2008).

- DAVIS, W. R., WILSON, J., MICK, S., XU, J., HUA, H., MINEO, C., SULE, A. M., STEER, M. et FRANZON, P. D. (2005). Demystifying 3D ICs: the pros and cons of going vertical. *IEEE Design & Test of Computers*, volume 22, n° 6, p. 498-510.
- DE DREUILLE, O., MASZELIN, P., FOEHRENBACH, H., BONARDEL, G. et GAILLARD, J. (2002). Principe et technique de la tomographie par émission de positrons (TEP). Dans Principe et technique de la tomographie par émission de positrons (TEP). *Encyclopédie Médico-Chirurgicale, Radiodiagnostic IV*. Elsevier, p. 1-22.
- DE GERONIMO, G., DRAGONE, A., GROSHOLZ, J., O'CONNOR, P. et VERNON, E. (2007). ASIC With Multiple Energy Discrimination for high-Rate Photon Counting Applications. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 54, n° 2, p. 303-312.
- DE GERONIMO, G., FRIED, J., PHILIPS, B. F., VERNON, E. et WULF, E. A. (2008). Front-End ASIC for a Silicon Compton Telescope. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 55, n° 4, p. 2323-2328.
- DE GERONIMO, G. et O'CONNOR, P. (2000). A CMOS Fully Compensated Continuous Reset System. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 47, n° 4, p. 1458-1462.
- DE GERONIMO, G. et O'CONNOR, P. (2005). MOSFET Optimization in Deep submicron Technology for Charge amplifiers. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 52, n° 6, p. 3223-3232.
- DEGERONIMO, G., O'CONNOR, P. et GROSHOLZ, J. (2000). A CMOS Baseline Holder (BLH) for Readout ASICS. *IEEE transaction on Nuclear Science*, volume 47, n° 3, p. 818-822.
- DUMOUCHEL, T., SELIVANOV, V., CADORETTE, J., LECOMTE, R. et DeKEMP, R. A. (2006). MLEM Reconstructed Image Resolution from the LabPET Animal Scanner. *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record* p. 3388-3391.
- ENZ, C. et KRUMMENACHER, F. et VITTOZ, E. (1995). An Analytical MOS Transistor Model Valid in All Region of Operation and Dedicated to Low Voltage and Low Current Application *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, volume 8, p. 83-114.
- FINOCCHIARO, P., PAPPALARDO, A., COSENTINO, L., BELLUSO, M., BILLOTTA, S., BONANNO, G. et DI MAURO, S. (2009). Features of Silicon Photo Multipliers: Precision Measurements of Noise, Cross-Talk, Afterpulsing, Detection Efficiency. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 56, n° 3, p. 1033-1041.
- FONTAINE, R., VISCOGLIOSI, N., SEMMAOUI, H., BÉLANGER, F., TÉTRAULT, M. A., MICHAUD, J. B., BÉRARD, P., CARDORETTE, J., PÉPIN, C. M. et LECOMTE, R. (2007). Digital signal processing applied to crystal identification in Positron Emission Tomography dedicated to small animals. *Nuclear instruments & methods in physics research*, volume 571, n° 1-2, p. 385-388.

- FONTAINE, R., BÉLANGER, F., VISCOGLIOSI, N., SEMMAOUI, H., TÉTRAULT, M. A., PÉPIN, C. M., CARDORETTE, J. et LECOMTE, R. (2009). The Hardware and Signal Processing Architecture of LabPET, a Small Animal APD-based Digital PET Scanner. *IEEE Transaction on Nuclear Science*, volume 56, n° 1 p. 3-9.
- GATTI, E. et MANFREDI, P.F. (1986). Processing the signal from solid-state detectors in elementary particle physics. *La rivista del Nuovo Cimento*, volume 9, n° 1, p. 1-146.
- GRAMEGNA, G., O'CONNOR, P., REHAK, P. et HART, S. (1997). CMOS preamplifier for low-capacitance detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, volume A, n° 390, p. 241-250.
- GREGORG, D. (2009). Front End Electronics using 3D Integrated Circuits. *International Meeting on Front End Electronic*, Montauk, NY, USA
- GREGORIAN, R. (1999). *Introduction to CMOS OP-AMPs and Comparators*. 1ère édition. Wiley-Interscience, 360 p.
- GRYBOS, P., IDZIK, M. et MAJ, P. (2007). Noise Optimization of Charge Amplifiers With MOS Input Transistors Operating in Moderate Inversion Region for Short Peaking Times. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 54, n° 3, p. 555-560.
- HAMAMATSU (2007). *MPPC: Multi-Pixel Pixel Photon Counter*. 1-16 p. [http://sales.hamamatsu.com/assets/applications/SSD/mppc\\_kapd9003e02.pdf](http://sales.hamamatsu.com/assets/applications/SSD/mppc_kapd9003e02.pdf)
- HAUTE AUTORITÉ de SANTÉ (HAS) (2007). Évaluation et état des lieux de la tomographie par émission de positons couplée à la tomodensitométrie (TEP-TDM). Dans *Haute Autorité de Santé (HAS)*. [http://www.has-sante.fr/portail/upload/docs/application/pdf/TEP\\_TDM\\_rap.pdf](http://www.has-sante.fr/portail/upload/docs/application/pdf/TEP_TDM_rap.pdf) (page consultée le 09/08 2008).
- HEERING, A., ROHLF, J., FREEMAN, J., LOS, S., KULESHOV, S., BANERJEE, S., SCHMIDT, I., MUSIENKO, Y., LEBOLO, L. et DIAZ, J. (2007). Large-Area SiPMs for the CMS Hadron Outer Calorimeter. *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record* Honolulu, Hawaii, p. 1545-1550.
- HOA, D. (2007). Séquence IRM. Dans e-mri, *e-mri*. <http://www.e-mri.org/fr/sequences-irm/introduction.html> (page consultée le 11/13 2008).
- HUBBELL, J. H. et SELTZER, S. M. (2004). Tables of X-Ray Mass Attenuation Coefficients and Mass Energy-Absorption Coefficients from 1 keV to 20 MeV for Elements Z = 1 to 92 and 48 Additional Substances of Dosimetric Interest. Dans *National Institute of Standards and Technology*, <http://physics.nist.gov/PhysRefData/XrayMassCoef/cover.html> (page consultée le 08/31 2008).
- INTERSIL (November 1996). *Feedback, Op Amps and Compensation*. Application Note, AN9415.3, 12 p.

- JOHNS, D. A. et MARTIN, K. (1997). *Analog Integrated Circuit Design*. John Wiley & Sons, 706 p.
- KAMEL, E., HANY, T. F., BURGER, C., TREYER, V., LONN, A. H., SCHULTHESS, G. K. et Buck, A. (2002). CT vs 68Ge attenuation correction in a combined PET/CT system: evaluation of the effect of lowering the CT tube current. *European Journal of Medical and molecular Imaging*, volume 29, n° 346, p. 350.
- KASAHARA, T., MURAYAMA, H., OMURA, T., YAMASHITA, T., ISHIBASHI, H., KAWAI, H., INADAMA, N., UMEHARA, T., ORITA, N. et TSUDA, T. (2003). Improvement of the Depth of Interaction Detector for PET on Full Energy Pulse Height Uniformity. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 50, n° 5, p. 1439-1444.
- KNOLL, G. (2000). *Radiation Detection and Measurement*. 3ième édition. John Wiley & Sons, 816 p.
- LECOMTE, R. (2004). Technology challenges in small animal PET imaging. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, volume A 527, p. 157-165.
- LECOMTE, R. (2007). Medical Imaging: Scintigraphy, SPECT and PET. *TRIUMF Summer Institute 2007*.
- LECOMTE, R., CADORETTE, J., RICHARD, P., RODRIGUE, S. et ROULEAU, D. (1994). Design and Engineering Aspects of a High Resolution Positron Tomograph for Small Animal Imaging. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 41, n° 4, p. 1446-1452.
- LECOMTE, R., CADORETTE, J., RODRIGUE, S., ROULEAU, D., BENTOURKIA, M., YAO, R. et MSAKI, P. (1996). Initial Results from the Sherbrooke Avalanche Photodiode Positron Tomograph. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 43, n° 3, p. 1952-1957.
- LECOMTE, R., PÉPIN, C. M., ROULEAU, D., SAOUDI, A., ANDREACO, M. S., CASEY, M. E., NUTT, R., DAUTET, H. et WEBB, P. P. (1998). Investigation of GSQ, LSO and YSO Scintillators using reverse avalanche photodiodes. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 45, n° 3, p. 478-482.
- LLOSA, G., BELCARI, N., BISOGNI, M. G., COLLUAZUOL, G., MARCATILI, S., MOEHRS, S., MORSANI, F., PIEMONTE, C. et DEL GUERRA, A. (2009). Energy and Timing Resolution Studies With Silicon Photomultipliers (SiPMs) and 4-Pixel SiPM Matrices for PET. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 56, n° 3, p. 543-548.
- LOUVARD, D. (2006). Génomique, protéomique et imagerie : trois chemins vers des découvertes. Dans *Journal de l'institut curie*, [http://www.curie.fr/home/presse/jic\\_article.cfm/lang/fr/jic\\_article/411.htm](http://www.curie.fr/home/presse/jic_article.cfm/lang/fr/jic_article/411.htm) (page consultée le 08/01 2008).

- LUNDQVIST, M., CEDERSTRÖM, B., CHMILL, V., DANIELSSON, M. et HASEGAWA, B. (2001). Evaluation of a photon counting X-ray imaging system. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 48, n° 4, p. 1530-1537.
- MALAKOFF, D. (2000). The Rise of the Mouse, Biomedicine's Model Mammal. *Science*, volume 288, n° 5464, p. 248-253.
- MANFREDI, P. M., LEONA, A., MANDELLI, E., PERAZZO, A. et RE, V. (2000). Noise limits in a front-end system based on time-over-threshold signal processing. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, volume 439, p. 361-367.
- MANGHISONI, M., RATTI, L., RE, V., SPEZIALI, V. et TRAVERSI, G. (2006). Noise Performances of 0.13 um CMOS Technologies for Detector Front-End Applications. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 53, n° 4, p. 2456-2462.
- MAZZILLO, M., CONDORELLI, G., SANFILIPPO, D., VALVO, G., CARBONE, B., FALLICA, G., BILLOTTA, S., BELLUSO, M., BONANNO, G., COSENTINO, L., PAPPALARDO, A. et FINOCCHIARO, P. (2009). Silicon Photomultiplier Technology at STMicroelectronics. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 56, n° 4, p. 2434-2442.
- MEIKLE, S. R., BEEKMAN, F. J. et ROSE, S. E. (2006). *Complementary molecular imaging technologies: High resolution SPECT, PET and MRI*, Drug Discovery Today: Technology, volume 3, n° 2, p. 187-194.
- MOSSET, J. -. (2006). *Développement d'un module de détection phoswich LSO/LuYAP pour un prototype de caméra à positrons ClearPET*. PhD, Thèse, École Polytechnique Fédéral de Lausanne, Lausanne, Suisse, 173 p.
- MURAYAMA, H., ISHIBASHI, H., OMURA, T. et YAMASHITA, T. (2000). Design of a Depth of Interaction Detector with a PS-PMT for PET. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 47, n° 3, p. 1045-1050.
- NICLASS, C., GERSBACH, M., HENDERSON, R., GRANT, L. et CHARBON, E. (2007). A Single Photon Avalanche Diode Implemented in 130-nm CMOS Technology. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, volume 13, n° 4, p. 863-869.
- O'CONNOR, P. et DE GERONIMO, G. (2002). Prospects for charge sensitive amplifiers in scaled CMOS. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, volume 480, p. 713-725.
- O'CONNOR, P., GRAMEGNA, G., REHAK, P., CORSI, F. et MARZOCCA, C. (1997). CMOS Preamplifier with High Linearity and Ultra Low Noise for X-Ray Spectroscopy. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 44, n° 3, p. 318-325.

- PÉPIN, C. M. (2007a). *Développement et évaluation de détecteurs multicristaux à base de photodiodes avalanches pour scanner bimodal TEP/TDM*. PhD, Thèse, Université de Sherbrooke, Sherbrooke, Québec, Canada, 217 p.
- PÉPIN, C. M., St-PIERRE, C., FORGUES, J. -, KURATA, Y., SHIMURA, N., USUI, T., TAKEYAMA, T., ISHIBASHI, H. et LECOMTE, R. (2007b). Physical Characterization of the LabPET™ LGSO and LYSO Scintillators. *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, volume N49-2, p. 2292-2295.
- PERKINELMER (2006). *Avalanche photodiode a User Guide: Understanding Avalanche photodiode for improving system performance*, User Guide, 8 p. [http://optoelectronics.perkinelmer.com/content/applicationnotes/app\\_apdusersguide.pdf](http://optoelectronics.perkinelmer.com/content/applicationnotes/app_apdusersguide.pdf)
- PETRILLO, G.A., MCINTYRE, R.J., LECOMTE, R., LAMOUREUX, G., SCHMITT, D. (1984) Scintillation detection with large-area reach-through avalanche photodiodes, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 31, n° 1, pp. 417-423.
- PIET DE MOOR (2009). 3D Integrated Imaging Systems. *Front End Electronic Workshop*, Montauk, NY, USA.
- PRATTE, J. F. (2008). *Électronique Frontale Intégrée pour le RatCAP* PhD, Thèse, Université de Sherbrooke, Sherbrooke, 158 p.
- PRATTE, J. F., JUNNARKAR, S., DEPTUCH, G., FRIED, J., O'CONNOR, P., RADEKA, V., VASKA, P., WOODY, C., SCHLYER, D., STOLL, S., MARAMRAJU, S. H., KRISHNAMOORTHY, S., LECOMTE, R. et FONTAINE, R. (2008). The RatCAP Front-End ASIC. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 55, n° 5, p. 2727-2735.
- PRATTE, J. F., ROBERT, S., DE GERONIMO, G., O'CONNOR, P., STOLL, S., PÉPIN, C. M., FONTAINE, R. et LECOMTE, R. (2004). Design and Performance of 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS Charge Preamplifiers for APD-Based PET Scanners. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 51, n° 5, p. 1979-1985.
- PRATTE, J. -, DE GERONIMO, G., JUNNARKAR, S., O'CONNOR, P., YU, B., ROBERT, S., RADEKA, V., WOODY, C., STOLL, S., VASKA, P., KANDASADAMY, A., LECOMTE, R. et FONTAINE, R. (2004). Front-end electronics for the RatCAP mobile animal PET scanner. *IEEE Trans.Nucl.Sci.*, volume 51, n° 4, p. 1318-23.
- RADEKA, V. (1988). Low-noise techniques in detectors. *Annual Review of Nuclear and Particle Science*, volume 38, p. 217-277.
- RADEKA, V. (2009). Short Course: Detector Signal Processing. *2010 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Orlando*, Floride, USA, 65 p.
- RAZAVI, B. (2001). *Design Of Analog CMOS integrated Circuits*. McGraw- Hill, 684 p.

- RE, V., MANGHISONI, M., RATTI, L., SPEZIALI, V. et TRAVERSI, G. (2005). Survey of Noise Performances and Scaling Effect in Deep Submicrometer CMOS Devices From Different Foundries. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 52, n° 6, p. 2733-2740.
- REY, M. (2007). *Étude du Tomographe de Haute résolution pour petits animaux ClearPET par la méthode de Monte Carlo*. PhD, Thèse, École Polytechnique Fédéral de Lausanne, Lausanne, Suisse, 152 p.
- RIENDEAU, J. (2007). *Tomodensitométrie par comptage de photons*. Maîtrise, Université de Sherbrooke, Sherbrooke, 96 p.
- ROBERT, S. (2005). *Conception d'un préamplificateur de charge pour un scanner TEP/TDM sur technologie CMOS 0.18 um*. Maîtrise, Université de Sherbrooke, Sherbrooke, Québec, Canada, 139 p.
- SANSEN, W. M. C. (2006). *Analog Design Essentials*. The Springer International Series in Engineering and Computer Science, Springer, Netherlands, 780 p.
- SEDRA, A. S. et SMITH, K. C. (2003). *Microelectronic Circuits*. 5<sup>ième</sup> édition. Oxford University Press, USA, 1392 p.
- SIEMENS MEDICAL (2008). *Brochure: Inveon No Limits on Discovery*. 11 p. [http://www.medical.siemens.com/siemens/en\\_INT/gg\\_nm\\_FBAs/files/broch/br\\_09\\_inveon.pdf](http://www.medical.siemens.com/siemens/en_INT/gg_nm_FBAs/files/broch/br_09_inveon.pdf)
- SPIELER, H., Short course: Front-End Electronics for Detectors. 2007 *IEEE Nuclear Science Symposium Conference*, Honolulu, Hawaii. 84 p.
- STROTHER, S. C., CASEY, M. E. et HOFFMAN, E. J. (1990). Measuring PET Scanner Sensitivity: Relating Count rates to Image Signal-to-Noise Ratio using noise equivalent counts. *Transaction on Nuclear Science*, volume 37, n° 2, p. 783-788.
- THEDE, L. (2004). *Practical Analog And Digital Filter Design*. Artech House Publishers, 270 p.
- TOWNSEND, D. W., JONATHAN, P. J., CARNEY, YAP, J. T. et HALL, N. C. (2004). *PET/CT today and tomorrow*, Society of Nuclear Medicine, [New York], volume 45, n° 1, p. 4-14.
- TSIVIDIS, Y. P. et SUYAMA, K. (1994). MOSFET Modeling for Analog Circuit CAD: Problems and Prospects. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 29, n° 3, p. 210-216.
- TUINHOUT, H., PELGROM, M., PENNING DE VRIES, R. et VERTREGT, M. (1996). Effects of metal coverage on MOSFET matching. *Electron Devices Meeting*, p. 735-738.

- TURKINGTON, T. G. (2001). Introduction to PET Instrumentation. *Journal Of Nuclear Medicine Technology*, volume 29, n° 1, p. 1-8.
- VALKENBURG, M. E. V. (1995). *Analog Filter Design*. Oxford University Press, USA, 624 p.
- WEBB, P. P. et McINTYRE, R. J. (1976). Large area reach-through avalanche diodes for X-Ray spectroscopy. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 23, n° 1, p. 138-144.