



# Electronique d'acquisition d'une gamma-caméra

R. Gaglione

## ► To cite this version:

R. Gaglione. Electronique d'acquisition d'une gamma-caméra. Physique [physics]. Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2005. Français. NNT: . tel-00011068

**HAL Id: tel-00011068**

**<https://theses.hal.science/tel-00011068>**

Submitted on 21 Nov 2005

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

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

N° d'ordre : D.U.1605

PCCFT : 0505

EDSPIC : 333

UNIVERSITÉ CLERMONT-FERRAND II – BLAISE PASCAL  
ECOLE DOCTORALE  
SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR DE CLERMONT-FERRAND

# THESE

Présentée par

Renaud GAGLIONE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR D'UNIVERSITÉ

SPÉCIALITÉ : Matériaux et composants pour l'électronique

**Electronique d'acquisition d'une gamma-caméra**

Soutenue publiquement le 3 novembre 2005 devant le Jury :

M. Alain BALDIT	Président
M. Patrick LE DÛ	Rapporteur
M. Bernard ILLE	Rapporteur
M. Laurent LUONG	Examineur
M. Jacques LECOQ	Co-directeur de Thèse
M. Gérard MONTAROU	Co-directeur de Thèse
M. Gérard BOHNER	Invité



# Remerciements

Tout d’abord, je souhaite remercier Bernard Michel, ancien directeur, pour m’avoir accueilli dans son laboratoire ainsi qu’Alain Baldit qui a pris sa suite à la tête du Laboratoire de Physique Corpusculaire.

Merci à Patrick le Dû et Bernard Ille pour avoir accepté de rapporter cette thèse.

Ensuite, ma gratitude se porte sur mes directeurs de thèse, d’une part Jacques Lecoq pour m’avoir transmis une partie de son savoir et de son expertise en électronique, toujours avec un grand souci pédagogique, et d’autre part Gérard Montarou, qui m’a proposé ce sujet de thèse, trouvé les financements nécessaires aux différentes réalisations et m’a ouvert la voie de la recherche en imagerie médicale.

J’ai été sensible à l’accueil de l’équipe microélectronique : Gérard Bohner, Laurent Royer, Samuel Manen et Rémi Cornat, dont j’ai agréablement partagé le quotidien pendant ces années de thèse, et dont l’aide a été indispensable lors de la conception des prototypes !

Je remercie chaleureusement l’équipe électronique : Michel Crouau pour le temps passé avec moi sur le banc de test des photomultiplicateurs, sa grande expérience et sa disponibilité, Michel Brossard pour avoir eu la patience de répondre à mes incessantes questions, Christian Fayard, Bernard Ronfet, Eric Sahuc et Marie-Lise Mercier pour leur sympathie et la qualité de leurs réalisations.

L’aide précieuse de Jacques Berthot dans l’analyse des données des photomultiplicateurs m’a été indispensable, ainsi que son implication dans le projet.

Les véritables compétences en informatique de Daniel Lambert et de Philippe Chasagny, m’ont sauvé des eaux plus d’une fois ! Je les en remercie vivement.

Je remercie François Daudon et Philippe Jacquet, respectivement pour la conception et le soin apporté aux réalisations des ensembles mécaniques nécessaires au banc de test.

Ce fut un immense plaisir et extrêmement instructif d’échanger quelques mots autour d’un café ou d’un banc de test avec Louis-Pierre Says et Stéphane Monteil.

Je ne saurais oublier Julien Laubser, qui a su me supporter pendant tout ce temps et Pierre-Etienne Vert, dont l’agréable compagnie m’a permis de surmonter de nombreuses difficultés. Ce sera bientôt votre tour d’écrire ces lignes !

Merci Kaya pour tes relectures et tes remarques pertinentes, tant sur le contenu de mon manuscrit que sur la vie en général. Je te remercie pour ta présence et te souhaite de réussir ta thèse et tous les projets qui te tiennent à cœur.

# Table des matières

Remerciements	iii
Table des matières	vii
Table des figures	xi
Liste des tableaux	xiii
Introduction	1
<b>1 Description d'une gamma-caméra</b>	<b>3</b>
1.1 Généralités sur l'imagerie nucléaire . . . . .	3
1.1.1 Définition . . . . .	3
1.1.2 Traceurs utilisés . . . . .	3
1.1.3 Interactions des photons gamma avec la matière . . . . .	4
1.1.4 Appareillages existants . . . . .	6
1.2 Principe de fonctionnement d'une gamma-caméra . . . . .	6
1.3 Eléments constitutifs . . . . .	7
1.3.1 Collimateur . . . . .	7
1.3.2 Scintillateur . . . . .	11
1.3.3 Tubes photomultiplicateurs . . . . .	12
1.3.4 Configuration de base : la caméra d'Anger . . . . .	13
1.4 Caractéristiques d'un imageur plan . . . . .	14
1.5 Corrections et améliorations . . . . .	16
1.6 Développements actuels . . . . .	17
<b>2 Photomultiplicateur H8500</b>	<b>19</b>
2.1 Caractéristiques du H8500 . . . . .	19
2.1.1 Description . . . . .	19
2.1.2 Caractéristiques . . . . .	21
2.2 Description du banc de test des PM . . . . .	21
2.2.1 Table motorisée . . . . .	22
2.2.2 Source lumineuse . . . . .	24
2.2.3 Electronique d'acquisition . . . . .	24
2.2.4 Logiciel de commande . . . . .	27
2.3 Mesures . . . . .	29
2.3.1 Gain . . . . .	30
2.3.2 Uniformité . . . . .	30
2.3.3 Efficacité . . . . .	31
2.3.4 Diaphonie . . . . .	32
2.3.5 Géométrie . . . . .	32
<b>3 Banc de test gamma-caméra</b>	<b>35</b>

3.1	Généralités . . . . .	35
3.2	Table motorisée . . . . .	36
3.3	Boîte blindée . . . . .	36
<b>4</b>	<b>Cahier des charges pour l'électronique</b>	<b>39</b>
4.1	Objectif . . . . .	39
4.2	Cahier des charges . . . . .	40
4.2.1	Gamme d'énergie et dynamique . . . . .	40
4.2.2	Précision, résolution . . . . .	40
4.2.3	Vitesse . . . . .	41
4.3	Choix techniques . . . . .	42
4.3.1	Technologie . . . . .	42
4.3.2	Déclenchement . . . . .	42
4.3.3	Architecture . . . . .	42
<b>5</b>	<b>Etage d'entrée</b>	<b>45</b>
5.1	Rôle . . . . .	45
5.2	Calculs . . . . .	45
5.2.1	Calcul de l'impédance d'entrée du grille commune . . . . .	45
5.2.2	Calcul de l'impédance d'entrée du super grille commune . . . . .	47
5.2.3	Calcul de l'impédance de sortie du super grille commune . . . . .	48
5.2.4	Estimation du bruit . . . . .	49
5.3	Conception et résultats de simulation . . . . .	52
5.3.1	Impédance d'entrée . . . . .	52
5.3.2	Impédance de sortie . . . . .	53
5.3.3	Structure multigain . . . . .	54
5.3.4	Linéarité . . . . .	55
5.3.5	Bande passante . . . . .	55
5.3.6	Consommation . . . . .	55
<b>6</b>	<b>Intégrateur</b>	<b>57</b>
6.1	Rôle . . . . .	57
6.2	Amplificateur . . . . .	57
6.2.1	Structure . . . . .	57
6.2.2	Performances . . . . .	59
6.3	Montage intégrateur . . . . .	59
6.3.1	Description . . . . .	59
6.3.2	Interrupteurs . . . . .	60
6.3.3	Performances . . . . .	61
<b>7</b>	<b>Convertisseur analogique-numérique</b>	<b>65</b>
7.1	Description du convertisseur . . . . .	65
7.2	Comparateur . . . . .	66
7.2.1	Conception . . . . .	66
7.2.2	Simulations . . . . .	68
7.3	Rampes . . . . .	70
7.3.1	Conception . . . . .	70
7.3.2	Simulation . . . . .	73
7.4	Logique du convertisseur . . . . .	73
7.5	Tests . . . . .	74
<b>8</b>	<b>Déclenchement</b>	<b>77</b>
8.1	Rôle . . . . .	77
8.2	Déclenchement . . . . .	77
8.2.1	Sommation des courants . . . . .	78

8.2.2	Comparateur . . . . .	78
8.3	Contrôle de l'intégrateur . . . . .	78
8.4	Contrôle de l'ADC . . . . .	80
8.5	Autres fonctionnalités . . . . .	81
8.5.1	Déclenchement . . . . .	81
8.5.2	Informations de sortie . . . . .	81
8.5.3	Distribution des horloges . . . . .	82
<b>9</b>	<b>Dessin des masques</b>	<b>85</b>
9.1	Historique des prototypes . . . . .	85
9.2	Dessin des masques . . . . .	86
9.3	Voie d'acquisition . . . . .	86
9.4	Bloc de déclenchement . . . . .	87
9.5	Circuit seize voies . . . . .	88
<b>10</b>	<b>Tests des prototypes</b>	<b>89</b>
10.1	Matériel . . . . .	89
10.2	Carte de tests . . . . .	89
10.3	Résultats . . . . .	90
<b>11</b>	<b>Unité logique</b>	<b>99</b>
11.1	Fonction . . . . .	99
11.2	Traitements . . . . .	99
11.2.1	Programmation des gains . . . . .	99
11.2.2	Correction des données . . . . .	100
11.2.3	Prétraitements . . . . .	100
11.2.4	Etiquetage en temps . . . . .	100
11.2.5	Elaboration d'un format de données . . . . .	100
11.2.6	Interface avec le système d'acquisition . . . . .	101
11.3	Dimensionnement . . . . .	101
	<b>Conclusions et perspectives</b>	<b>103</b>
	<b>Annexes</b>	<b>107</b>
<b>A</b>	<b>Interpréteur de commande</b>	<b>107</b>
<b>B</b>	<b>Bloc de déclenchement</b>	<b>111</b>
<b>C</b>	<b>Dessin des masques</b>	<b>115</b>





# Table des figures

1.1	Effet Compton . . . . .	4
1.2	Effet photoélectrique . . . . .	5
1.3	Effet de matérialisation . . . . .	5
1.4	Principe de la gamma-caméra . . . . .	7
1.5	Collimation des photons gamma . . . . .	7
1.6	Géométrie des collimateurs . . . . .	8
1.7	Exemple de collimateur . . . . .	9
1.8	Réponse d'un collimateur . . . . .	10
1.9	FTM* d'un collimateur . . . . .	10
1.10	FTM* d'un collimateur à $y=1$ . . . . .	11
1.11	Principe du tube photomultiplicateur . . . . .	13
1.12	Polarisation du PM . . . . .	13
1.13	Principe de la caméra d'Anger . . . . .	14
1.14	Spectre typique . . . . .	15
2.1	Le photomultiplicateur Hamamatsu H8500 . . . . .	19
2.2	Surfaces effectives de plusieurs assemblages de tubes photomultiplicateurs . . . . .	20
2.3	Table motorisée . . . . .	23
2.4	Table motorisée et flat panel . . . . .	23
2.5	Synoptique de la chaîne d'acquisition . . . . .	24
2.6	Table motorisée et fibre optique . . . . .	25
2.7	Photographie de la baie contenant l'électronique d'acquisition . . . . .	25
2.8	Préamplificateur . . . . .	26
2.9	Synoptique de l'interpréteur de script . . . . .	28
2.10	Exemple de parcours de la table . . . . .	28
2.11	Effet de la correction de la taille du spot sur l'uniformité . . . . .	29
2.12	Normalisation des réponses de trois anodes adjacentes . . . . .	30
2.13	Gain du H8500 . . . . .	31
2.14	Uniformité du PMT ZA3094 . . . . .	32
2.15	Coupe des anodes 10, 11 et 12 du PMT ZA3094 . . . . .	32
2.16	Efficacité du H8500 . . . . .	33
3.1	Synoptique de la chaîne d'acquisition . . . . .	35
3.2	Table motorisée et flat panel . . . . .	36
3.3	Boîte en plomb . . . . .	37
3.4	Exemple de spectre . . . . .	38
4.1	Vue d'un élément de la mini-tête . . . . .	39
4.2	Scintillation . . . . .	41
4.3	Synoptique de la chaîne d'acquisition . . . . .	43
5.1	Schéma simplifié de l'étage d'entrée . . . . .	46
5.2	Modèle de MOS pour le calcul de l'impédance d'entrée d'un montage grille commune . . . . .	47
5.3	Calcul de l'impédance d'entrée d'un montage super grille commune . . . . .	48

5.4	Montage équivalent pour le calcul de l'impédance de sortie d'un montage super grille commune . . . . .	49
5.5	Modèle d'un transistor MOS pour l'estimation du bruit . . . . .	51
5.6	Schéma équivalent du capteur . . . . .	52
5.7	Impédance d'entrée et de sortie du super grille commune . . . . .	53
5.8	Impédance de sortie du convoyeur . . . . .	53
5.9	Schéma simplifié de la programmation des gains . . . . .	54
5.10	Ecart à la linéarité du convoyeur de courant . . . . .	55
5.11	Bande passante et phase du convoyeur en gain 2 . . . . .	56
6.1	Amplificateur . . . . .	58
6.2	Gain et phase en différentiel . . . . .	59
6.3	Principe de l'intégrateur . . . . .	60
6.4	Schéma de l'intégrateur . . . . .	61
6.5	Schéma des interrupteurs électroniques . . . . .	61
6.6	Simulation parasitique et paramétrique de l'intégrateur . . . . .	62
6.7	Ecart à la linéarité de l'intégrateur . . . . .	63
6.8	Bande passante de l'intégrateur . . . . .	64
6.9	Bruit de l'intégrateur . . . . .	64
7.1	Schéma simplifié du convertisseur analogique numérique . . . . .	66
7.2	Schéma simplifié du comparateur . . . . .	67
7.3	Centroïde commun à 8 transistors . . . . .	68
7.4	Ecart à la linéarité du comparateur . . . . .	69
7.5	Principe de la génération des rampes différentielles . . . . .	71
7.6	Miroir cascodé et miroir cascodé avec polarisation améliorée . . . . .	71
7.7	Schéma du circuit de génération des rampes . . . . .	72
7.8	Simulation des rampes du convertisseur . . . . .	73
7.9	Simulation Monte-Carlo de la différence des courants de charge . . . . .	74
7.10	Simulation parasitique de l'ADC . . . . .	75
7.11	Simulation parasitique de l'écart à la linéarité de l'ADC . . . . .	75
7.12	Deux histogrammes de l'ADC 10 bits . . . . .	76
7.13	Linéarité et erreur à la linéarité . . . . .	76
8.1	Synoptique du système de déclenchement . . . . .	77
8.2	Sommation des courants . . . . .	78
8.3	Comparateur . . . . .	79
8.4	Simulation parasitique du déclenchement . . . . .	79
8.5	Schéma simplifié du monostable . . . . .	80
8.6	Trigger externe avec deux circuits en lecture intégrale . . . . .	81
8.7	Simulation d'une voie avec le bloc de déclenchement . . . . .	82
8.8	Simulation d'une voie avec le bloc de déclenchement . . . . .	83
8.9	Schéma du convertisseur LVDS vers LVCMOS . . . . .	83
9.1	Synoptique du dessin d'une voie avec son convertisseur . . . . .	86
9.2	Dessin d'une voie avec son convertisseur . . . . .	86
9.3	Microphotographie de l'intégrateur . . . . .	87
9.4	Synoptique du dessin du bloc de déclenchement . . . . .	88
9.5	Dessin du bloc de déclenchement . . . . .	88
10.1	Photographie de la carte de test . . . . .	90
10.2	Histogrammes en gain 2 . . . . .	92
10.3	Histogrammes en gain 3 . . . . .	93
10.4	Histogrammes en gain 6 . . . . .	94
10.5	Linéarité en gain 2 . . . . .	95

10.6	Linéarité en gain 3 . . . . .	95
10.7	Linéarité en gain 6 . . . . .	96
10.8	Ecart à la linéarité en gain 2 . . . . .	96
10.9	Ecart à la linéarité en gain 3 . . . . .	97
10.10	Ecart à la linéarité en gain 6 . . . . .	97
11.1	Schéma de principe de la correction des données . . . . .	100
B.1	Schéma du bloc de déclenchement . . . . .	113
C.1	Dessin du prototype 16 voies . . . . .	117



# Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques de cristaux couramment utilisés . . . . .	12
2.1	Spécifications constructeur du H8500 . . . . .	21
2.2	Valeurs maximales applicables au H8500 . . . . .	21
2.3	Caractéristiques du H8500 . . . . .	22
2.4	Uniformité du PMT ZA3094 . . . . .	31
2.5	Diaphonie autour de l'anode 19 . . . . .	33
3.1	Collimateurs utilisés . . . . .	36
3.2	Cristaux utilisés . . . . .	36
5.1	Performances en fonction du gain . . . . .	54
6.1	Bruit estimé en fonction de la porte d'intégration . . . . .	63



# Introduction

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre d'une collaboration entre le groupe AVIRM (Application et Valorisation des Interactions Rayonnement-Matière) du Laboratoire de Physique Corpusculaire (LPC) de Clermont-Ferrand et l'entreprise Hamamatsu, pour l'étude d'une électronique de lecture dédiée et fortement intégrée destinée à équiper un photomultiplicateur de la technologie *metal channel dynode*, le H8500, issu des développements d'Hamamatsu pour l'expérience ATLAS du LHC (Large Hadron Collider).

La scintimammographie est une des méthodes de dépistage du cancer du sein les plus efficaces. Cependant, les gamma-caméras actuelles ont des résolutions spatiale et en énergie limitées du fait des zones mortes de détection des tubes photomultiplicateurs utilisés pour leur fabrication. De par leur grande zone active, leur forme carrée, et leur configuration multianode, le nouveau concept de tubes photomultiplicateurs mis au point pour les programmes auprès du LHC est naturellement adapté aux applications médicales et plus particulièrement aux gamma-caméras.

Les travaux du LPC destinés à la recherche fondamentale sur les particules, comme les travaux auprès du collisionneur LHC au CERN (Centre Européen de Recherche Nucléaire), ont permis d'acquérir une grande expertise sur les tubes photomultiplicateurs et leur électronique associée. Les problématiques rencontrées en imagerie médicale étant proches de celles rencontrées en physique des hautes énergies, l'équipe AVIRM a pour but de valoriser ce savoir-faire et de le transposer à un système d'imagerie.

L'entreprise Hamamatsu, fabricant de photomultiplicateurs, a cofinancé ce travail pour disposer d'une électronique compacte, pouvant être commercialisée directement avec le photomultiplicateur, et obtenir ainsi un capteur intelligent, intégrant un maximum de traitements.

Après avoir rappelé les principes de l'imagerie nucléaire et dressé un cahier des charges, une analyse du capteur sera menée, puis la démarche de la conception de l'électronique d'acquisition sera détaillée et les résultats de mesures des tests des prototypes analysés.





# Chapitre 1

## Description d'une gamma-caméra

### 1.1 Généralités sur l'imagerie nucléaire

#### 1.1.1 Définition

Le terme d'imagerie nucléaire, et plus généralement de médecine nucléaire, comprend les applications biologiques et médicales des radioéléments artificiels. Ces applications reposent sur la faculté de détecter avec une très grande sensibilité les rayonnements émis par des atomes radioactifs injectés dans un organisme vivant. Les techniques *in vivo* actuelles sont basées essentiellement sur la scintigraphie, qui permet le dépistage cancéreux, l'étude des métabolismes, de différents secteurs de la physiopathologie, l'oncologie *etc.* Dans ces techniques *in vivo*, le produit radioactif est introduit dans l'organisme, ce qui permet aussi l'imagerie fonctionnelle.

#### 1.1.2 Traceurs utilisés

Un isotope radioactif d'un élément déterminé présente les mêmes caractéristiques chimiques que son homologue stable, à ceci près que l'on peut le détecter grâce à l'instabilité de son noyau, émetteur de rayonnements. Un atome radioactif appelé marqueur peut être fixé sur un type de cellules ou de molécules à étudier (appelées vecteur). La molécule ou la cellule marquée sera alors le traceur des molécules et cellules identiques non marquées. Au cours d'une réaction physiologique, le produit injecté au patient (marqueur) va se fixer sur les organes à examiner (tumeur cancéreuse, par exemple), et les atomes radioactifs vont permettre de suivre les atomes stables.

La matière vivante connue est constituée principalement d'oxygène, de carbone, d'azote et d'hydrogène. Ces constituants ne comportent pas d'isotope émetteur  $\gamma$  facilement accessible, mais un cyclotron permet de synthétiser des isotopes du carbone, de l'oxygène et de l'azote, tous émetteurs  $\beta^+$  (émetteurs de positons). Ces isotopes peuvent être utilisés pour le marquage du traceur, sous réserve qu'ils ne modifient pas son comportement.

D'autres marqueurs sont couramment utilisés, comme l'iode 131 ou 123 (étude de

la thyroïde), le chrome 51 (étude des globules rouges), l'indium 111 (étude des os et de la moëlle), le thallium 201, (étude du myocarde), le xénon 133 ou 127 (exploration pulmonaire). Le Fluoro-Désoxy-Glucose (FDG) marqué au fluor 18 est très utilisé en tomographie par émission de positons (TEP). Dans le cas du dépistage des ganglions sentinelles avec une gamma-caméra, du technétium 99 métastable ( $^{99m}\text{Tc}$ ) est utilisé, conditionné sous forme de pertechnate  $\text{TcO}_4^-$ . Sa période de demi-vie est de 6 h environ.

Ces éléments ne sont pas émetteurs  $\alpha$  et ont une faible durée de vie afin de limiter la contamination du patient. Il est évident que l'atome utilisé doit irradier le moins possible le patient. Un des enjeux est donc de diminuer la dose injectée pour l'obtention d'une image.

### 1.1.3 Interactions des photons gamma avec la matière

Les photons gamma émis par le radioélément vont interagir avec la matière vivante, soit avec un électron du milieu, soit plus rarement avec un noyau. Les principales interactions dans la gamme d'énergie utilisée en médecine sont l'effet Compton, l'effet photoélectrique, l'effet de matérialisation et l'effet Rayleigh.

**Effet Compton** Un photon d'énergie  $E$  (*cf.* figure 1.1) entre en interaction avec un électron et lui transfère une énergie  $E_a$ , le reste de l'énergie étant dans le photon diffusé. On a  $E_s = E - E_a$ . La loi de conservation de la quantité de mouvement fait qu'il existe une relation entre  $E_a$  (énergie de l'électron),  $E_s$  (énergie du photon diffusé) et les angles auxquels ils sont émis. L'énergie  $E_a$  est comprise entre 0 (choc tangentiel) et  $E_{a_{max}}$  (choc frontal). Les relations de Compton font apparaître qu'un photon ne peut pas transférer toute son énergie à une particule isolée, l'énergie du photon diffusé est donc comprise entre  $E$  (choc tangentiel) et  $E_{s_{min}}$  (choc frontal : le photon est alors diffusé vers l'arrière, c'est une rétrodiffusion). L'énergie de l'électron Compton  $E_a$  correspond à une énergie cinétique, absorbée par le milieu au voisinage du point d'interaction.

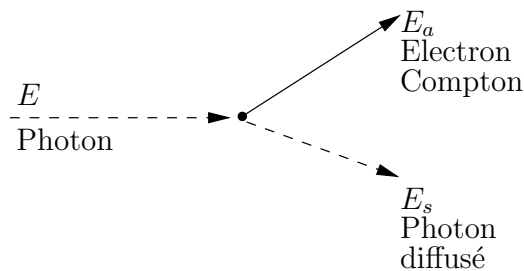


FIG. 1.1 – Effet Compton

**Effet Photoélectrique** La totalité de l'énergie  $E$  du photon incident est absorbée par l'atome (*cf.* figure 1.2). Cette énergie est transférée à un électron qui est éjecté de sa couche, généralement périphérique (énergie de liaison  $W_i$ ) et emporte l'excédent  $E_a =$

$E - W_i$  sous forme d'énergie cinétique. Cet effet ne peut avoir lieu que si  $E \geq W_i$ . L'atome cherchant à retourner dans un état stable, l'ionisation de la couche  $i$  entraîne l'émission de photons de fluorescence, ou de la projection d'un électron Auger pour les atomes de faible  $Z$  (nombre de charges).

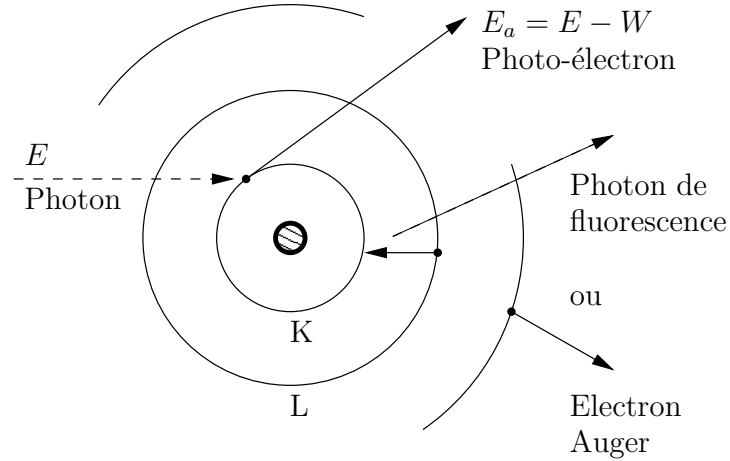


FIG. 1.2 – Effet photoélectrique

**Matérialisation – production de paire** Cet effet ne peut se produire que lorsqu'un photon suffisamment énergétique passe à proximité d'un noyau atomique. Le photon se matérialise sous forme d'un électron ( $e^-$ ) et d'un positon ( $e^+$  – cf. figure 1.3). Cet effet nécessite une énergie minimum de  $2 \times 511 \text{ keV} = 1.02 \text{ MeV}$ , qui correspond à la masse au repos des deux particules créées. Les deux particules épuisent alors leur énergie cinétique dans le milieu. Le positon s'annihile avec un électron du milieu et donne naissance à deux photons d'annihilation de 511 keV chacun, émis dans deux directions opposées (à  $180^\circ$  pour des particules au repos).

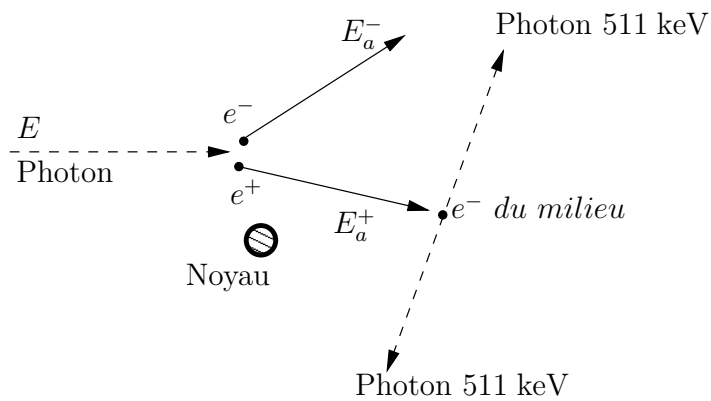


FIG. 1.3 – Effet de matérialisation

**Effet Rayleigh** Il s'agit d'une collision élastique entre le photon et un électron du milieu possédant une énergie de liaison forte. L'électron ne verra pas sa trajectoire modifiée, et l'énergie est cédée à l'atome entier. Le photon incident va alors changer de direction, voire être rétrodiffusé.

### 1.1.4 Appareillages existants

On distingue deux grandes familles d'appareillages pour l'imagerie médicale [1]. La première concerne tout ce qui est imagerie morphologique, pour de l'investigation anatomique. Cette famille compte par exemple la tomodensitométrie (scanner X), l'échographie ou l'imagerie par résonance magnétique nucléaire (IRM). La seconde concerne l'imagerie fonctionnelle, et plus particulièrement les méthodes d'imagerie nucléaire. Trois grands types d'imageurs coexistent, tous utilisent le principe de la scintigraphie :

- l'imagerie planaire monophotonique, c'est un détecteur à scintigraphie comme une gamma-caméra ;
- la tomographie monophotonique (ou SPECT : *Single Photon Emission Computed Tomography*), son principe est identique à l'imagerie planaire, mais le détecteur est en mouvement par rapport au patient (ou plusieurs imageurs planaires sont disposés tout autour de lui), l'image étant alors reconstruite en trois dimensions grâce à des algorithmes de calcul ;
- la tomographie par émission de positons (TEP ou PET : *Positron Emission Tomography*) utilise toujours le principe de la scintigraphie, mais les détecteurs sont organisés en couronne, de manière à détecter en coïncidence les paires de photons émises lors de l'effet de matérialisation.

## 1.2 Principe de fonctionnement d'une gamma-caméra

Une gamma-caméra, ou détecteur à scintillation (scintigraphe), est un imageur médical qui permet de mesurer et de visualiser la concentration d'un marqueur radioactif dans des tissus vivants.

Le  $^{99m}\text{Tc}$  émet des photons gamma d'énergie 141 keV (89 % des émissions), 18 keV (6 %) et 21 keV (1 %) de manière isotrope [2]. Pour former une image à deux dimensions (projection), un collimateur qui va permettre de privilégier les photons gamma venant d'une direction est utilisé. Ensuite, chaque photon gamma va interagir avec le scintillateur pour donner naissance à une gerbe de photons lumineux, recueillie sur les photodétecteurs (tubes photomultiplicateurs par exemple). Les signaux électriques sont alors lus, convertis puis traités afin de reconstruire une image [3]. Ce principe a été proposé puis mis en œuvre dès 1952 par H.O. Anger. Il reste toujours d'actualité grâce aux nombreuses améliorations technologiques effectuées.

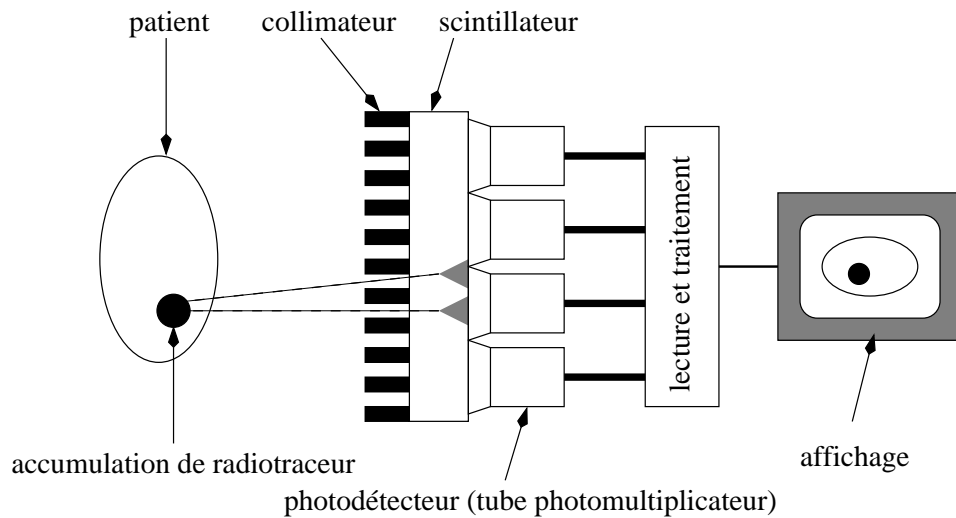


FIG. 1.4 – Principe de la gamma-caméra

## 1.3 Éléments constitutifs

### 1.3.1 Collimateur

#### Rôle

Par définition, l'image produite par un imageur planaire doit conserver l'information spatiale de la distribution du radioélément. Les photons gamma étant impossibles à dévier (comme le ferait une lentille avec des photons lumineux), la seule solution est d'absorber les rayons qui ne sont pas dans la direction voulue grâce à un matériau très dense comme du plomb ou du tungstène. Un bloc percé de trous dans la direction à privilégier est utilisé. Les parois où seront absorbés les photons gamma hors direction portent le nom de septas. Le collimateur fixe en grande partie les caractéristiques d'une gamma-caméra.

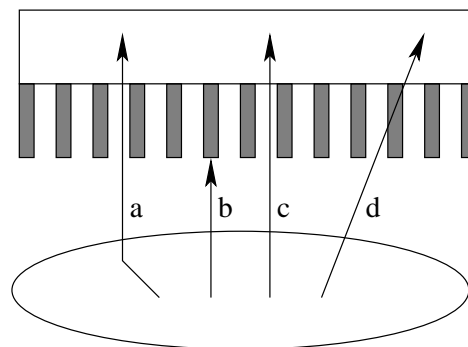


FIG. 1.5 – Collimation des photons gamma

D'après la figure 1.5, représentant un collimateur parallèle, différents cas peuvent se présenter pour les rayons qui arrivent jusqu'au collimateur :

- a : composante diffusée : le gamma a diffusé dans les tissus et a perdu une partie de son énergie (diffusion Compton) ;
- b : composante absorbée ;
- c : composante géométrique ;
- d : composante de pénétration septale : le gamma passa à travers un septa en y laissant une partie de son énergie (diffusion Compton).

## Géométrie

Les trous du collimateur peuvent être de formes variées : circulaire, carrée, triangulaire ou hexagonale. Il existe deux grands types de fabrication : par moulage (ou usinage selon le matériau) ou par assemblage de feuilles pliées ou de profils extrudés. Ce sont ces techniques de fabrication qui conduisent à des formes de trous différentes. Mais indépendamment, plusieurs géométries de collimateur coexistent selon l'usage (*cf.* figure 1.6) [4].

Parallèle (a) : constitué de trous parallèles, c'est le collimateur de base ;

Eventail (b) : (ou *fan-beam*) caractérisé par une focalisation convergente, très utilisé en tomographie, permet un grandissement des petits objets, mais son champ de vue est limité.

Sténopé (c) : (ou *pinhole*) permet de forts grandissements, mais son champ de vue est très limité. Utilisé pour la thyroïde. L'efficacité diminue très vite lorsqu'on s'éloigne du centre du collimateur.

D'autres types existent mais sont peu utilisés : sténopé multiple, plaques parallèles, trous obliques (imagerie cérébrale)...

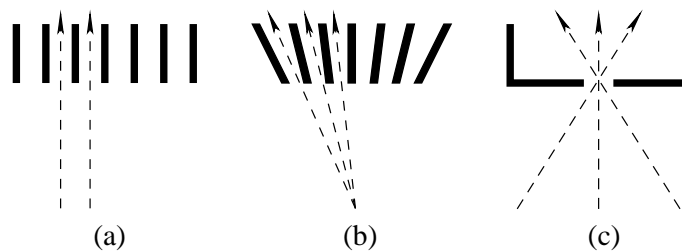


FIG. 1.6 – Géométrie des collimateurs : parallèle, éventail et sténopé

## Caractérisation

La résolution spatiale, l'efficacité géométrique et le champ de vue (FOV : *field of view*) sont les trois grandeurs associées à un collimateur. Ces performances peuvent être calculées selon deux approches différentes.

L'approche analytique possède un grand intérêt pratique pour la conception des collimateurs [5]. Cependant, la collimation ne peut être modélisée de manière analytique en

toute rigueur : cela nécessiterait que le collimateur soit invariant par translation, ce qui n'est évidemment pas le cas à cause de la présence des trous et des septas.

L'autre approche, plus réaliste, consiste à simuler la réponse du collimateur [6] [7]. Les phénomènes de pénétration septale ainsi que les effets dus à la géométrie des trous sont alors pris en compte. C'est la méthode que nous avons retenue, car elle permet un calcul précis des performances de la collimation. La notion de fonction de transfert s'applique aux systèmes linéaires et repose sur le fait que la réponse impulsionnelle décrit complètement ces systèmes. La transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle donne la réponse en fréquence du système, appelée fonction de transfert de modulation (FTM). En réalité, comme pour l'approche analytique, la présence des trous et des septas introduit une non-invariance par translation, c'est-à-dire qu'à tout point objet ne correspond pas la même réponse par translation dans le plan image (correspond à l'invariance temporelle d'un circuit par exemple). Pour ne pas perdre de vue ce phénomène, la transformée de Fourier d'une réponse impulsionnelle sera appelée ici FTM\*, l'impulsion provenant d'un axe orthogonal au centre du collimateur. L'intérêt de cette approche est de pouvoir analyser les différents éléments de la chaîne de mesure et du système complet par simple multiplication dans le domaine des fréquences.

Par exemple, sur la figure 1.8 présente la réponse obtenue avec un collimateur parallèle en plomb, de dimension  $20 \times 20 \times 55 \text{ mm}^3$  avec des trous de 2 mm de diamètre et des septas de  $0.5 \text{ mm}^1$  (cf. figure 1.7) à une source carrée de dimension  $3 \times 3 \text{ mm}^2$  (cf. figure 1.7) émettant  $100 \cdot 10^{12}$  photons de 141 keV de manière isotrope. La fonction de transfert de modulation est présentée en figure 1.9. Les unités des axes sont le pas de quantification choisi dans le simulateur du logiciel de tracé de rayon.

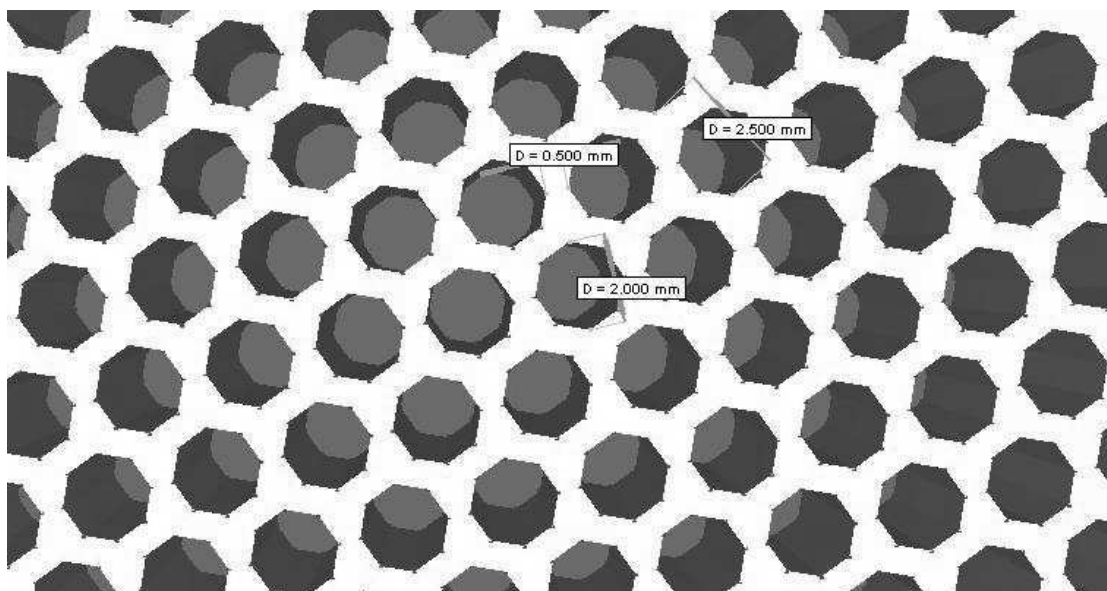


FIG. 1.7 – Exemple de collimateur

<sup>1</sup>Par souci de cohésion graphique avec les outils logiciels, la notation "." a été adoptée pour le séparateur décimal au lieu de la virgule "," utilisée normalement.



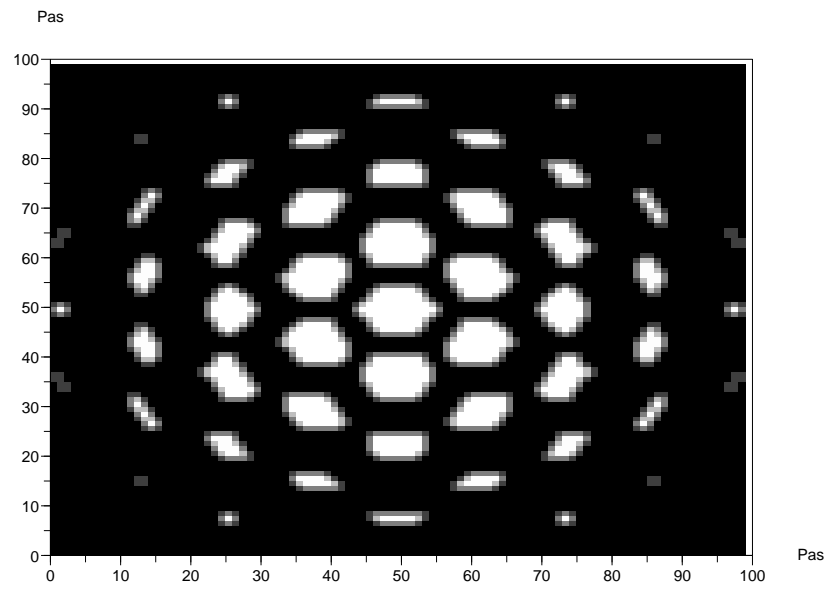


FIG. 1.8 – Réponse d'un collimateur

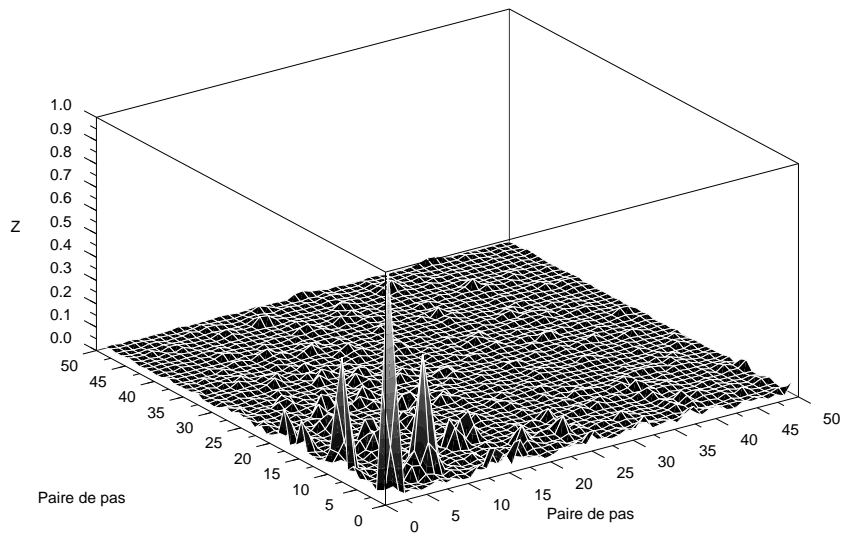


FIG. 1.9 – FTM\* d'un collimateur

L'allure générale de la FTM\* (à deux dimensions) comporte deux parties. Une coupe selon  $y = 1$  est plus lisible (*cf.* figure 1.10). Une première partie décroissante à basse fréquence qui caractérise la réponse utile. Le point où la FTM\* s'annule donne la résolution spatiale du collimateur. La pénétration septale et la diffusion Compton introduisent une composante à très basse fréquence qui donne une pente négative à la tangente du point  $0 \text{ cm}^{-1}$ .

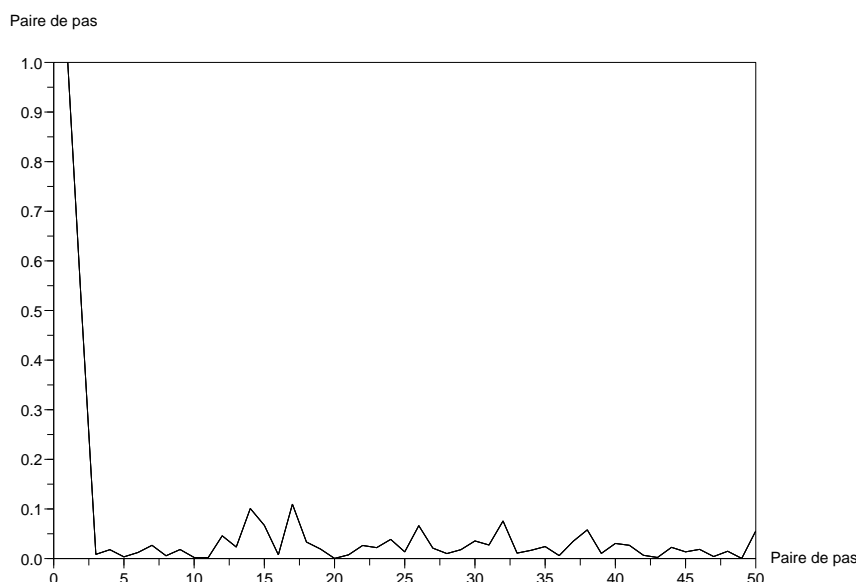


FIG. 1.10 – FTM\* d'un collimateur à  $y=1$

### 1.3.2 Scintillateur

Le scintillateur est un milieu, solide ou liquide, qui se comporte comme un transformateur d'énergie, dans lequel se déroulent deux phénomènes distincts :

- absorption de l'énergie du rayonnement (photons gamma par exemple) amenant des excitations et des ionisations des atomes ou molécules du milieu ;
- émissions de photons lors de la désexcitation.

La forme de la décroissance de l'émission de photons dépend de la nature des phénomènes de désexcitation. Ils sont souvent relativement complexes, mais une décroissance exponentielle (à une ou deux constantes) de l'émission lumineuse permet une bonne approximation [8]. La longueur d'onde de la ré-émission dépend du matériau du scintillateur et doit être compatible avec la gamme de sensibilité spectrale du photodétecteur situé en aval. D'autre part, le scintillateur doit bien entendu être transparent à sa propre lumière. Pour des raisons pratiques, les scintillateurs solides, sous forme de cristaux, sont les plus utilisés en imagerie médicale. Les caractéristiques de plusieurs cristaux couramment utilisés sont présentées dans la tableau 1.1. Le BGO correspond à la formule chimique  $\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{12}$  et

Caractéristique	Cristal			
	NaI(Tl)	CsI(Tl)	BGO	LSO
Densité	3.67	4.51	7.13	7.41
Longueur de radiation (cm)	2.59	1.85	1.12	1.14
Indice de réfraction	1.85	1.80	2.14	1.82
Spectre d'émission (nm)	325–525	325–725	–	–
Luminescence maximum (nm)	410	565	480	420
Sortie lumineuse (% NaI(Tl))	100	45	20	70
Constante de temps (ns)	230	1000	300	41
Création de photons @ 300 K (photons/keV)	38	52	9	30
Résolution en énergie (%)	6	9	10	9

TAB. 1.1 – Caractéristiques de cristaux couramment utilisés

le LSO à  $\text{Lu}_2\text{SiO}_5$ . Trois cristaux différents sont à notre disposition pour nos mesures : deux monocristaux d'iodure de sodium dopé au thallium (NaI(Tl)), se présentant sous la forme d'un parallélépipède et une matrice d'iodure de césium, également dopé au thallium (CsI(Tl)). Le NaI étant très hygroscopique, le cristal est scellé dans une enveloppe d'aluminium (suffisamment fine pour ne pas atténuer de manière significative le rayonnement incident), et sa face de sortie est fermée par une lame de verre.

Une simulation d'un photon de 141 keV arrivant sur un cristal de NaI(Tl) de 4 mm d'épaisseur donne une gerbe d'environ 4000 photons avec une largeur à mi-hauteur de 2 mm.

### 1.3.3 Tubes photomultiplicateurs

Un photomultiplicateur (PM) est un tube électronique qui convertit par effet photo-électrique un rayonnement lumineux visible en un signal électrique. Ce signal est ensuite amplifié à l'intérieur même du tube [9]. Le PM est composé :

- d'une photocathode qui convertit le flux de photons en électrons. Les matériaux qui la composent sont différents en fonction du spectre désiré. Les photocathodes sont communément réalisées en bi ou trialkali ( $\text{SbKCs}$ ,  $\text{SbRbCs}$ ,  $\text{SbNa}_2\text{KCs}$ ) ;
- d'un dispositif de focalisation, de collection et d'accélération, constitué d'électrodes ;
- d'un multiplicateur d'électrons composé d'une succession d'électrodes appelées dynodes ;
- d'une ou plusieurs anodes où sont récoltés les électrons et sur lesquelles est prélevé le signal de sortie.

Ces éléments sont regroupés dans une enveloppe scellée sous vide ( $10^{-4}$  Pa) composée d'une fenêtre optique d'entrée laissant passer le flux lumineux (communément en borosilicate), d'un corps métallique faisant office de blindage magnétique (mumétal) et d'un bornier de connexion électrique.

La figure 1.11 est un schéma de principe du fonctionnement des tubes, avec des dynodes de type *box*. La lumière passe à travers la fenêtre d'entrée. La photocathode est excitée et libère des électrons (photoélectrons) dans le vide (effet photoélectrique externe). Les photoélectrons sont alors accélérés grâce au gradient de tension (*cf.* figure 1.12) auquel sont soumis les différents éléments de la chaîne d'amplification (photocathode, focalisation, étages de dynodes et anode) et sont focalisés sur la première dynode qui les multiplie par un effet d'émission secondaire. Ce processus est ensuite répété sur les différents étages de dynodes [10]. Les électrons sont alors collectés sur la (ou les) anodes(s). L'électronique d'acquisition viendra donc lire une charge.

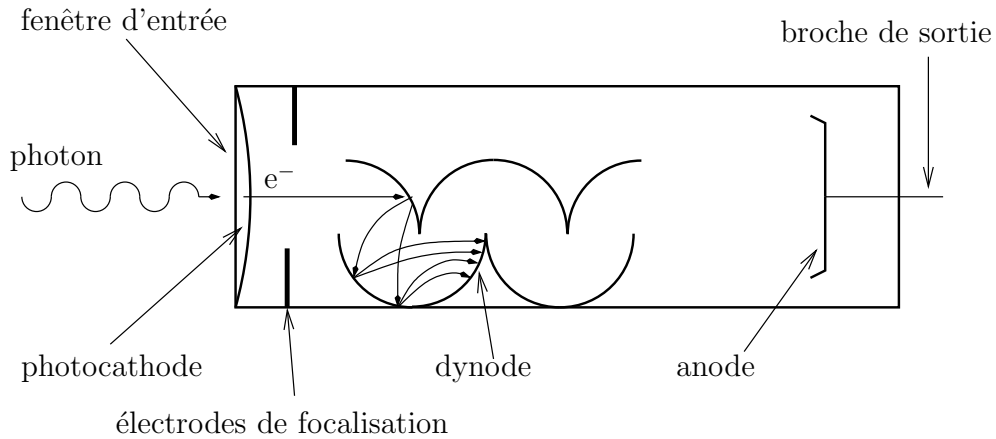


FIG. 1.11 – Principe du tube photomultiplicateur

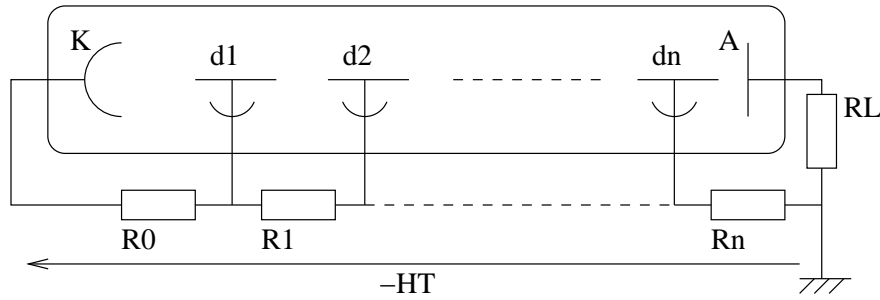


FIG. 1.12 – Polarisation du PM

### 1.3.4 Configuration de base : la caméra d'Anger

La caméra à scintillation a été inventée par H. O. Anger [5]. Les PM utilisés étaient alors des PM à une seule voie et la localisation du point d'interaction dans le cristal se faisait par pondération des signaux. La pondération était réalisée par des résistances de valeurs différentes (*cf.* figure 1.13). Seul un axe est représenté sur cette figure, donnant comme lieu d'interaction  $X = X^+ - X^-$ , mais la caméra fonctionne bien sûr en deux dimensions. Dans cet ordre d'idée, il existe des PM dits à fils croisés, où la collecte de

la charge sur les différents fils servant d'anodes donne directement l'image de la position. Dans notre cas, nous utiliserons un PM multianode et nous calculerons le barycentre des charges collectées de manière logicielle.

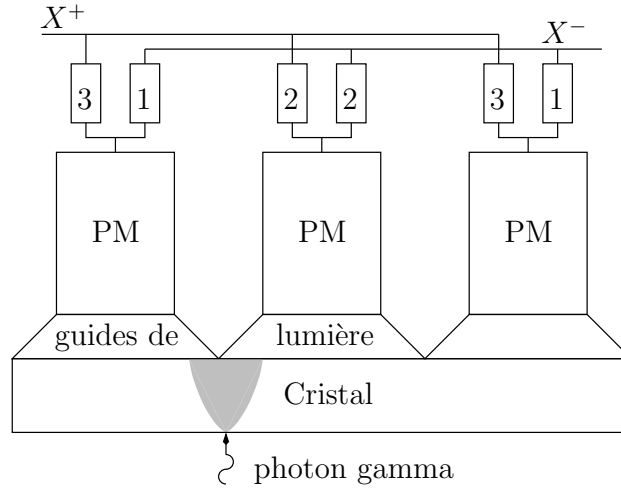


FIG. 1.13 – Principe de la caméra d'Anger

## 1.4 Caractéristiques d'un imageur plan

### Résolution spatiale

La résolution spatiale est définie comme étant la plus petite distance entre deux sources ponctuelles telle que celles-ci soient encore vues séparément. La résolution spatiale est étroitement liée à la résolution énergétique car les coordonnées de chaque point sont données par la contribution de chaque anode. Ces coordonnées proviennent donc directement des signaux d'énergie et subissent les mêmes fluctuations statistiques. Les interactions entre les photons gamma et le cristal, ainsi que les impulsions délivrées par le PM obéissent à la statistique de Poisson. La distribution spatiale d'une source ponctuelle sera donc gaussienne. On peut aussi définir la résolution spatiale comme étant le rapport de la largeur à mi-hauteur de cette distribution divisée par la valeur moyenne des coordonnées [11]. L'ordre de grandeur de la résolution spatiale est de quelques millimètres.

### Résolution en énergie

La résolution en énergie de la gamma-caméra est son aptitude à distinguer deux énergies proches. De même que pour la résolution spatiale, la résolution en énergie est mesurée en calculant, à partir de l'histogramme des énergies mesurées, le rapport de l'écart-type de la gaussienne sur l'énergie moyenne. Expérimentalement, l'écart-type de la gaussienne est souvent approché par la largeur à mi-hauteur du pic photoélectrique (FWHM : *Full width Half Maximum*).

Dans le cas d'un traceur radioactif présentant un pic d'énergie (141 keV pour le  $^{99m}\text{Tc}$ ), des photons gamma ont pu diffuser et arriver sur le détecteur avec une énergie moindre. Les études préliminaires réalisées au LPC Clermont-Ferrand ont montré qu'il existe une corrélation entre l'amplitude du pic de diffusion Compton et l'épaisseur de tissus humains séparant le radiotraceur de la caméra [12]. Le traitement des données devra donc comporter un fenêtrage spectrométrique. La résolution en énergie est généralement limitée par le cristal utilisé. Actuellement, elle peut être de l'ordre de 10 %.

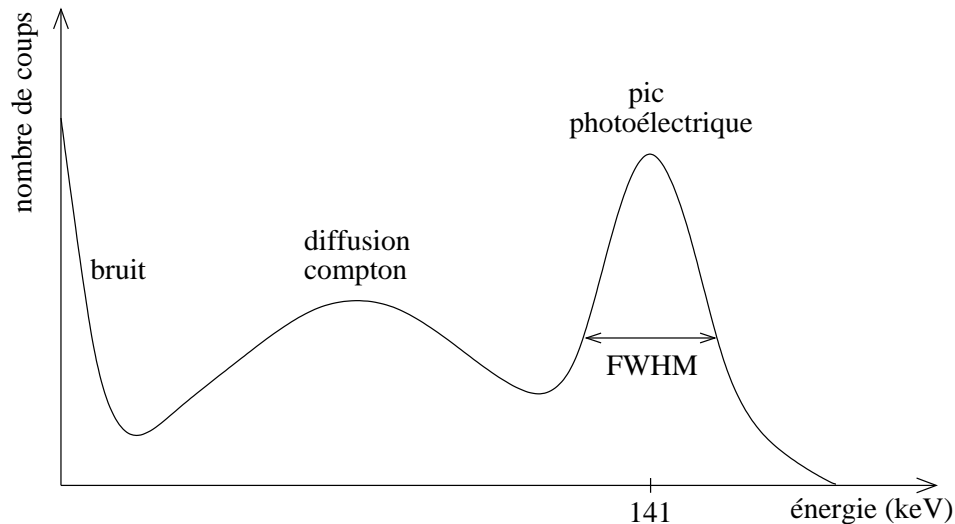


FIG. 1.14 – Spectre typique

### Linéarité géométrique

C'est l'aptitude à déterminer les formes d'un objet. Par exemple, l'image latérale d'un tube rempli de solution de  $^{99m}\text{Tc}$  doit être une bande. Un manque d'homogénéité du cristal ou des guides de lumière, ou alors un mauvais assemblage des PM peut conduire à un défaut de linéarité géométrique. Une linéarité géométrique de 0.1 mm est classiquement obtenue.

### Homogénéité de champ

C'est l'uniformité de la réponse en fonction de la position. Elle est corrigée en modifiant le gain de chaque voie de mesure. Une mauvaise linéarité peut aussi conduire à une mauvaise homogénéité. Elle est principalement due à une mauvaise uniformité des photocathodes des PM, à la différence de gain entre les différentes anodes ou entre les différentes voies de lecture électroniques. L'homogénéité de champ à obtenir doit être meilleure que 5 %.

## Taux de comptage

C'est le nombre de scintillations que peut acquérir correctement l'appareil. Il est donné en nombre de coups par seconde. En effet, l'électronique d'acquisition présente un temps mort lorsqu'elle traite un événement, ce qui la rend alors aveugle à un nouvel événement qui peut survenir, et paralyse ainsi toute la chaîne d'acquisition, car tout empilement nuit à la résolution en énergie. Actuellement, l'ordre de grandeur du taux de comptage pour les modèles commerciaux est de  $10^5$  à  $10^6$  coups par seconde.

## Sensibilité

C'est la proportion du rayonnement gamma incident effectivement détectée par la caméra. Elle est fortement limitée par l'utilisation d'un collimateur. Un collimateur présentant un grand nombre de trous de grand diamètre permet d'atteindre une grande sensibilité, mais au détriment de la résolution spatiale. Une électronique d'acquisition performante, avec un déclenchement par zone géographique, peut permettre d'augmenter cette sensibilité à collimateur donné. En effet, un événement ne paralyse alors pas l'ensemble de la surface de l'imageur et contribue à l'augmentation globale du taux de comptage, donc à une hausse de sensibilité.

## 1.5 Corrections et améliorations

Une première correction à faire est d'ajuster le gain de chaque PM en les alimentant de manière indépendante. Ensuite, l'uniformité entre les différentes anodes (pour le cas de PM multianodes – cf chapitre 2) peut être corrigée en temps réel par de l'électronique numérique, en même temps que les *offsets* (piédestaux) et les différences de gain électronique entre les différentes voies de mesure. Ces corrections nécessitent une cartographie préalable de l'imageur et une caractérisation de chaque voie de mesure.

La détection de deux événements simultanés (empilement) permet une augmentation des résolutions spatiales et énergétiques. Dans le cas contraire, deux événements simultanés de bonne énergie (absorption totale) seront indûment rejetés car la somme des deux sera en dehors de la fenêtre spectrométrique ; de même, deux événements de basse énergie (diffusés) empilés peuvent aboutir dans la fenêtre spectrométrique, et l'empilement est alors injustement accepté. La nécessité d'effectuer un fenêtrage spatial et de définir des zones d'intérêt autour des anodes touchées par la lumière apparaît indispensable.

Une interpolation peu être nécessaire pour les pixels frappés en bordure d'imageur : en effet, une partie de la gerbe de photons lumineux produite dans le cristal devrait se trouver à l'extérieur de l'imageur, alors qu'elle est soit absorbée soit réfléchiée par les flancs du cristal, en fonction de la conception de celui-ci (présence de flancs absorbants ou réfléchissants sur le cristal).

La correction en énergie est aussi nécessaire, car selon la zone de l'imageur touchée, il apparaît une hétérogénéité de la réponse en énergie se traduisant par un décalage des

spectres. Deux solutions sont envisageables :

- décaler la fenêtre spectrométrique en fonction de la zone de l'imageur ;
- corriger l'amplitude de la réponse en fonction de la zone touchée.

La deuxième solution semble beaucoup plus simple à mettre en œuvre, il s'agit simplement d'un paramètre supplémentaire à ajouter à la correction de gain de chaque voie. Ce paramètre étant lié à l'assemblage des différentes parties de la caméra, il varie très peu en fonction du temps.

La non-linéarité spatiale est aussi liée à la construction mécanique et ne doit normalement pas varier au cours du temps. Cette correction peut s'effectuer par l'acquisition d'une image connue (grille ou mire de référence) et stockage des distorsions observées de cette image.

## 1.6 Développements actuels

Dans un souci d'augmentation de la sensibilité, un des développements actuels est la caméra Compton. Le collimateur est supprimé (hausse de la sensibilité) et la collimation est faite de manière électronique. Pour cela, il faut deux détecteurs en série pour mesurer la direction du photon gamma incident, le premier étant par exemple en matériau semi-conducteur afin de laisser passer les photons gamma de faible énergie [13].





# Chapitre 2

## Photomultiplicateur H8500

### 2.1 Caractéristiques du H8500

#### 2.1.1 Description

Le H8500, ou *flat panel*, est un tube photomultiplicateur d'un type nouveau développé par la société Hamamatsu. La plupart des expérimentations de physique des hautes énergies requièrent, comme pour une gamma-caméra, l'utilisation d'un grand nombre de photomultiplicateurs montés proches les uns des autres afin de couvrir une large surface (détecteur RICH utilisant les phénomènes d'émission Cherenkov par exemple). L'utilisation de tubes cylindriques pose de gros problèmes de résolution dus à l'importance des zones mortes entre les tubes. La forme carrée du H8500 permet donc un matriçage efficace avec une zone morte minimum (*cf.* figure 2.1). La figure 2.2 compare le rapport de la zone efficace sur la zone occupée (EAR pour *Effective Area Ratio*) [14].



FIG. 2.1 – Le photomultiplicateur Hamamatsu H8500

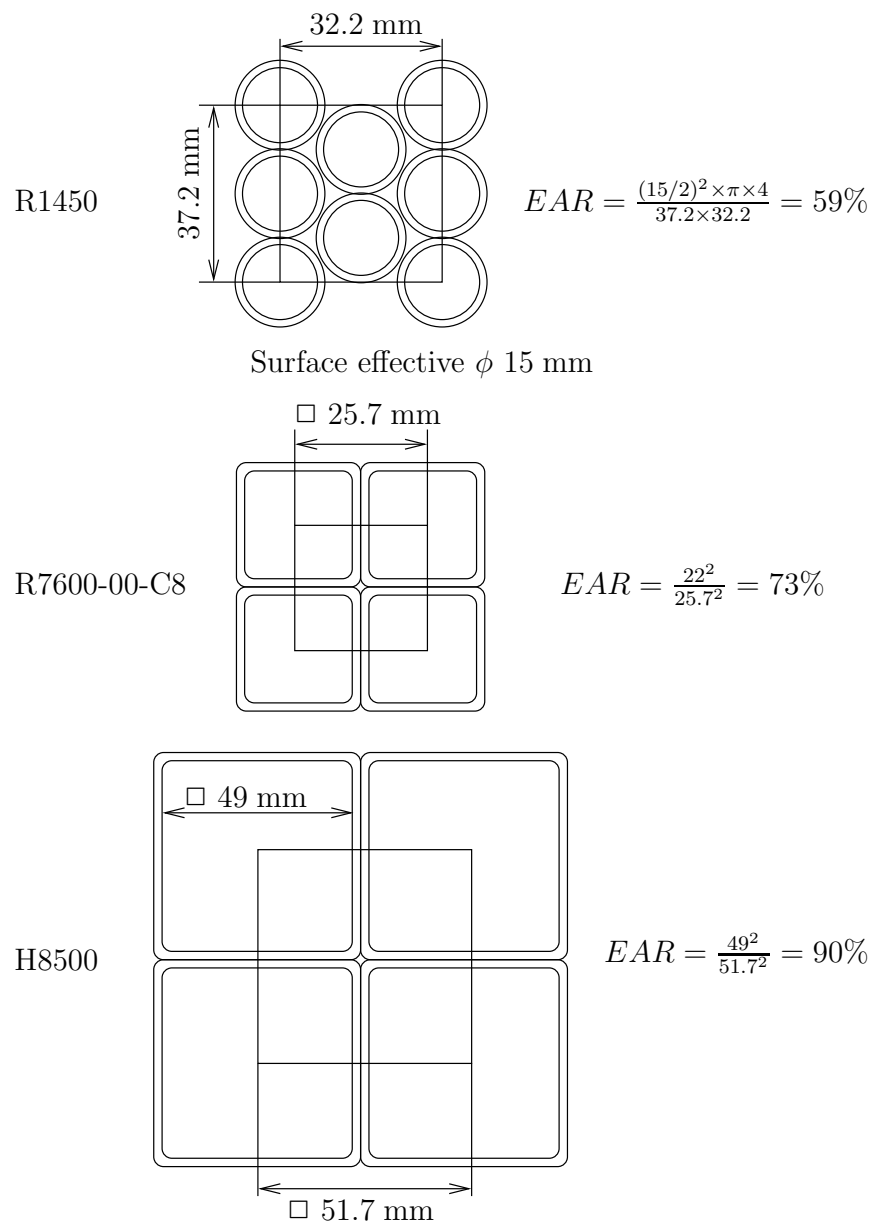


FIG. 2.2 – Surfaces effectives de plusieurs assemblages de tubes photomultiplicateurs

Paramètre		Propriété	Unité
Réponse spectrale		300 à 600	nm
Pic de la réponse		420	nm
Matériau de la photocathode		Bialkali	–
Fenêtre	Matériau	Verre borosilicate	–
	Épaisseur	1.5 mm	–
Dynode	Structure	<i>metal channel dynode</i>	–
	Nombre d'étages	12	–
Nombre d'anodes		64 (matrice 8×8)	–
Taille des pixels / pas au centre		5.8 × 5.8 / 6.08	mm
Surface efficace		49 × 49	mm
Dimensions (L×H×P)		52 × 52 × 28	mm
Surface efficace / Dimensions		89	%
Masse		140	g

TAB. 2.1 – Spécifications constructeur du H8500

Paramètre	Valeur	Unité
Tension (Entre anode et cathode)	-1100	V
Courant de pont moyen total	100	μA

TAB. 2.2 – Valeurs maximales applicables au H8500

Une autre caractéristique importante de ce photomultiplicateur est la segmentation en 64 voies, soit un carré de 8 voies par 8 voies. Ainsi, chaque voie sera acquise et traitée de manière indépendante. Le point d'interaction dans le cristal sera calculé de manière informatique, par exemple en effectuant un barycentre avec les charges des anodes touchées.

### 2.1.2 Caractéristiques

Les tableaux 2.1, 2.2 et 2.3 donnent les spécifications constructeur du H8500. Sa taille est de 52 mm × 52 mm et il comporte 64 anodes. Chaque anode mesure donc environ 6 mm × 6 mm. Le gain est de  $10^6$  pour 1100 V et l'efficacité quantique de 19 %. L'utilisation de dynodes microgravées (*metal channel dynode*) permet de garder une épaisseur extrêmement réduite.

## 2.2 Description du banc de test des PM

Deux types de mesures sont réalisables, avec différents types d'excitations associées à la table et à la configuration du PM :

- des mesures de la réponse du PM seul à l'aide d'une diode électroluminescente (DEL) ;
- des mesures de scintillation, avec le PM équipé d'un cristal et éventuellement d'un

Paramètre	Min.	Typ.	Max.	Unité
Sensibilité lumineuse de la cathode	40	55	–	$\mu\text{A}/\text{lm}$
Index de sensibilité au bleu de la cathode <sup>1</sup>	5.5	7.5	–	–
Efficacité quantique à 420 nm (cathode)	–	19	–	%
Sensibilité lumineuse des anodes	–	55	–	$\text{A}/\text{lm}$
Gain	$0.1 \times 10^6$	$1 \times 10^6$	–	–
Courant d'obscurité d'anode par voie	–	0.5	–	nA
Temps de montée	–	0.8	–	ns
Temps de transit	–	6	–	ns
Variation du temps de transit (FWHM)	–	0.4	–	ns
Linéarité (par voie) <sup>2</sup>	–	1	–	mA
Uniformité	–	1 : 3	1 : 6	–
Diaphonie	–	3	–	%

TAB. 2.3 – Caractéristiques du H8500

collimateur, l'excitation étant alors fournie par une source de photons gamma. Ces mesures seront décrites au chapitre 3.

Un banc de test a été mis au point afin de caractériser les H8500 . Ce banc est constitué de :

- une table motorisée sur deux directions ( $x$  et  $y$ ), avec une dynamique de déplacement de 20 cm par axe ;
- deux châssis (un VME et un NIM) contenant l'électronique nécessaire pour l'acquisition des signaux et la génération des stimuli ;
- un micro-ordinateur disposant des logiciels pour l'automatisation des acquisitions et le stockage des données.

Nous allons maintenant voir en détail les différents éléments du banc de test.

### 2.2.1 Table motorisée

La table motorisée est placée dans une enceinte noire de manière à éviter d'être perturbée par de la lumière parasite. La table est motorisée sur deux axes orthogonaux avec des moteurs pas-à-pas, ce qui permet deux translations horizontales avec une résolution de  $20 \mu\text{m}$  (*cf.* figure 2.3). Les moteurs sont pilotés à partir du micro-ordinateur, via une carte d'entrées/sorties VME en relation avec une carte de commande des moteurs. L'alimentation de puissance des moteurs est séparée et coupée pendant l'acquisition de données de manière à ne pas perturber les mesures. Le H8500 est fixé sous la table de telle manière que l'on puisse empiler sur le PM des cadres contenant différents scintillateurs et collimateurs (*cf.* figure 2.4).

---

<sup>1</sup>Filtre Corning CS 5-58

<sup>2</sup>Avec impulsion de 50 ns

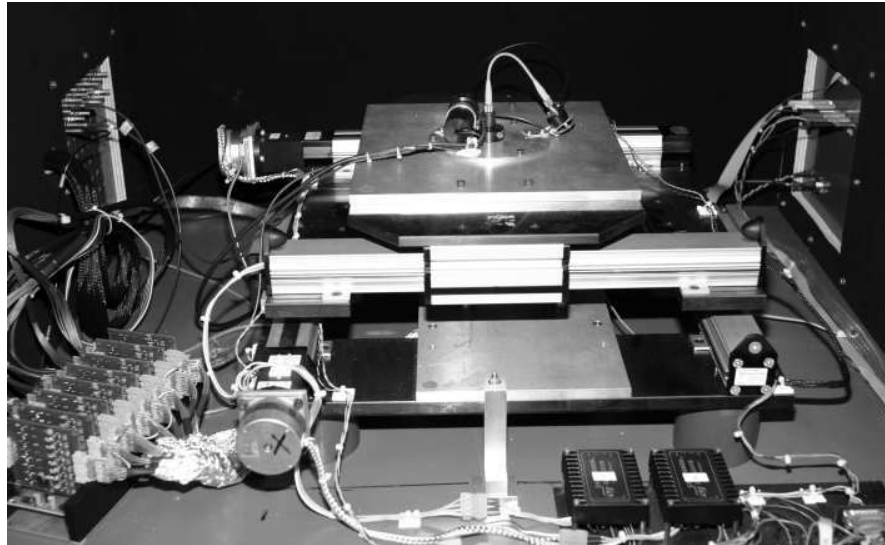


FIG. 2.3 – Table motorisée

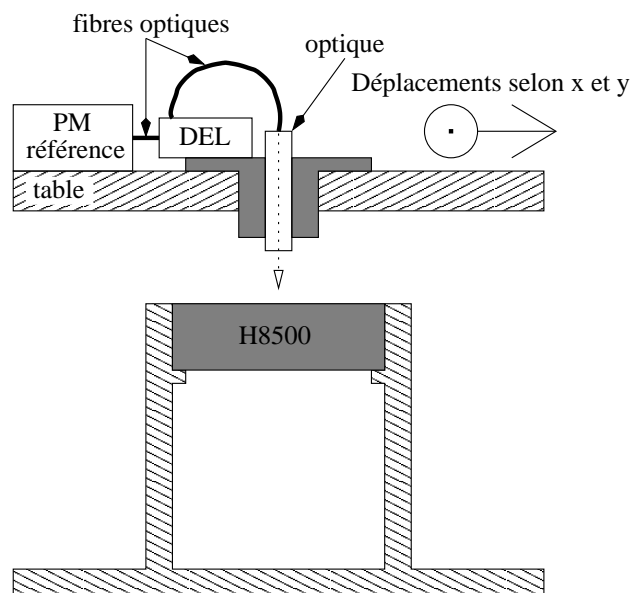


FIG. 2.4 – Table motorisée et flat panel

### 2.2.2 Source lumineuse

La source lumineuse utilisée est une diode électroluminescente bleue (Hewlett-Packard HLMP-CB), dont la lumière sortante est scindée en deux, pour aller d'une part sur un PM de référence (Hamamatsu H5877) qui sert à corriger les fluctuations de la diode, et, d'autre part, sur une optique pour obtenir un faisceau lumineux aussi parallèle que possible pour tester le H8500. La largeur (FWHM) du faisceau lumineux est estimée à 0.5 mm sur la face d'entrée de la photocathode. Une photographie du dispositif est montrée figure 2.6.

La diode est alimentée par un pilote qui permet, à partir d'une alimentation continue externe et d'un réglage de largeur, de délivrer des impulsions électriques calibrées à la diode. En fonction des réglages, la diode délivre des impulsions lumineuses qui permettent de créer de 10 à 200 photons par impulsion sur la photocathode du H8500. L'ensemble est mis en temps par un générateur d'impulsions.

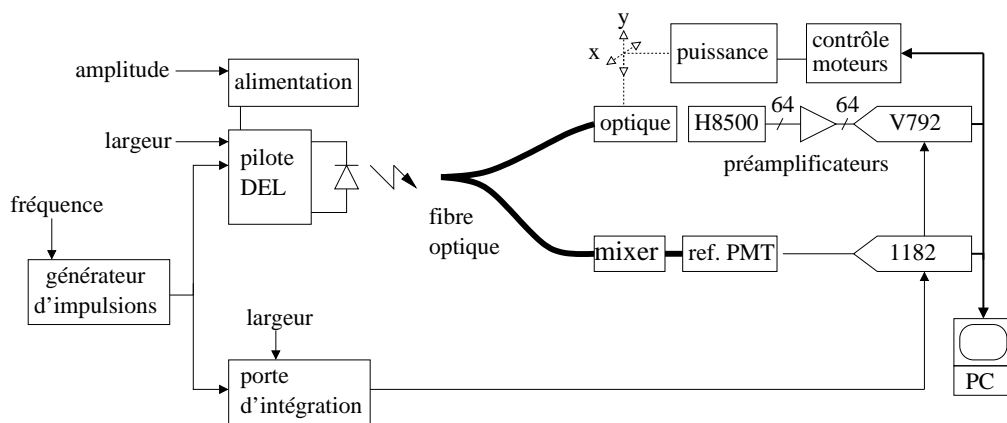


FIG. 2.5 – Synoptique de la chaîne d'acquisition

### 2.2.3 Electronique d'acquisition

La figure 2.7 montre la baie contenant l'électronique du banc d'acquisition. De haut en bas :

- l'alimentation délivrant la tension nécessaire à l'alimentation de la diode électroluminescente ;
- l'alimentation délivrant les tensions nécessaires aux moteurs ;
- le chassis VME contenant la carte d'interface avec le micro-ordinateur (NI-MXI), les convertisseurs de charge (QDC) et les cartes d'entrées/sorties ;
- le chassis NIM contenant un générateur d'impulsions, la logique de déclenchement et de génération de la porte, les alimentations haute tensions pour les photomultiplieurs et la carte de contrôle des moteurs.

Les préamplificateurs sont en dehors de la baie de manière à être le plus proches possible du photomultiplieur.

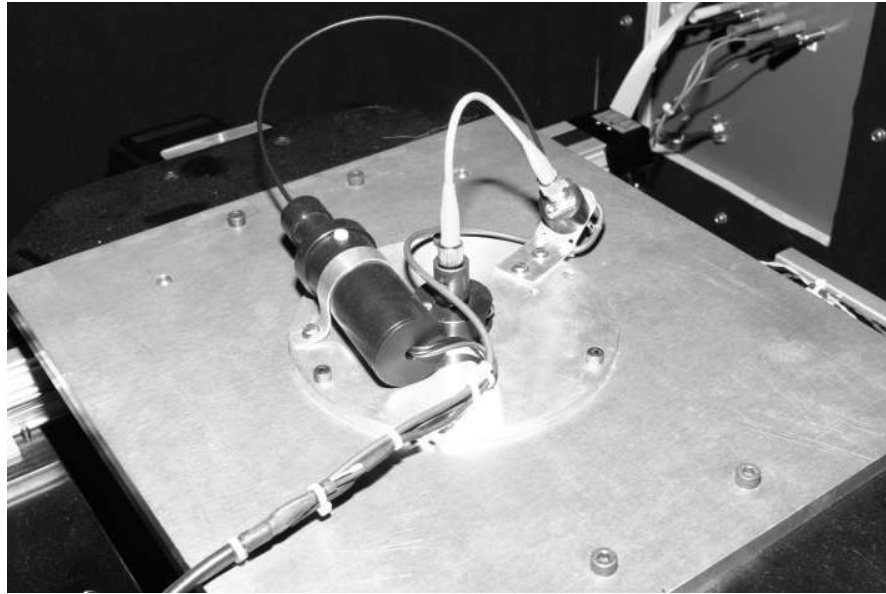


FIG. 2.6 – Table motorisée et fibre optique

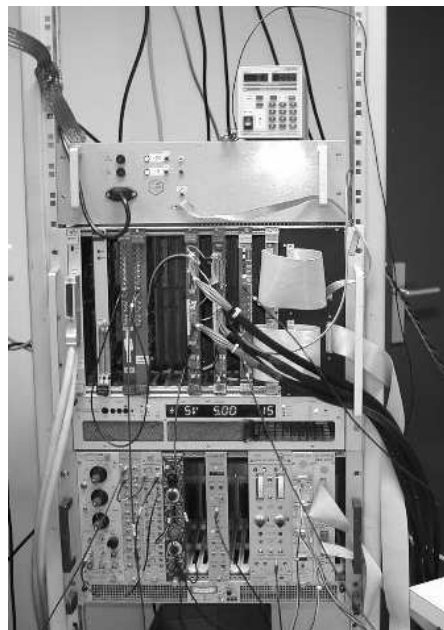


FIG. 2.7 – Photographie de la baie contenant l'électronique d'acquisition



**Préamplificateurs** Un préamplificateur discret spécifique a été développé au laboratoire pour le H8500 (figure 2.8) et produit en 64 exemplaires, un pour chaque anode. Contrairement à ce qui est nécessaire pour une adaptation d'impédance correcte et vu la faible longueur de câble, la résistance de charge n'est pas de  $50 \Omega$  mais de  $510 \Omega$ , ce qui permet d'obtenir un facteur 10 d'amplification en tension. Cette résistance est suivie de deux amplificateurs en tension (gain total de 8). L'étage d'amplification est suivi d'une ligne à retard permettant de respecter les contraintes temporelles de déclenchement des QDC (ADC de charge). Un atténuateur par 10 termine la voie, ce qui est nécessaire pour utiliser la même chaîne d'acquisition pour les mesures de scintillation (voir chapitre 3).

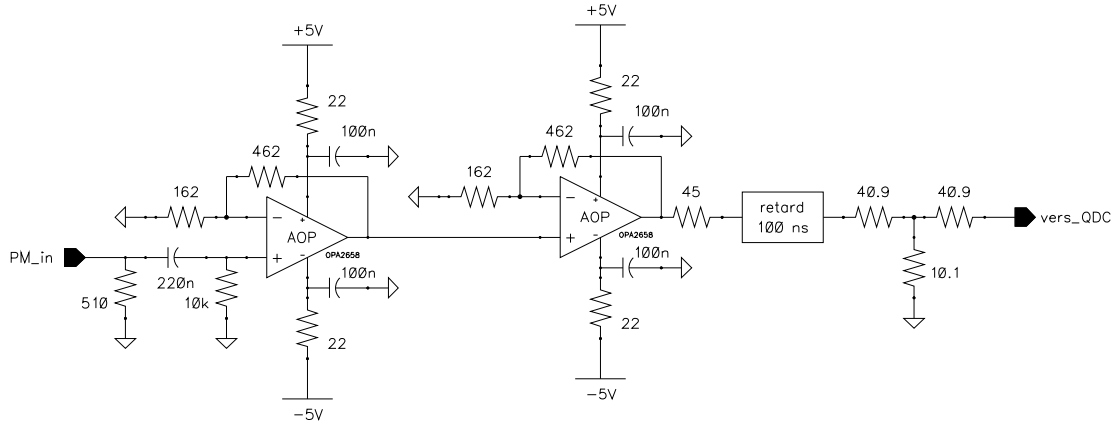


FIG. 2.8 – Préamplificateur

**ADC de charge** L'acquisition des 64 voies du H8500 est réalisée à l'aide de deux ADC de charge (ou QDC) CAEN V792 (32 voies chacun). Leur dynamique d'entrée est de 400 pC et leur résolution de 12 bits, ce qui donne un gain de 100 fC/coup. Une impulsion de lumière entraîne la création de 150 photo-électrons au maximum, soit une charge à l'entrée du préamplificateur égale à :

$$N_{phe} \times Gain \times q = Q_{pmt} \quad (2.1)$$

$$150 \times 10^6 \times 1.6 \cdot 10^{-19} = 24 \cdot 10^{-12} \quad (C) \quad (2.2)$$

ce qui, en considérant un créneau de 200 ns de large (valeur typique), donne une amplitude de :

$$R \times \frac{Q}{t} = U_{max} \quad (2.3)$$

$$510 \times \frac{24 \cdot 10^{-12}}{200 \cdot 10^{-9}} = 61.2 \cdot 10^{-3} \quad (V) \quad (2.4)$$

L'amplificateur a un gain de 8 et une atténuation de 10, soit un gain total en amplitude de 0.8. L'impédance d'entrée des ADC est de  $50 \Omega$ , soit une charge de :

$$\frac{U}{R} \times t = Q_{qdc} \quad (2.5)$$

$$\frac{0.8 \times 61.2 \cdot 10^{-3}}{50} \times 200 \cdot 10^{-9} = 195.8 \cdot 10^{-12} \quad (C) \quad (2.6)$$

d'où un gain en charge de la chaîne d'acquisition de :  $195.8 \cdot 10^{-12} / 24 \cdot 10^{-12} \approx 8$ , ce qui nous donne la moitié de la pleine échelle théorique des QDC CAEN V792. Cet excès de la plage de fonctionnement est nécessaire d'une part pour avoir suffisamment de marge à cause des piédestaux non nuls (décalage de sortie des amplificateurs intégrés), et d'autre part pour pouvoir utiliser une fonction des QDC nommée *slide subtraction*, qui permet de réduire la non-linéarité différentielle [15], mais qui réduit le nombre de canaux disponibles à 3840.

Le photomultiplicateur de référence est quant à lui branché directement sur un QDC LeCROY 1182. La tension d'alimentation est réglée de manière à ce que les données soient dans sa gamme pour toute la dynamique de la lumière (environ 640 V). Les deux QDC ont leur porte d'intégration synchronisée sur le générateur qui pilote la diode lumineuse. La fréquence des acquisitions est de quelques centaines de Hertz.

## 2.2.4 Logiciel de commande

La partie logicielle concerne en premier lieu l'acquisition des données, puis leur traitement.

### Acquisition des données

Le logiciel utilisé est Labview de National Instruments, qui fabrique aussi l'interface VXI entre le PC et le châssis VME. Ce logiciel est articulé autour d'un interpréteur de script, développé spécifiquement. Les scripts sont composés de quelques fonctions de base, comme initialiser et paramétrer les cartes d'acquisition, déplacer la table de manière absolue, déplacer la table de manière relative, acquérir des données... Le synoptique général est présenté sur la figure 2.9 et les différentes commandes de l'interpréteur ainsi qu'un exemple sont fournis en annexe A. Un script adapté est généré en fonction de l'étude à réaliser. La figure 2.10 montre en exemple les points mesurés pour le recalage de l'angle du PM.

### Traitement des données

**Correction des gains** Les gains des différentes voies de la chaîne d'acquisition (pré-amplificateurs et QDC) ainsi que les piédestaux sont stockés dans un fichier et corrigés hors ligne après les acquisitions. Il s'agit d'une simple soustraction de la moyenne des piédestaux (après ajustement d'une gaussienne) et d'une multiplication pour le gain. Le gain absolu de la chaîne est mémorisé pour la voie ayant le gain le plus fort, ce qui permet de connaître la charge déposée sur chaque anode. Les fichiers (un par point de mesure) sont stockés dans une base de données et exploités par un programme spécifique en fonction de l'analyse à effectuer (uniformité, géométrie...).

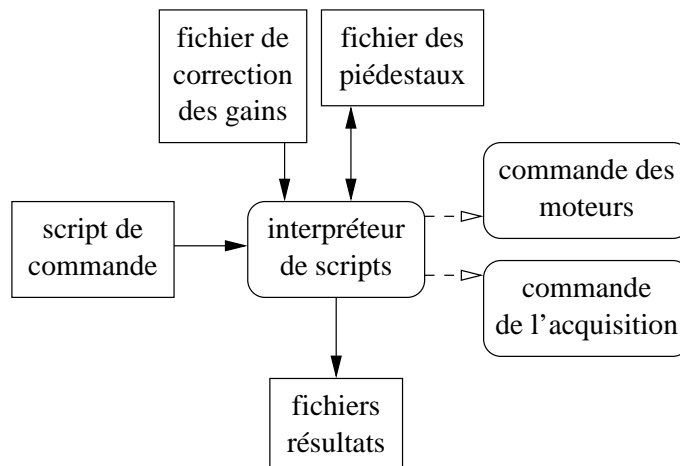


FIG. 2.9 – Synoptique de l'interpréteur de script

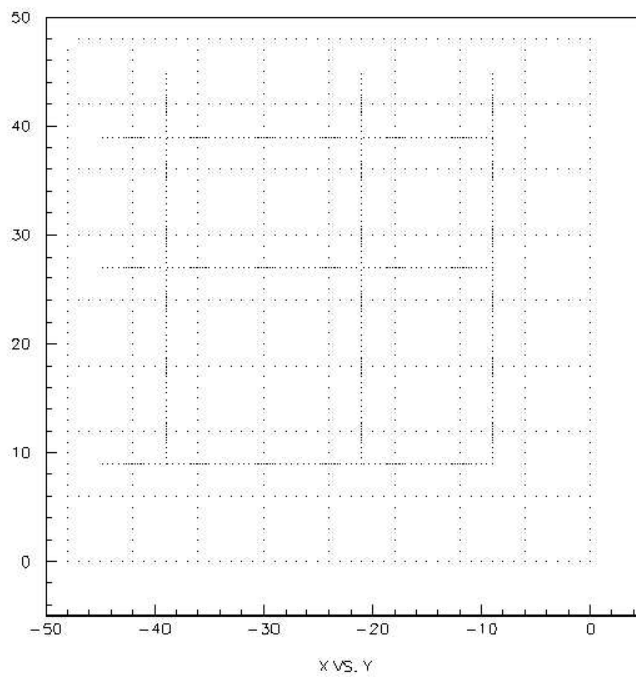


FIG. 2.10 – Exemple de parcours de la table

**Correction de la taille du spot du faisceau lumineux** La distribution du faisceau lumineux est gaussienne, et, lors du passage du faisceau d'une anode à l'anode adjacente, une partie de la décroissance observée est due non pas à la réduction du gain ou de la collection au voisinage de la zone morte, mais au fait qu'une partie du faisceau lumineux n'est plus sur l'anode considérée. Cet effet doit donc être corrigé afin d'obtenir une uniformité réaliste (*cf.* figure 2.11).

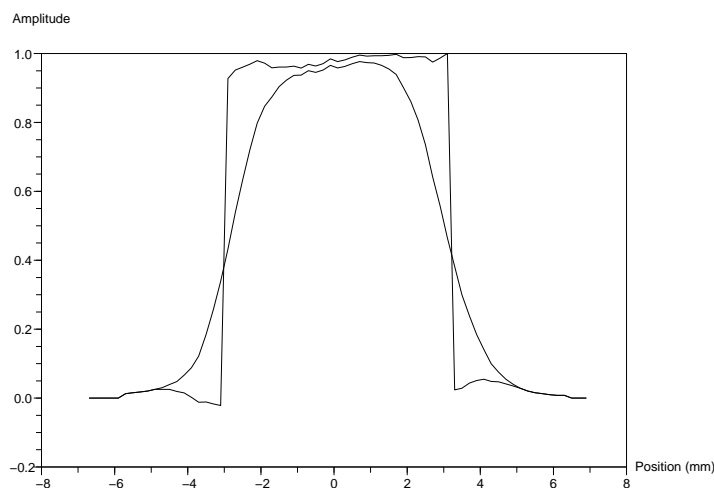


FIG. 2.11 – Effet de la correction de la taille du spot sur l'uniformité

**Correction de l'angle de montage du PM** L'angle de montage du PM peut varier d'un PM à l'autre. Il convient donc de corriger cet angle pour pouvoir effectuer des mesures géométriques ou d'uniformité. Pour cela, les transitions entre anodes sont observées après correction de la taille du spot et après normalisation du maximum de chaque anode, et les limites entre anodes sont considérées être situées au croisement des réponses normalisées (*cf.* figure 2.12) de deux anodes adjacentes. Les limites entre anodes étant ainsi connues, la position de chacune est connue dans le repère de la table et des droites passant entre les anodes (toujours dans le repère de la table) sont ainsi déterminées. L'angle entre ces droites et les axes du repère donnent directement l'erreur angulaire de montage du PM, dont il faudra tenir compte dans les coordonnées utilisées dans les scripts.

## 2.3 Mesures

Les anodes sont numérotées de 1 à 64. L'anode 1 correspond à la Hamamatsu P1-1, la 2 à P2-1 *etc.*

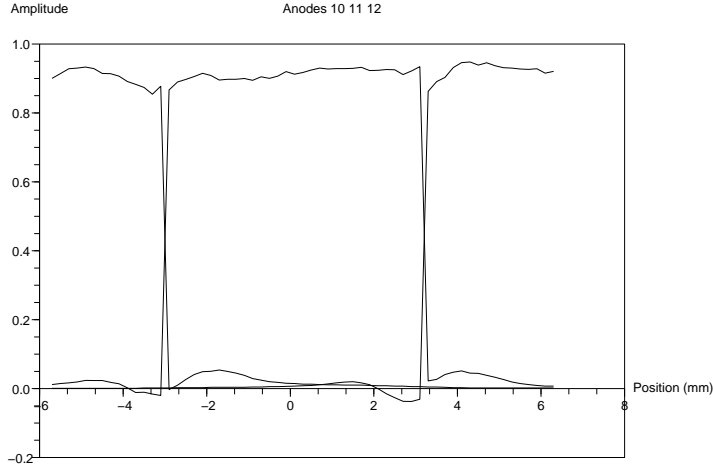


FIG. 2.12 – Normalisation des réponses de trois anodes adjacentes

### 2.3.1 Gain

Le gain du H8500 est déterminé par l'évaluation statistique du nombre de photoélectrons. Soit  $s$  la charge délivrée par une voie,  $k$  son gain et  $n_{phe}$  le nombre de photoélectrons générés par la photocathode. Pour une anode, on peut donner en première approximation [16] :

$$\bar{s} = k \cdot \overline{n_{phe}} \quad \Leftrightarrow \quad k = \bar{s} / \overline{n_{phe}} \quad (2.7)$$

$$\sigma = k \cdot \sigma_{phe} \quad \Leftrightarrow \quad k = \sigma / \sigma_{phe} \quad (2.8)$$

Les distributions sont gaussiennes :

$$\sigma_{phe} = \sqrt{\overline{n_{phe}}} \quad (2.9)$$

$$k = \sigma / \sigma_{phe} = \sigma / \sqrt{\overline{n_{phe}}} \quad (2.10)$$

$$\bar{s} / \overline{n_{phe}} = \sigma / \sqrt{\overline{n_{phe}}} \quad \Rightarrow \quad \sqrt{\overline{n_{phe}}} = \bar{s} / \sigma \quad (2.11)$$

$$\overline{n_{phe}} = \bar{s}^2 / \sigma^2 \quad (2.12)$$

Le gain absolu de la chaîne et les gains relatifs entre chaque voie étant connus, une courbe de gain en fonction de la tension pour chaque anode est tracée (*cf.* figure 2.13).

### 2.3.2 Uniformité

L'anode 1 est en bas à gauche et l'anode 44 en haut à droite. Le pas de mesure est de 200  $\mu\text{m}$  et la valeur de l'uniformité est élaborée à l'aide de 25 points par anode (matrice de 5 points par 5 points régulièrement espacés). La valeur de chaque anode est alors calculée à partir de la moyenne de ces 25 points, puis le maximum est normalisé à une valeur de 100 %. Un exemple de carte d'uniformité est présenté tableau 2.4, ou sous forme graphique, figure 2.14. Les valeurs trouvées sont en accord avec les mesures d'Hamamatsu,

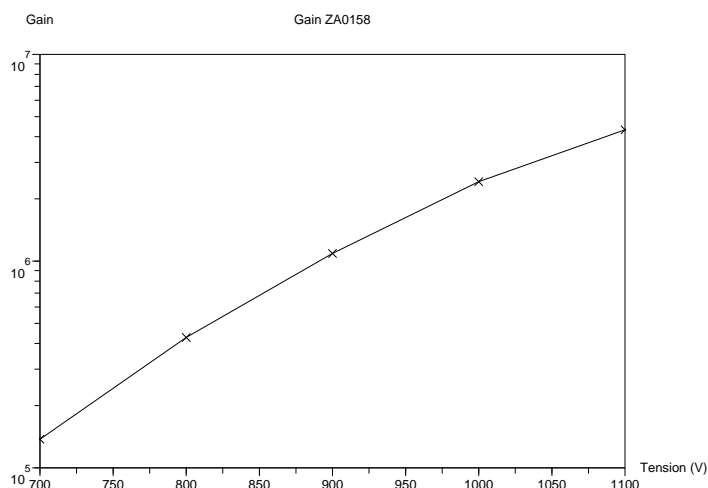


FIG. 2.13 – Gain du H8500

47	54	42	58	66	64	69	62
52	65	65	68	71	78	77	60
53	71	67	68	76	80	79	70
46	74	64	62	72	83	85	72
63	77	77	76	90	91	92	76
71	81	81	81	88	97	91	69
70	84	82	74	93	99	92	85
89	82	71	79	94	100	94	85

40	48	46	51	58	56	59	53
46	61	60	63	66	67	70	60
50	67	62	68	73	72	72	59
53	70	62	68	76	76	78	62
58	74	68	73	80	82	83	65
66	79	74	77	84	93	92	66
74	82	76	79	91	100	98	72
86	82	73	78	91	96	95	79

TAB. 2.4 – Uniformité du PMT ZA3094 : 25 points et mesure d'Hamamatsu

qui utilise un éclairage uniforme de chaque anode. La non-uniformité peut aller jusqu'à un facteur 3 pour certains tube. Ceci est problématique et ce défaut devra être corrigé par l'électronique. On peut aussi présenter l'uniformité sous forme de coupes selon l'axe  $x$  ou  $y$  (cf. figure 2.15).

### 2.3.3 Efficacité

La quantité de lumière est maintenue constante durant ce test, et la tension d'alimentation du tube est augmentée. La courbe doit présenter un plateau où l'on se placera dans la mesure du possible de manière à limiter l'effet des éventuelles fluctuations de la haute tension du photomultiplicateur. Cette mesure permet d'évaluer la qualité de la collection des photoélectrons à l'entrée du tube. Le plateau est située aux alentours de la tension nominale.

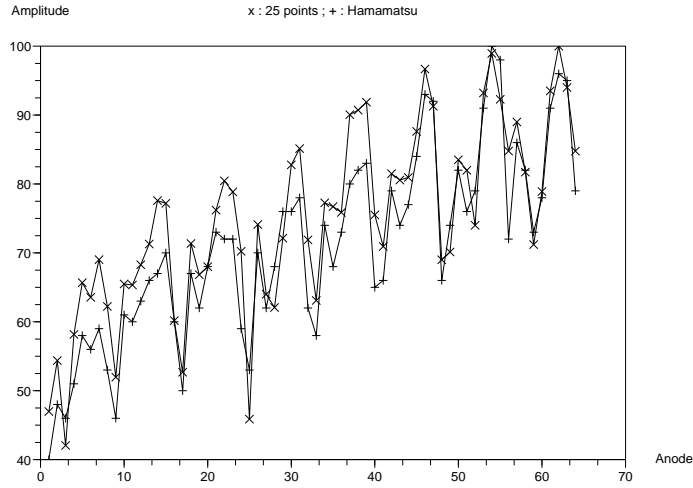


FIG. 2.14 – Uniformité du PMT ZA3094

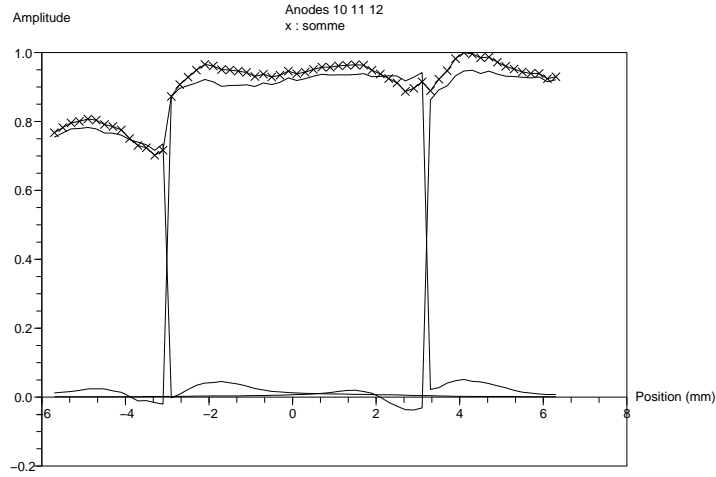


FIG. 2.15 – Coupe des anodes 10, 11 et 12 du PMT ZA3094

### 2.3.4 Diaphonie

Le tableau 2.5 montre un exemple de diaphonie (*crosstalk*) entre anodes autour de l'anode 19. La haute tension est fixée à 1 kV et l'impulsion de lumière réglée de manière à obtenir 50 photo-électrons. L'asymétrie des dynodes selon les axes  $x$  et  $y$  est mis en évidence par ce test.

### 2.3.5 Géométrie

La distance entre les 49 anodes centrales a pu être estimée à  $6.085 \times 6.085 \pm 0.04$  mm, ce qui est en accord avec les spécifications d'Hamamatsu.

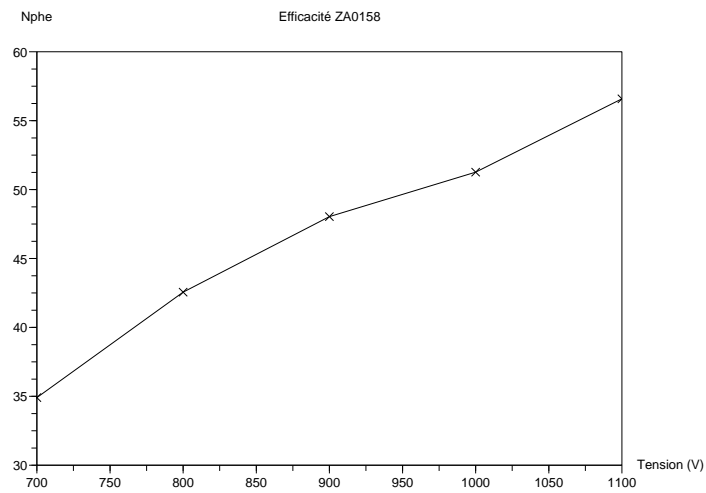


FIG. 2.16 – Efficacité du H8500 – anode 44

0.6	1.0	0.4
1.7	100	1.4
0.4	0.6	0.4

TAB. 2.5 – Diaphonie autour de l'anode 19 (%)





# Chapitre 3

## Banc de test gamma-caméra

### 3.1 Généralités

Deux bancs de tests sont à disposition pour ces mesures. Le premier consiste en une table motorisée (chapitre précédent) et le second en une boîte en plomb. La chaîne d'acquisition est identique, à part les atténuateurs, et le déclenchement. En effet, la source radioactive étant par définition asynchrone, le déclenchement se fait obligatoirement sur le signal lui-même (*cf.* figure 3.1). Pour cela, la douzième dynode du photomultiplicateur est utilisée, préalablement filtrée (passe-bas à 40 MHz) et amplifiée. Un discriminateur permet d'obtenir le signal logique qui va déclencher la chaîne d'acquisition.

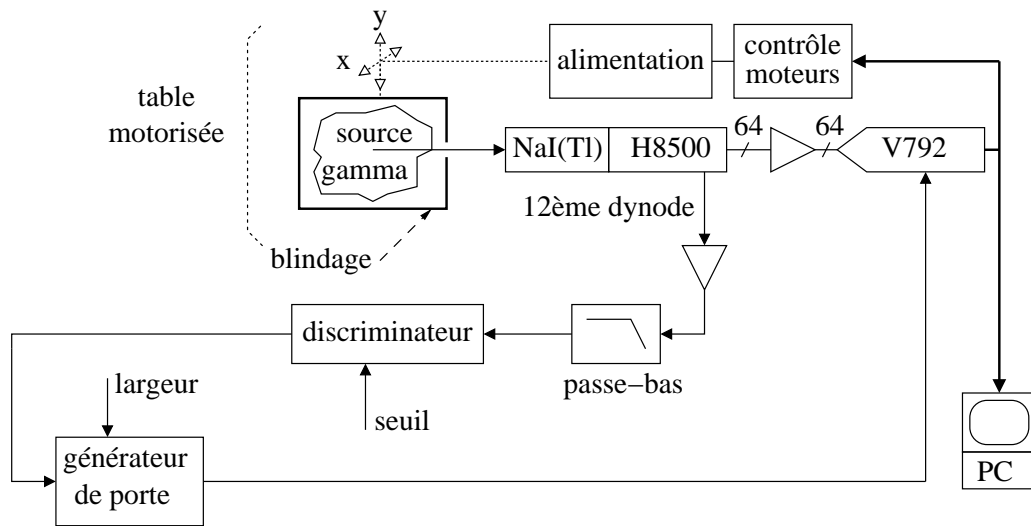


FIG. 3.1 – Synoptique de la chaîne d'acquisition

La source utilisée est en  $^{57}\text{Co}$ . Elle présente un pic principal à 122 keV (86 %), et une activité de 370 kBq, soit 10  $\mu\text{Ci}$ . Deux raies secondaires sont émises à 14 keV (9 %) et 137 keV (11 %).

### 3.2 Table motorisée

Afin de tester différents assemblages de collimateurs et de cristaux, chaque élément prend place sur un cadre, de manière à empiler toute combinaison de cristal et de collimateur 3.2. De nombreux problèmes de diffusions ont été rencontrés dans cette manipulation, dus en partie à la table motorisée métallique et son plateau. Les collimateurs utilisés sont au nombre de deux (*cf.* tableau 3.1). Le collimateur en tungstène a ses trous arrangés en matrice pour s'associer avec le cristal de CsI(Tl) pixellisé (*cf.* tableau 3.2) : chaque cristal élémentaire est en face d'un trou. Le collimateur en plomb est celui simulé au chapitre 1. Un blindage au plomb du couple photomultiplicateur-cristal a permis de limiter une partie des problèmes.

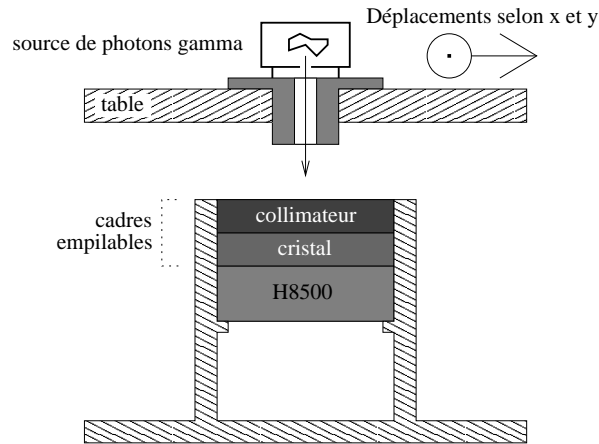


FIG. 3.2 – Table motorisée et flat panel

matériau	disposition des trous	dimensions (mm)	épaisseur (mm)	diamètre des trous (mm)	pas (mm)	septas (mm)
plomb	quinconce	55 × 55	20	2	–	0.6
tungstène	matrice	50 × 50	12	1.75	2.3	0.69

TAB. 3.1 – Collimateurs utilisés

matériau	configuration	dimensions (mm)	épaisseur (mm)	pas (mm)
NaI(Tl)	monobloc	55 × 55	20	–
NaI(Tl)	monobloc	110 × 110	8	–
CsI(Tl)	pixelisé	55 × 55 (totale) 2 × 2 (pixel)	6	2.3

TAB. 3.2 – Cristaux utilisés

### 3.3 Boîte blindée

Pour pallier aux problèmes de diffusions dûs à la table et à son environnement, et pour se protéger des rayonnements cosmiques et des radiations naturelles, un second banc

de test a été mis en œuvre. Il consiste en une boîte en plomb (étanche à la lumière) dans laquelle l'assemblage photomultiplicateur-cristal est disposé directement. Les systèmes de fixation sont en matière plastique de manière à limiter la diffusion.

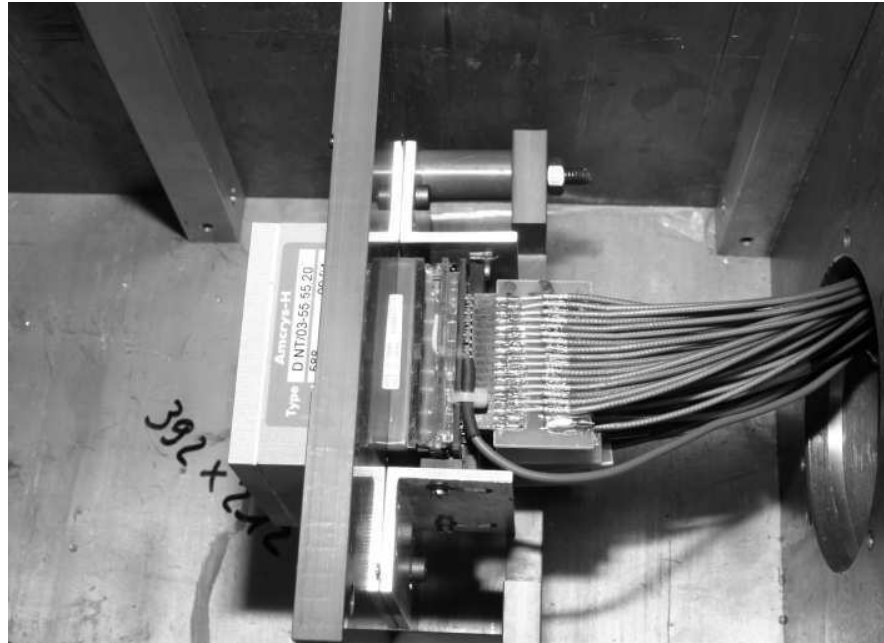


FIG. 3.3 – Boîte en plomb

La figure 3.4 montre un exemple d'acquisition avec un cristal de NaI(Tl) sur les 64 anodes. Le spectre est donné par la somme des 64 anodes corrigées en uniformité.

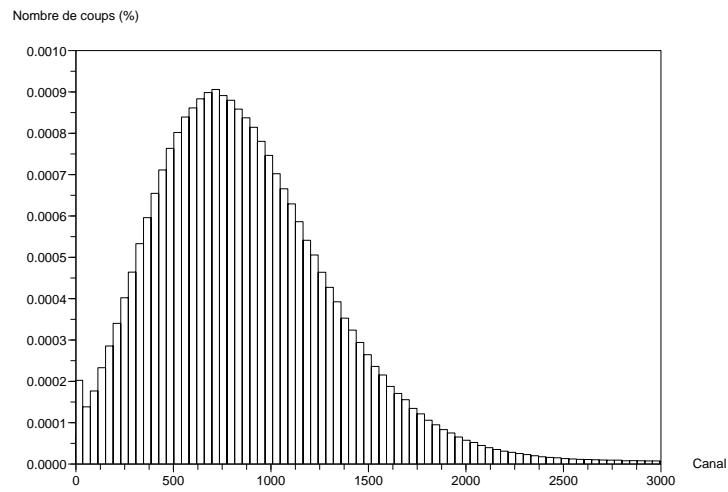


FIG. 3.4 – Exemple de spectre

# Chapitre 4

## Cahier des charges pour l'électronique

### 4.1 Objectif

Le but de cette électronique est de créer une entité indivisible et compacte entre le capteur (photomultiplicateur Hamamatsu H8500) et son électronique de traitement. L'électronique de traitement est composée de circuits intégrés spécifiques (ASIC : *Application Specific Integrated Circuit*) et circuits numériques d'interfaces (FPGA : *Field Programmable Gate Array*). La figure 4.1 présente cette architecture.

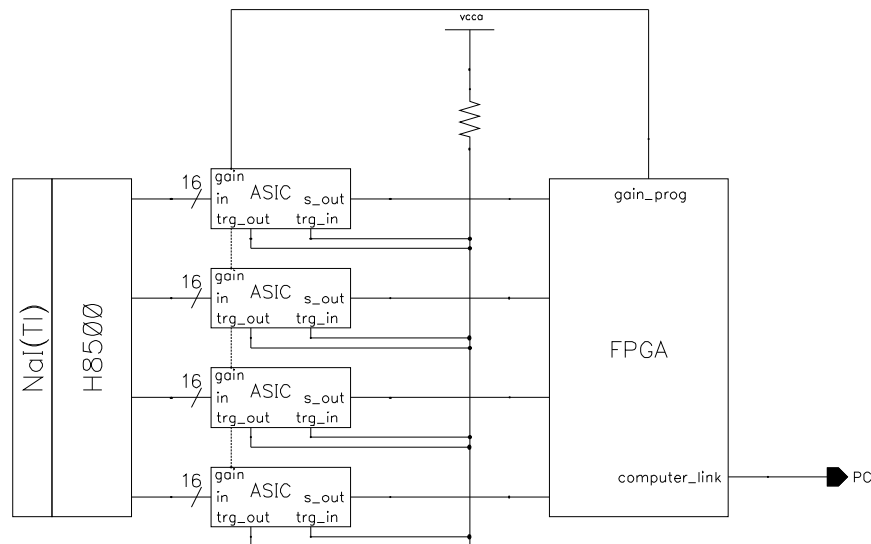


FIG. 4.1 – Vue d'un élément de la mini-tête

## 4.2 Cahier des charges

### 4.2.1 Gamme d'énergie et dynamique

La gamma-caméra s'articule autour de cristaux de NaI(Tl) pour une énergie finale de 141 keV. Des mesures ont été effectuées pour vérifier la forme du signal et mesurer sa charge. Un oscilloscope avec mesure de la surface des courbes et un ADC de charge ont été employés conjointement afin de disposer de deux mesures du phénomène physique. Ces mesures ont été réalisées avec une source de  $^{57}\text{Co}$  de 120 keV, un cristal de NaI(Tl) de dimensions 5 cm×5 cm×6 mm, et le premier prototype de photomultiplicateur H8500 dont nous avons disposé (N° ZA0158).

**Mesure à l'oscilloscope** La figure 4.2 montre une scintillation caractéristique à l'aide d'un oscilloscope (Tektronix TDS 3034 avec module *Advanced Signal Analysis*) présentant une impédance d'entrée de 50  $\Omega$ . La courbe supérieure montre la sortie de 4 anodes reliées ensemble et la courbe inférieure le signal de la dynode 12. Les anodes ayant des gains différents, la charge totale peut être estimée à environ 15 pC sur un grand nombre d'événements pour minimiser l'erreur due aux fluctuations statistiques. Cette charge doit donc être divisée par quatre pour obtenir la charge par anode, soit 3.75 pC par anode.

**Mesure à l'ADC de charge** Cette mesure a été confirmée ultérieurement grâce aux ADC de charge. La charge maximum d'une anode touchée par une scintillation est d'environ 3.2 pC (exemple pour l'anode 44 du ZA0158, gain normalisé de 70 %).

Au moment où a été faite cette mesure, la prochaine génération de H8500 devait avoir un gain 10 fois supérieur environ. D'autre part, le radio-élément utilisé fait 120 keV au lieu de 141 keV, ce qui accroît la charge de 20 %. Nous prendrons donc une marge de sécurité pour la gamme. Nous avons choisi une valeur de 30 pC pour la charge maximum d'entrée.

### 4.2.2 Précision, résolution

Le choix du scintillateur fixe le rapport signal sur bruit et le nombre de bits du convertisseur analogique numérique qui va être utilisé. Le but est de ne pas dégrader la résolution énergétique intrinsèque du cristal (*cf.* tableau 1.1). Cela donne une résolution de la chaîne de  $\sqrt{(\Delta E/E)^2 + R^2} = 7.01\%$ , où  $R$  est la résolution du convertisseur et  $\Delta E/E$  la résolution en énergie du scintillateur. Pour un cristal de NaI(Tl) possédant une résolution en énergie maximum de 6 % et un convertisseur de 8 bits (256 valeurs disponibles : résolution de 0.39 %), la résolution en énergie de la chaîne est de 6.01 %. En fixant le bruit (à  $3\sigma$ ) en dessous du bit le moins significatif (LSB : *Less Significant Bit*), c'est-à-dire en maximisant le bruit par  $1/3 \times 256$ , le rapport signal sur bruit de l'électronique est de 7680, soit 18 dB.

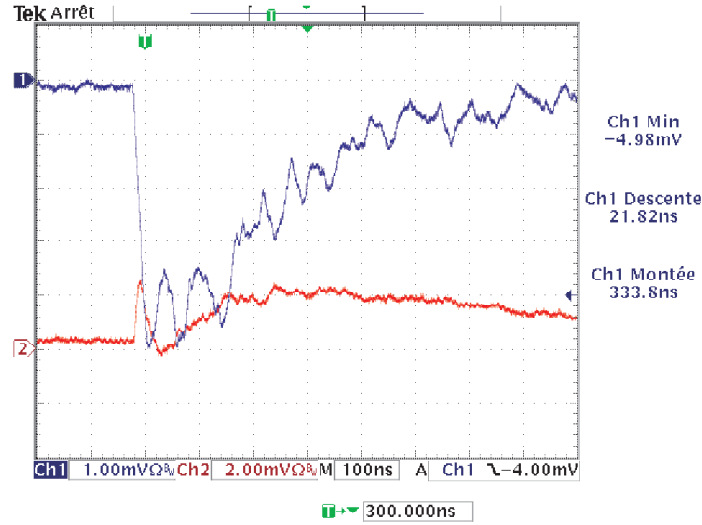


FIG. 4.2 – Scintillation

### 4.2.3 Vitesse

#### Taux de comptage

La vitesse d'acquisition nécessaire est directement liée à la quantité de radiotraceur injectée au patient. L'ordre de grandeur est de 50 à 1000 kBq/g de tissus pour le petit animal, soit une activité totale inférieure à 50 MBq sur  $4\pi$  sr [17]. La statistique de Poisson décrit précisément le processus de désintégration radioactive, qui est un phénomène spontané, où chaque atome se désintègre de manière indépendante des autres atomes. La probabilité de détecter  $k$  évènements lorsqu'on peut attendre une moyenne  $n$  est [18] :

$$P(k) = \frac{n^k}{k!} e^{-n}$$

Nous nous intéresserons ici à la quantité d'évènements  $\lambda$  qui arrivent sur le détecteur dans un intervalle de temps donné  $t$ .

$$P(n, t) = \frac{(\lambda t)^n}{n!} e^{-\lambda t} \quad (4.1)$$

En pratique, il faut être capable de compter au moins  $100 \cdot 10^3$  évènements par seconde, avec un maximum de  $1 \cdot 10^6$  évènements par seconde.

#### Temps d'intégration

La constante de décroissance du cristal de NaI est de 230 ns (*cf.* tableau 1.1), ce qui limite l'acquisition sans empilement à environ  $5 \cdot 10^6$  d'acquisitions par seconde pour une porte d'intégration de 200 ns. L'idée est donc de réaliser une électronique analogique frontale la plus rapide possible et de repousser le problème de rapidité dans les convertisseurs



analogique numérique, de manière à développer dans un premier temps un démonstrateur dont la rapidité de conversion pourra être augmentée ultérieurement. Le problème du rapport signal sur bruit en fonction de la largeur de la porte de l'intégration est discuté dans le chapitre 6.

## 4.3 Choix techniques

### 4.3.1 Technologie

Pour des contraintes de disponibilité, de fiabilité et de coût, la technologie Austriamicrosystems CMOS (Complementary Metal Oxyde Silicon) C35B4 a été retenue. Celle-ci offre une largeur de grille minimum de  $0.35\text{ }\mu\text{m}$ , quatre couches de métal, deux couches de polysilicium, une couche de polysilicium haute résistivité, des transistors MOS supportant 5.5 V et 3.3 V entre leur grille et leur source. Des cellules numériques sont mises à disposition par le fondeur, elles sont utilisées dans cette étude. Toute la partie analogique est différentielle afin de bénéficier d'une meilleure immunité au bruit. Le substrat est relié au 0 V, ainsi uniquement des tensions positives sont utilisées pour l'alimentation.

### 4.3.2 Déclenchement

Les circuits conçus comportent chacun seize voies. Il faut donc quatre circuits pour équiper un photomultiplicateur. L'électronique est déclenchée sur la somme des courants de seize anodes ( $1/4$  de la surface du tube, soit  $1'' \times 1''$ ) qui est comparée à un seuil réglable. Pour minimiser l'influence des différences de gain entre les différentes anodes du photomultiplicateur, donc une différence dans la contribution de chaque anode au déclenchement, une correction grossière de gain est incluse dans l'étage d'entrée de l'ASIC. C'est la raison pour laquelle la dynode 12 présente sur le H8500 n'est pas utilisée, bien que celle-ci permettrait un déclenchement légèrement plus rapide, ce signal arrivant avant le signal d'anode et simplifierait le préamplificateur. Une sortie dédiée sur chaque préamplificateur de courant permet la sommation des seize voies. Les circuits ont aussi la possibilité de déclencher sur un signal externe. La figure 4.1 montre cette possibilité avec un OU logique câblé sur les entrées/sorties `trig_in` et `trig_out`.

### 4.3.3 Architecture

Chaque circuit comporte seize voies. Chaque voie est composée des éléments suivants (*cf.* figure 4.3) :

- un préamplificateur d'entrée; c'est un convoyeur de courant multigain avec une sortie pour la mesure de la charge et une sortie dédiée au déclenchement;
- un intégrateur commuté; il assure aussi la fonction de suiveur/bloqueur;
- un convertisseur analogique-numérique (ADC);

- un registre à décalage de sortie permettant de sérialiser la sortie numérique de l'ADC.

En outre, chaque circuit dispose de son propre système de déclenchement commun à ces 16 voies.

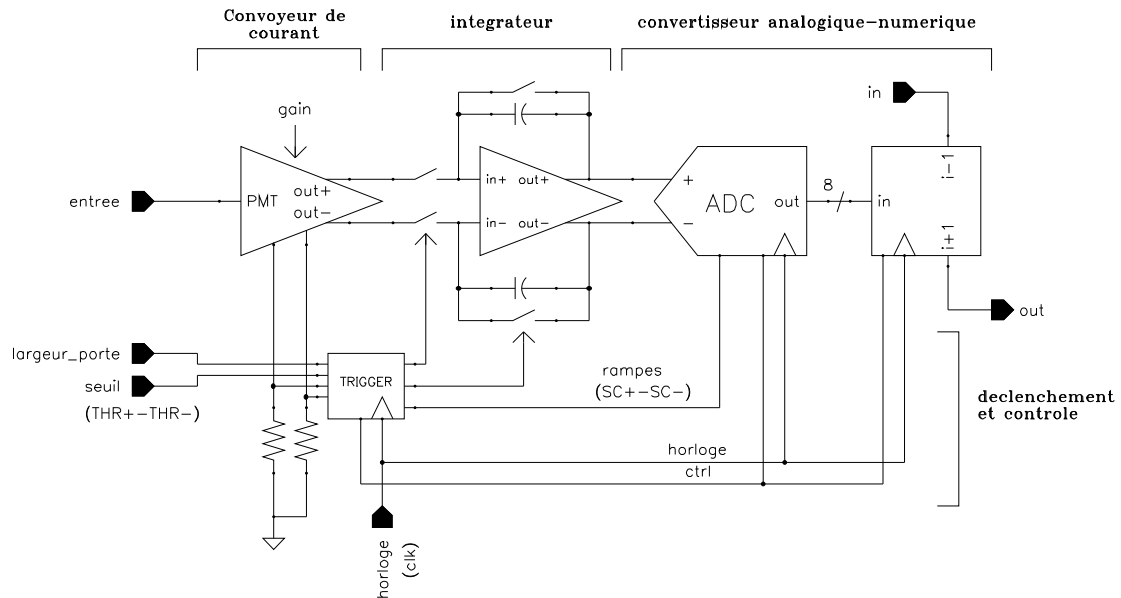


FIG. 4.3 – Synoptique de la chaine d'acquisition



# Chapitre 5

## Etage d'entrée

### 5.1 Rôle

L'étage d'entrée traite directement les signaux d'une anode de tube photomultiplicateur. Tout d'abord, il doit présenter une impédance d'entrée aussi faible que possible, car l'impédance de sortie du PM est très grande. D'autre part, il doit avoir une tension à vide proche de la référence de l'alimentation des photomultiplicateurs afin de réduire aussi peu que possible la polarisation du photomultiplicateur. De plus, la possibilité de disposer d'un réglage de gain directement dans le préamplificateur d'entrée permet de compenser grossièrement la non uniformité des photocathodes des tubes photomultiplicateurs. Enfin, cet étage permet de passer en mode différentiel pour un meilleur rapport signal sur bruit [19] [20].

Cet étage est composé d'un étage d'entrée de type super grille commune (T1 et T2 sur la figure 5.1), qui impose un courant à travers un transistor utilisé comme maître d'un miroir de courant (commutable pour changer de gain), qui est recopié ensuite entre les différentes branches (sortie mesure `out_P/out_N` et sortie déclenchement non représentée mais identique) positives et négatives (pour passer en différentiel). Un étage identique mais sans entrée est croisé sur les sorties afin d'extraire les courants de polarisation.

### 5.2 Calculs

#### 5.2.1 Calcul de l'impédance d'entrée du grille commune

Pour l'étude de cet étage il est beaucoup plus facile de raisonner sur un modèle équivalent du transistor en T que sur un modèle en  $\Pi$  hybride habituel [21]. En partant d'un montage grille commune (*cf.* figure 5.2 (a) et (b)), les sources de courant vers la grille sont dupliquées (masse ac – (c)) et la source de courant entre source et drain est remplacée par une résistance (d) de valeur  $1/gm$ . La valeur de l'impédance d'entrée est alors de  $1/gm$ .



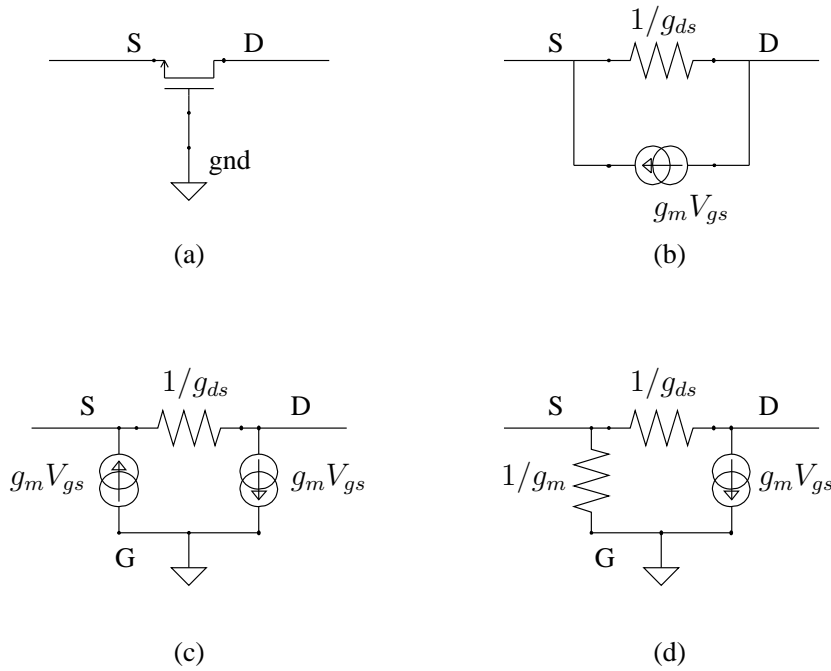


FIG. 5.2 – Modèle de MOS pour le calcul de l'impédance d'entrée d'un montage grille commune

### 5.2.2 Calcul de l'impédance d'entrée du super grille commune

Le super grille commune est un montage grille commune contre-réactionné par un montage source commune (*cf.* figure 5.3 (a)). On considère ici que les transistors T1 et T2 (*cf.* 5.3) ont la même transconductance, notée  $gm$ . Le gain en tension d'un source commune est  $gm \times R$ . D'autre part, une impédance  $Z$  mise en contre réaction sur un amplificateur de gain  $G$  est vue de l'entrée comme une impédance divisée par  $1 + G$ . L'impédance d'entrée du super grille commune peut donc être vue comme l'impédance d'entrée du grille commune divisée par le gain du source commune plus un, soit :

$$Z_{in} = \frac{1}{gm^2 \cdot R} \quad (5.1)$$

Pour avoir une impédance d'entrée minimum, un grand  $gm$  a donc tout intérêt à être utilisé pour les deux transistors d'entrée. Et d'autre part :

$$gm = K \cdot \frac{W}{L} \cdot (v_{gs} - v_{th}) \quad (5.2)$$

avec :

- $W$  : Largeur du canal d'un transistor MOS ;
- $L$  : Longueur du canal d'un transistor MOS ;
- $K$  : Constante technologique.

Lors du dimensionnement,  $W$  est maximisé et  $L$  minimisé.

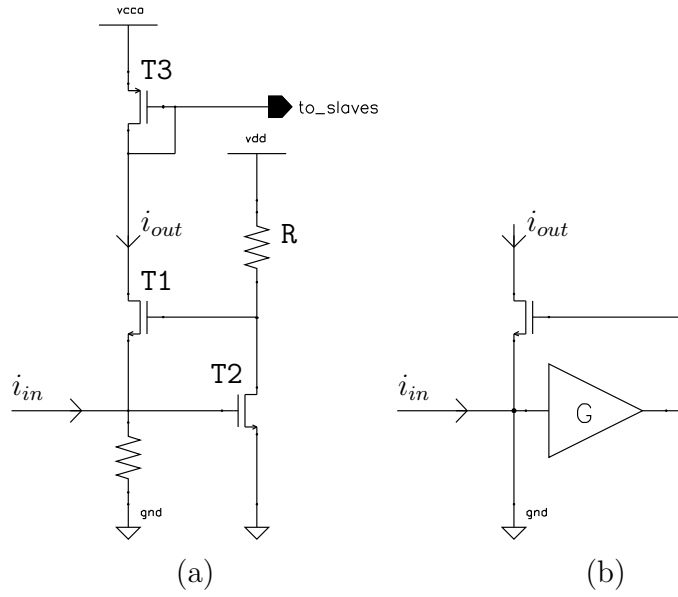


FIG. 5.3 – Calcul de l'impédance d'entrée d'un montage super grille commune

### 5.2.3 Calcul de l'impédance de sortie du super grille commune

On peut estimer la résistance de sortie grâce au schéma équivalent de la figure 5.4. Laissons de côté pour l'instant la résistance  $R_{T3}$ , qui correspond au transistor T3 de la figure 5.1. D'une part, on note que :

$$v_t = i_t \cdot R_s$$

En écrivant la loi de Kirshhoff au point  $v_s$  :

$$\frac{v_s}{R_1} - gm \cdot v_{gs} + gds(v_s - v_t) = 0 \quad (5.3)$$

$$v_s \left( \frac{1}{R_1} + gm + gds \right) = gds \cdot v_t \quad (5.4)$$

$$z_{out} = \frac{v_t}{i_t} = R_1 \left( \frac{1}{gds \cdot R_1} + \frac{gm}{gds} + 1 \right) \quad (5.5)$$

et comme :

$$\frac{gm}{gds} \gg 1 \quad (5.6)$$

on a :

$$z_{out} = \frac{1}{gds} (1 + gm \cdot R_1) \quad (5.7)$$

Il faut maintenant ajouter en parallèle la résistance  $R_{T3}$  :

$$z_{out} = R_{T3} \parallel \frac{1}{gds} (1 + gm \cdot R_1) \quad (5.8)$$

$$z_{out} \approx K \cdot \frac{gm}{gds} = \frac{W/L}{W/L^2} \propto KL \quad (5.9)$$

Pour une grande impédance de sortie,  $L$  est maximisé. Or, nous avons vu que pour minimiser l'impédance d'entrée, il fallait maximiser le rapport  $W/L$ . Il faut donc trouver un compromis à l'aide des outils de simulation.

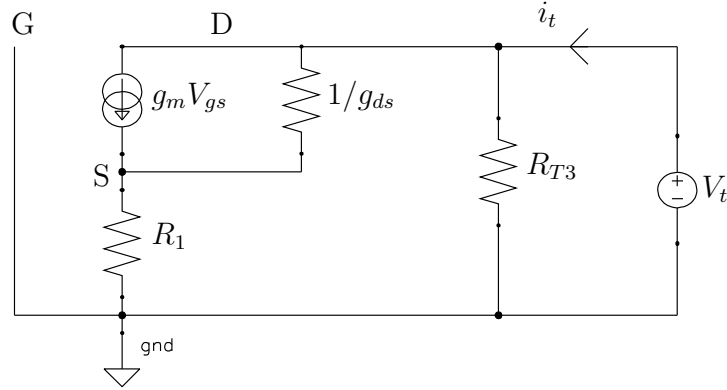


FIG. 5.4 – Montage équivalent pour le calcul de l'impédance de sortie d'un montage super grille commune

### 5.2.4 Estimation du bruit

Les quatres principales sources de bruits dans les transistors seront retenues ici MOS [21].

#### Bruit de scintillement

Le bruit dit de scintillement (*flicker*) ou bruit en  $1/f$  est essentiellement dû aux défauts de structure et aux impuretés dans le cristal. Une expression de son courant moyen est donnée par :

$$\bar{i}_d^2 = \frac{K}{C_{ox}L_{eff}W_{eff}} \frac{I_D^a}{f^b} \Delta f \quad (5.10)$$

avec :

- $C_{ox}$  : Capacité d'oxyde ;
- $L_{eff}$  : Longueur effective du canal ;
- $W_{eff}$  : Largeur effective du canal ;
- $K$  : Constante technologique ;
- $I_D$  : Courant de polarisation dans le drain ;
- $\Delta f$  : Bande de fréquence centrée sur  $f$  ;
- $a$  et  $b$  : Paramètres de la technologie.

Les documentations du fabricant [22] [23] donnent comme valeurs :



$$\begin{aligned}
 b &= 1 \\
 a &\approx 1.5 \text{ (dépend du type de transistor)} \\
 K_{NMOS} &\approx 9.2 \cdot 10^{-26} \\
 K_{PMOS} &\approx 6.6 \cdot 10^{-26} \\
 C_{ox} &= 4.5 \cdot 10^{-3} \text{ F/m}^2, \text{ i.e. } 4.5 \text{ fF}/\mu\text{m}^2
 \end{aligned}$$

### Bruit thermique

Ce bruit est lié à l'agitation électronique due à l'augmentation de température. Pour une résistance, il peut être représenté comme un générateur de tension  $\bar{v}^2$  en série ou par un générateur de courant  $\bar{i}^2$  en parallèle, les deux représentations étant équivalentes.

$$\begin{cases} \bar{v}^2 = 4kTR\Delta f \\ \bar{i}^2 = \frac{4kT}{R}\Delta f \end{cases} \quad (5.11)$$

avec :

- $k$  : Constante de Boltzmann ;
- $R$  : Valeur de la résistance.

Ce bruit est donc directement proportionnel à la température ambiante et dépendant de la résistance équivalente drain-source. Dans un transistor MOS, la résistance correspond à la résistance du canal, et le courant est le courant de drain.

$$\bar{i}^2 = 4kT \left( \frac{2}{3}gm \right) \Delta f \quad (5.12)$$

### Bruit de grenaille

Appelé communément *shot noise*, ce bruit apparaît dans les jonctions PN lorsqu'un porteur franchi la barrière de potentiel. Ce bruit a une valeur efficace moyenne en courant donnée par :

$$\bar{i}^2 = 2qI_G\Delta f \quad (5.13)$$

avec :

- $q$  : Charge de l'électron ;
- $I_G$  : Courant de grille.

Le courant de fuite de la grille étant très faible sur les transistors MOS, cette source de bruit peut être négligée.

### Modèle de bruit pour un transistor MOS

Pour obtenir un modèle qui permette d'estimer le bruit dans le montage, les sources de bruits thermique et de scintillement (*cf.* figure 5.5 (a)) sont ramenées à l'entrée d'un

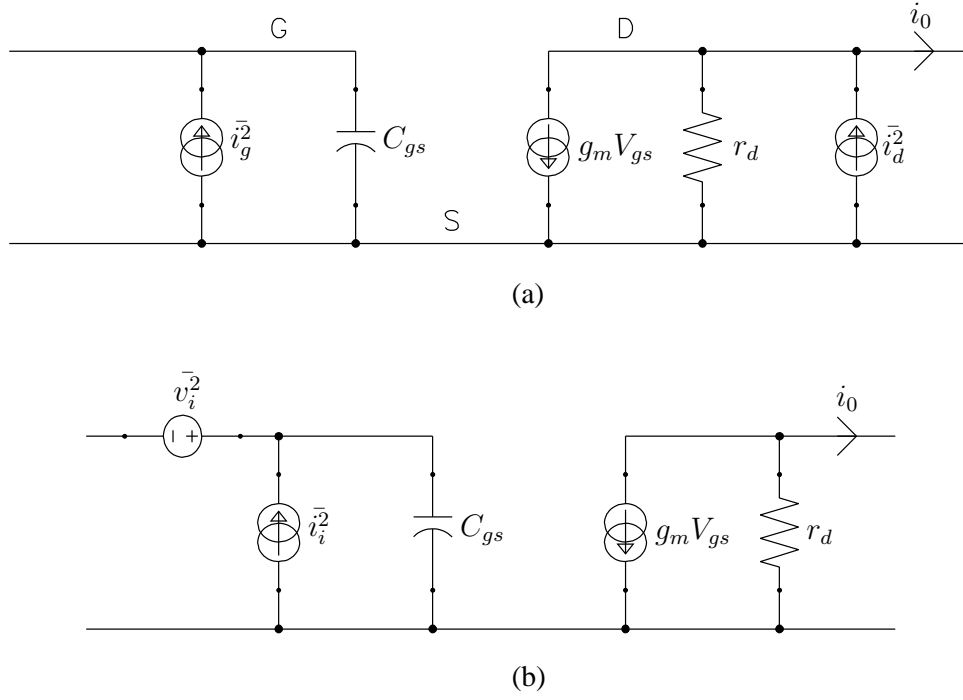


FIG. 5.5 – Modèle d'un transistor MOS pour l'estimation du bruit

modèle de transistor non bruyant (*cf.* figure 5.5 (b)). Si on considère uniquement le bruit thermique et de scintillement, le courant de drain efficace est :

$$\bar{i}_d^2 = 4kT \frac{2}{3} g_m \Delta f + \frac{K}{C_{ox} L_{eff} W_{eff}} \frac{I_D^a}{f} \Delta f \quad (5.14)$$

$$i_d = g_m v_i \quad (5.15)$$

$$\bar{v}_i^2 = \frac{\bar{i}_d^2}{g_m^2} \Delta f \quad (5.16)$$

En remplaçant  $\bar{i}_d^2$  de l'équation 5.16 par sa valeur dans 5.14 :

$$\frac{\bar{v}_i^2}{\Delta f} = 4kT \frac{2}{3} \frac{1}{g_m} + \frac{K}{C_{ox} L_{eff} W_{eff}} \frac{I_D^a}{g_m^2 f} \quad (5.17)$$

Considérons maintenant le générateur  $\bar{i}_i^2$  :

$$i_i \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} = i_g \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} + i_d \quad (5.18)$$

$$i_i = i_g + \frac{j\omega C_{gs}}{g_m} i_d \quad (5.19)$$

$$\bar{i}_i^2 = \bar{i}_g^2 + \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2} \bar{i}_d^2 \quad (5.20)$$

En utilisant les équations 5.13 et 5.14 :

$$\frac{\bar{i}_i^2}{\Delta f} = 2qI_G + \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2} \left( 4kT \frac{2}{3} g_m + \frac{K}{C_{ox} L_{eff} W_{eff}} \frac{I_D^a}{f} \right) \quad (5.21)$$

soit

$$\frac{\bar{i}_i^2}{\Delta f} = 2qI_G + \frac{\bar{i}_d^2}{A_I^2} \quad (5.22)$$

avec

$$A_I = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \quad (5.23)$$

### Estimation du bruit du convoyeur de courant

Aux basses fréquences, le bruit est dominé par le courant de fuite à travers la grille (*cf.* équation 5.21), qui est extrêmement petit ( $< 1$  pA). Cette source de bruit peut donc être négligée. D'autre part, notre capteur (tube photomultiplicateur) se comporte comme une source de courant en parallèle sur un condensateur. Il possède une impédance très élevée, ce qui justifie (en terme de bruit) d'une part l'utilisation d'un étage à faible impédance en entrée et d'autre part l'utilisation de transistor MOS. Le bruit reste très difficile à calculer de manière analytique car de nombreux paramètres entrent en jeu. Le circuit sera donc ajusté au simulateur jusqu'à avoir des valeurs de bruit compatibles avec le cahier des charges (*cf.* tableau 5.1).

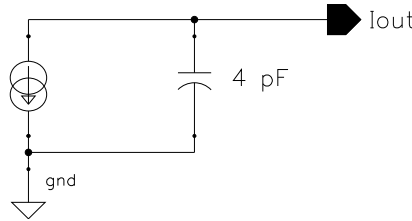


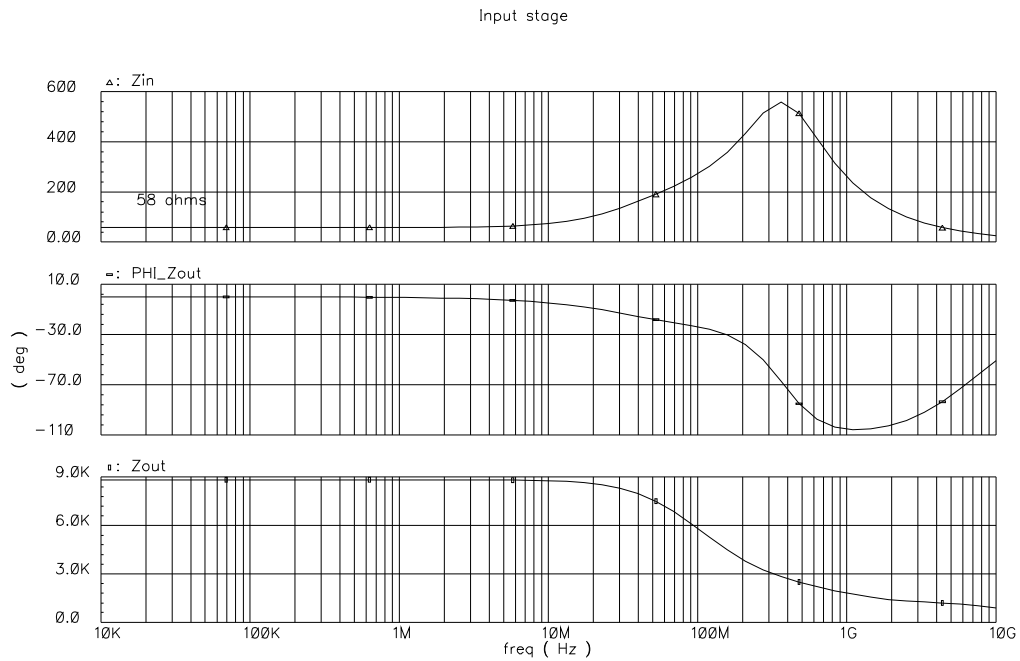
FIG. 5.6 – Schéma équivalent du capteur

## 5.3 Conception et résultats de simulation

Le convoyeur de courant possède l'avantage d'être intrinsèquement stable puisque le schéma est entièrement en boucle ouverte. D'autre part, ce montage est parfaitement linéaire et n'est pas limité dans sa dynamique par les tensions d'alimentation, son entrée et sa sortie étant en courant. En outre, c'est une manière élégante de passer du mode commun d'entrée imposé par le photomultiplicateur au mode différentiel utilisé dans ce circuit.

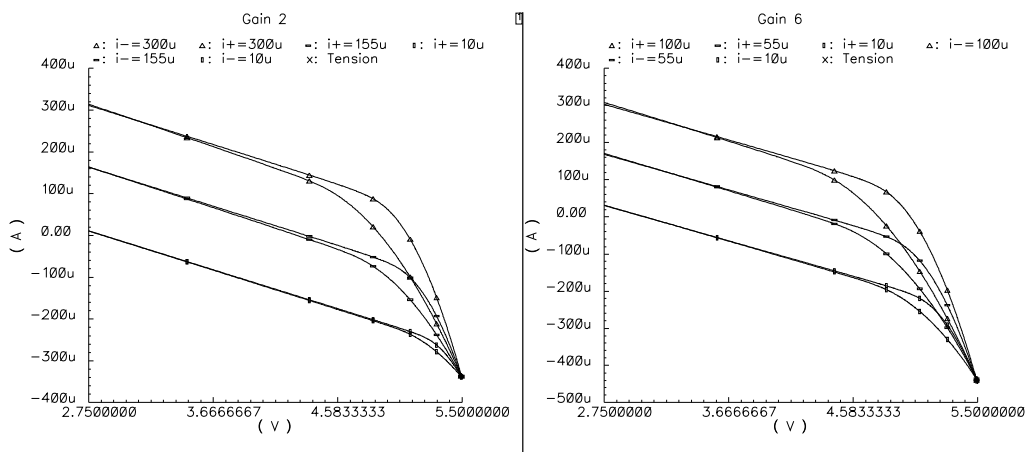
### 5.3.1 Impédance d'entrée

La figure 5.7 montre les résultats de simulation de l'étage d'entrée du convoyeur. L'impédance d'entrée reste inférieure à  $60 \Omega$  sur l'étendue de la bande passante.



#### 5.3.2 Impédance de sortie

La figure 5.8 illustre la simulation l'impédance de sortie du convoyeur de courant (simulation parasitique et paramétrique). Cette impédance garde une valeur proche de 9 k $\Omega$  quels que soient le gain sélectionné ou l'amplitude du signal d'entrée.





### 5.3.4 Linéarité

La figure 5.10 représente l'erreur à la linéarité du convoyeur pour ses trois gains (simulation parasitique). Le gain sera réglé en accord avec le gain de chaque anode afin de rester dans les limites de linéarité du convoyeur. Le courant maximum de sortie est de  $300\text{ }\mu\text{A}$ .

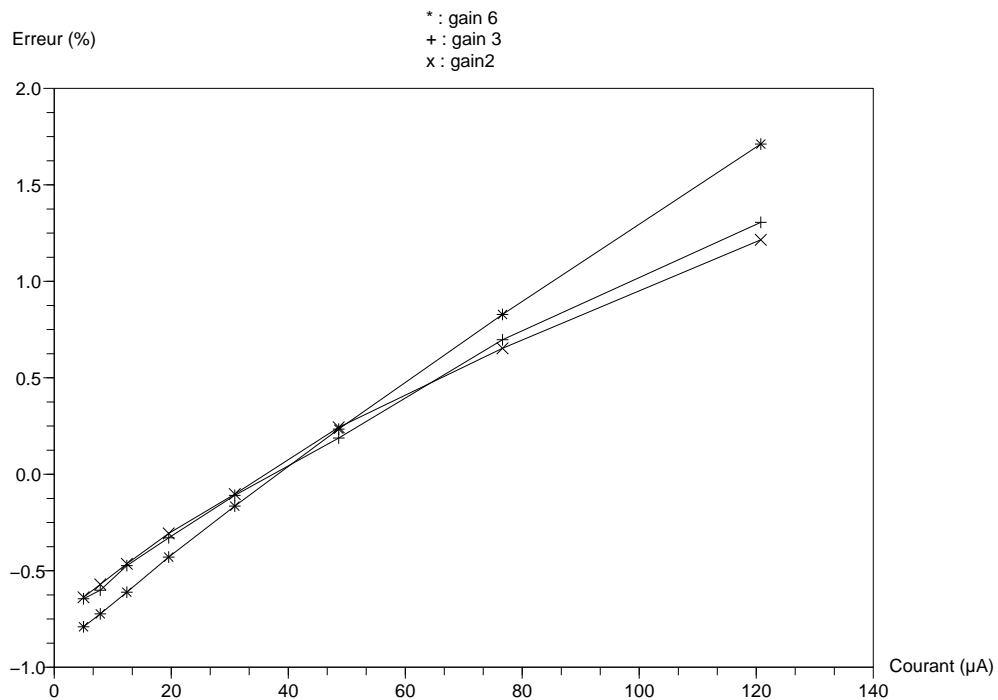


FIG. 5.10 – Ecart à la linéarité du convoyeur de courant

### 5.3.5 Bande passante

La bande passante du préamplificateur est étroitement liée à la valeur du gain qui est programmée. Un exemple de simulation parasitique en gain 2 est donné figure 5.11, et les bandes passantes en fonction du gain sont données tableau 5.1. Une faible bande passante est un avantage pour un tel circuit d'acquisition car il permet de limiter les déclenchements sur le courant noir du photomultiplicateur, qui se traduit par des impulsions contenant de hautes fréquences.

### 5.3.6 Consommation

La consommation est de  $500\text{ }\mu\text{A}$  sur l'alimentation de  $5.5\text{ V}$  et de  $118\text{ }\mu\text{A}$  sur l'alimentation  $2.75\text{ V}$ , *i.e.* environ  $3\text{ mW}$  par voie, sans signal et avec un réglage de gain

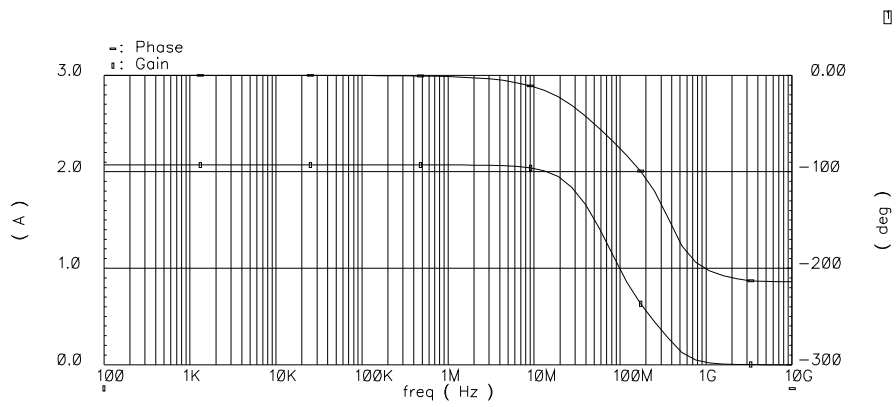


FIG. 5.11 – Bande passante et phase du convoyeur en gain 2

maximum.

# Chapitre 6

## Intégrateur

### 6.1 Rôle

Un photomultiplicateur délivre un signal en charge. Il faut donc intégrer le courant délivré par le photomultiplicateur pendant un certain temps pour obtenir une valeur, image de la grandeur physique à mesurer. Un amplificateur contre-réactionné avec des condensateurs permet d'assurer cette fonction. Des interrupteurs permettent d'assurer la remise à zéro du dispositif ou de bloquer la valeur de sortie.

### 6.2 Amplificateur

#### 6.2.1 Structure

Cet amplificateur a été développé originellement pour les besoins de l'expérience ILC (*International Linear Collider*) [24] [25]. Un schéma de principe est présenté figure 6.1. C'est un montage dit super différentiel composé de trois étages :

**Paires différentielles d'entrée** Composée des transistors T1\_P et T2\_P (respectivement T1\_N et T2\_N), elle est chargée par les transistors T3\_P et T4\_P (respectivement T3\_N et T4\_N) et polarisée par la source de courant I1\_P (respectivement I1\_N). La tension d'alimentation  $v_{cca}$  est de 5.5 V.

**Etage rail à rail de sortie** Composé des transistors T9\_P, T10\_P, T9\_N et T10\_N, il permet une grande dynamique de sortie (4 V).

**Asservissement du mode commun** Un boucle de contre-réaction permet un asservissement du mode commun. Le point milieu de la tension de sortie est pris entre les résistances R1 et R2. Cette tension est comparée à la tension d'alimentation médiane ( $v_{dda}$ , qui est de 2.75 V) grâce aux transistors T6, T7 et T8, et le résultat de la comparaison change le point de fonctionnement des charges actives de la paire différentielle d'entrée (T3 et T4).



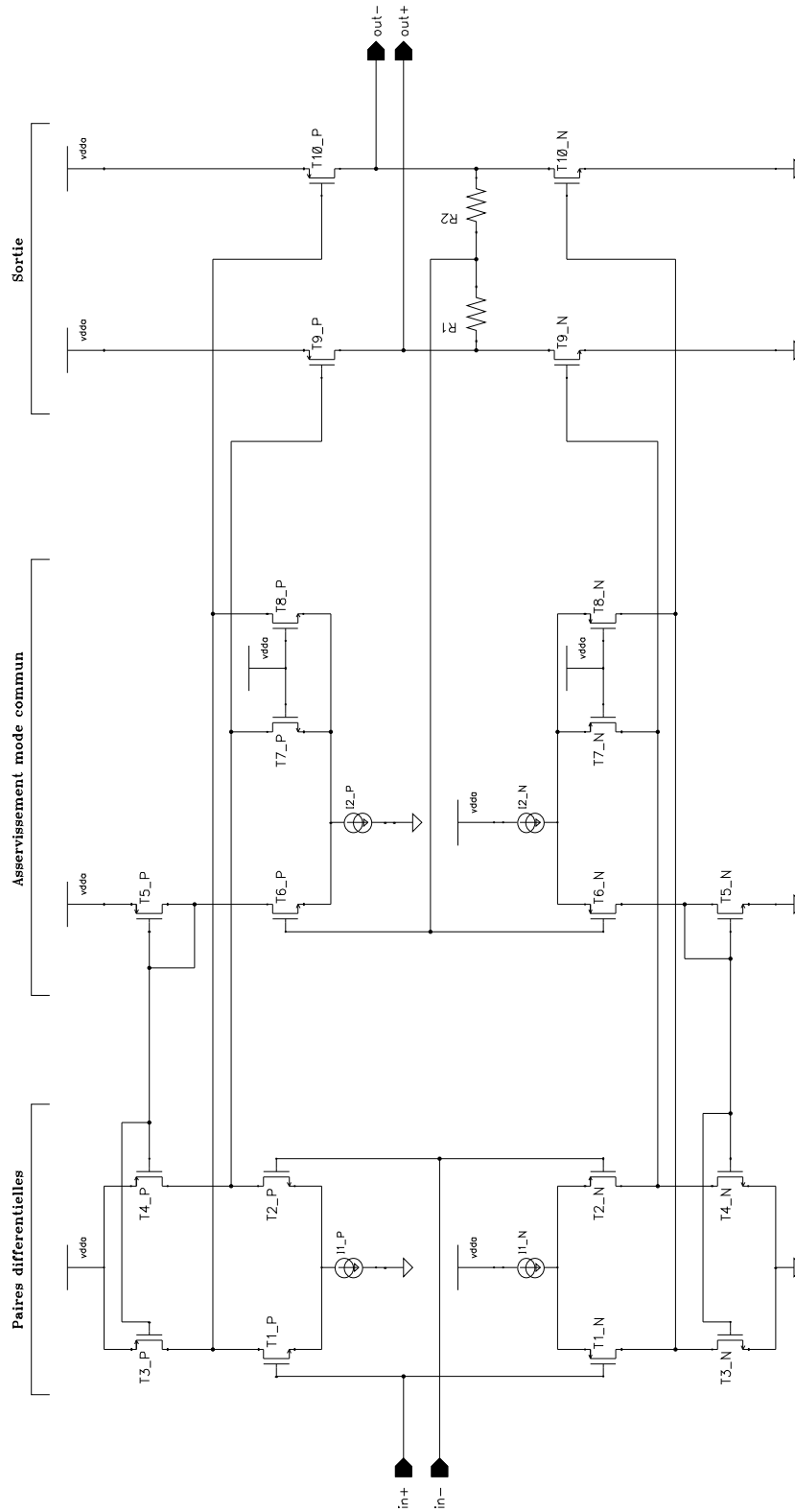


FIG. 6.1 – Amplificateur

### 6.2.2 Performances

La consommation de cet amplificateur est réduite, puisque le courant utilisé sur le 5.5 V est de 770.6  $\mu\text{A}$ , soit une puissance dissipée de 4.2 mW par voie pour cet étage. Le gain est de 13 570 pour une bande passante s'étendant jusqu'à 6.8 kHz à  $-3$  dB (*cf.* figure 6.2), soit un produit gain-bande d'environ 100 MHz. Grâce à sa structure super différentielle et à l'emploi d'une boucle de contre-réaction, le taux de réjection de mode commun (TRMC) est très élevé. Celui-ci est défini comme étant le rapport du gain différentiel sur le gain en mode commun, soit :

$$TRMC = \frac{A_d}{A_{mc}} = \frac{13570}{8.75 \cdot 10^{-3}} = 1.5 \cdot 10^6 \text{ soit } 124 \text{ dB}$$

Cette valeur est à considérer avec précaution, car elle ne prend pas en compte les dispersions sur les valeurs des composants, ce qui entraîne un mauvais appariement, source principale de dégradation du TRMC.

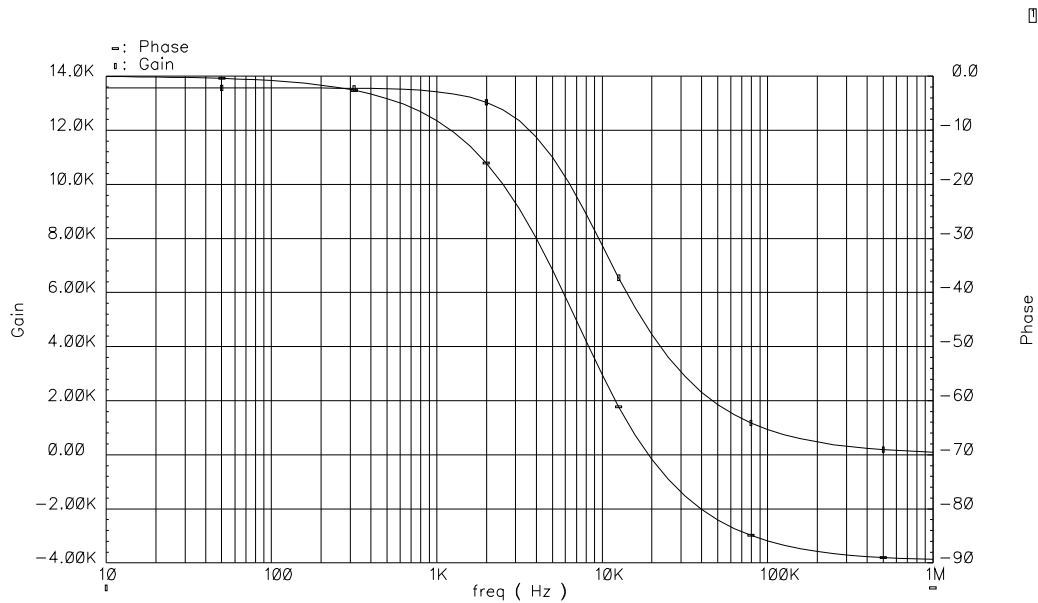


FIG. 6.2 – Gain et phase en différentiel (simulation parasitique)

## 6.3 Montage intégrateur

### 6.3.1 Description

L'intégrateur est réalisé par insertion de condensateurs entre les entrées et les sorties de l'amplificateur. On a (*cf.* figure 6.3) :

$$V_c = \frac{1}{C} \int i dt$$

$$V_s = V_e - V_c \text{ avec } V_e = \text{constante (masse virtuelle)}$$

Pour les 30 pC de dynamique nécessaires et les 4 V de dynamique disponibles, la valeur du condensateur de contre réaction sera :

$$\frac{Q}{V} = C \Rightarrow \frac{30 \cdot 10^{-12}}{4} = 7.5 \cdot 10^{-12}$$

La capacité du condensateur choisie est de 7.8 pC au lieu de 7.5 pC (*cf.* figure 6.4) pour des raisons pratiques de dessin des masques. Cette valeur permet d'obtenir un gain de 66.6 mV/pC.

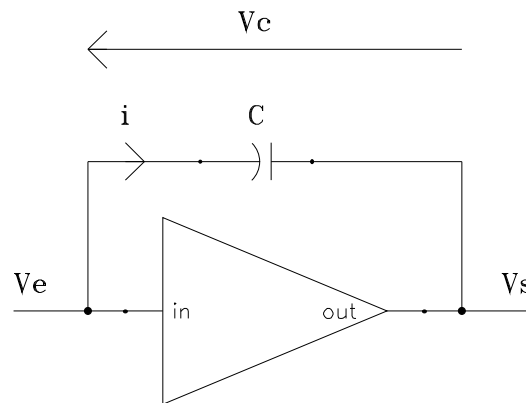


FIG. 6.3 – Principe de l'intégrateur

### 6.3.2 Interrupteurs

#### Séquencement

A l'aide des interrupteurs **S1** et **S2**, le montage de la figure 6.4 peut aussi jouer le rôle de suiveur-bloqueur pour le convertisseur analogique-numérique situé en aval. Ces interrupteurs sont pilotés par le bloc de déclenchement (*cf.* chapitre 8).

- au repos, les interrupteurs **S1** sont ouverts, ne laissant rentrer aucun courant dans l'intégrateur, et les interrupteurs **S2** sont fermés, garantissant une décharge complète des condensateurs ;
- à l'arrivée d'un signal de déclenchement, les interrupteurs **S1** se ferment, reliant ainsi le convoyeur à l'intégrateur, et les interrupteurs **S2** s'ouvrent afin que les condensateurs puissent se charger ;
- à la fin de l'intégration (porte d'intégration de largeur déterminée), les interrupteurs **S1** s'ouvrent : la charge est maintenue dans les condensateurs et l'ADC peut effectuer sa conversion ;
- lorsque la conversion est terminée, les interrupteurs **S2** se ferment pour vider les condensateurs. Le système est alors prêt pour un nouveau cycle.

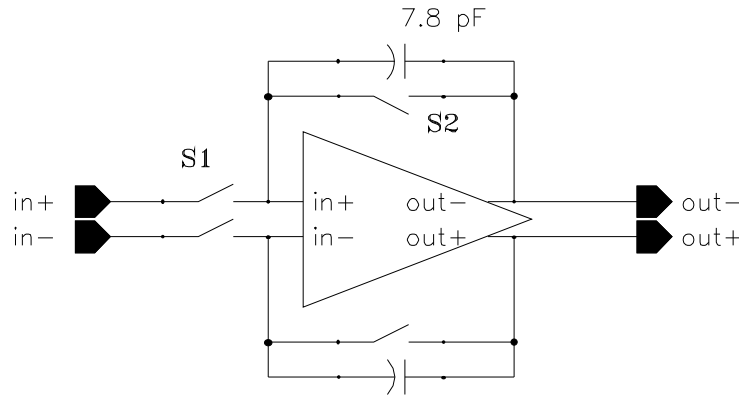


FIG. 6.4 – Schéma de l'intégrateur

### Conception

Les interrupteurs électroniques sont composés de deux transistors de type complémentaire montés en parallèle (*cf.* figure 6.5). Les dimensions choisies sont identiques pour les deux transistors (canal type P et type N) afin que les injections de charges se compensent. La résistance d'un interrupteur fermé est donnée par :

$$R = \frac{dV_{ds}}{dI_{ds}} = \frac{1}{\mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot ((V_{gs} - V_t) - V_{ds})} \Rightarrow R \propto \frac{L}{W}$$

La résistance du canal doit être minimisée, le rapport  $W/L$  doit être maximisé. La valeur retenue est de  $30 \mu\text{m}$  par  $0.5 \mu\text{m}$ . Les transistors utilisés supportent  $5.5 \text{ V}$  de  $V_{ds}$ . Le temps de décharge du condensateur est dans tous les cas inférieur à  $30 \text{ ns}$ .

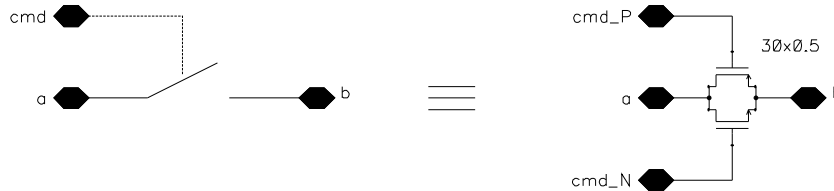


FIG. 6.5 – Schéma des interrupteurs électroniques

### 6.3.3 Performances

#### Linéarité

La figure 6.6 présente une simulation paramétrique (et parasitique) de la linéarité de l'intégrateur. Le réseau de courbes du haut montre l'évolution de la tension en sortie de l'intégrateur tandis que le réseau du bas représente les impulsions de courant en entrée. Une porte d'intégration de  $200 \text{ ns}$  a été utilisée pour cette simulation.

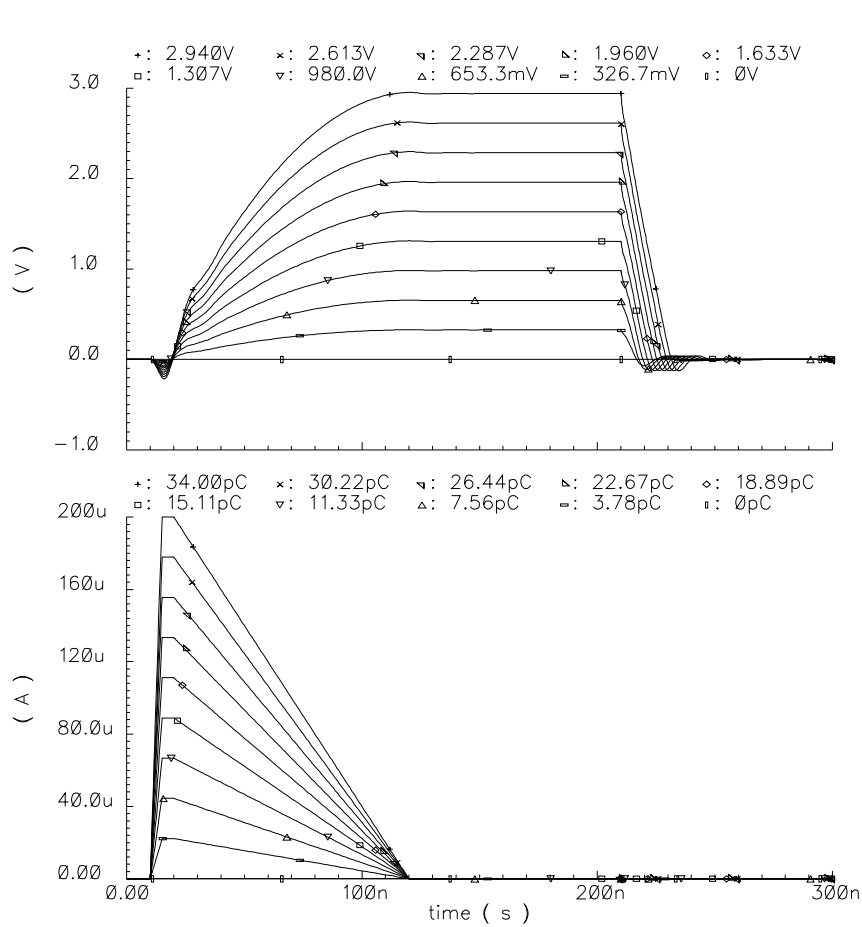


FIG. 6.6 – Simulation parasitique et paramétrique de l'intégrateur

Toujours en simulation parasitique, la figure 6.7 montre que l'écart de linéarité de l'intégrateur reste inférieur à 1% sur toute la gamme.

## Bruit

La figure 6.9 montre une simulation du bruit de l'intégrateur (sans les interrupteurs). Le bruit intégré en sortie est de 206  $\mu\text{V}$ . L'intégrateur se comporte comme un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure à  $-3\text{ dB}$  est d'environ 150 mHz (*cf.* figure 6.8).

Le rapport signal sur bruit dépend largement de la largeur de la porte d'intégration. En effet, le signal physique du photomultiplicateur décroît rapidement avec une forme exponentielle<sup>1</sup>, alors que le bruit augmente en fonction de la racine carrée de sa largeur. Un optimum est donc à trouver, qui sera dépendant du cristal. Afin de garder une certaine flexibilité d'utilisation des circuits (utilisation d'autres cristaux par exemple) et à des fins de test, la porte d'intégration est réglable extérieurement. Un exemple de rapport signal sur bruit en fonction de la largeur de la porte d'intégration est donné tableau 6.1 sur une

<sup>1</sup>La constante de temps principale pour le NaI(Tl) est de 230 ns

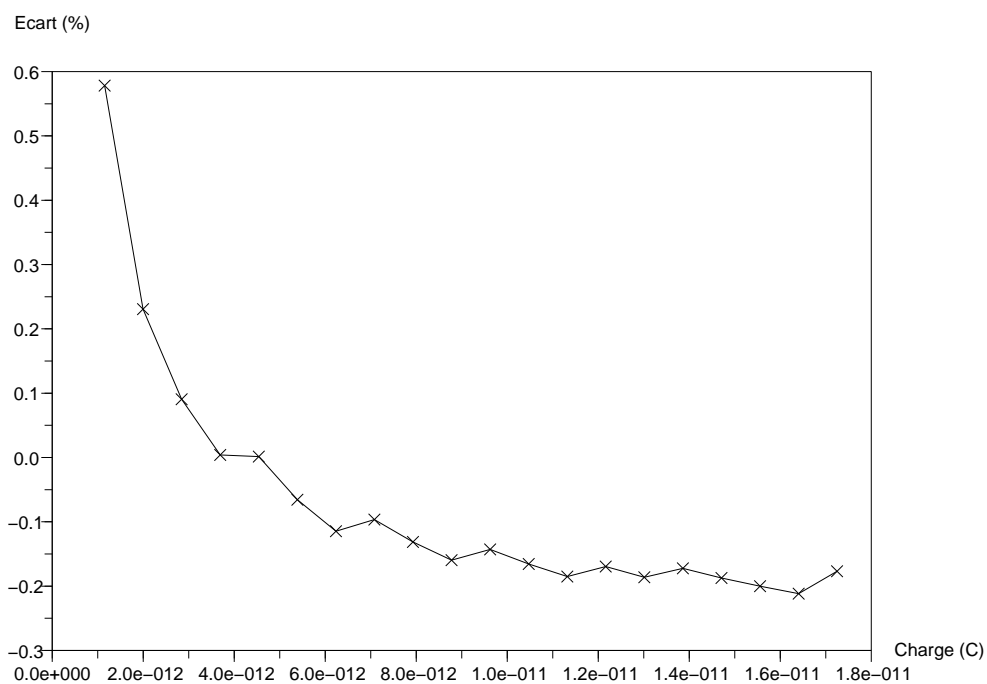


FIG. 6.7 – Ecart à la linéarité de l'intégrateur

impulsion typique, approchée par une forme triangulaire.

Largeur de porte ns	Bruit en sortie $\mu\text{V}$	Bruit ramené en entrée fC	Sortie mV	Rapport S/B k
20	285	1.68	217	761
50	286	1.68	457	1598
75	288	1.69	606	2104
100	294	1.73	718	2442
150	322	1.90	855	2655
200	344	2.02	901	2619
300	403	2.37	903	2241

TAB. 6.1 – Bruit estimé en fonction de la porte d'intégration

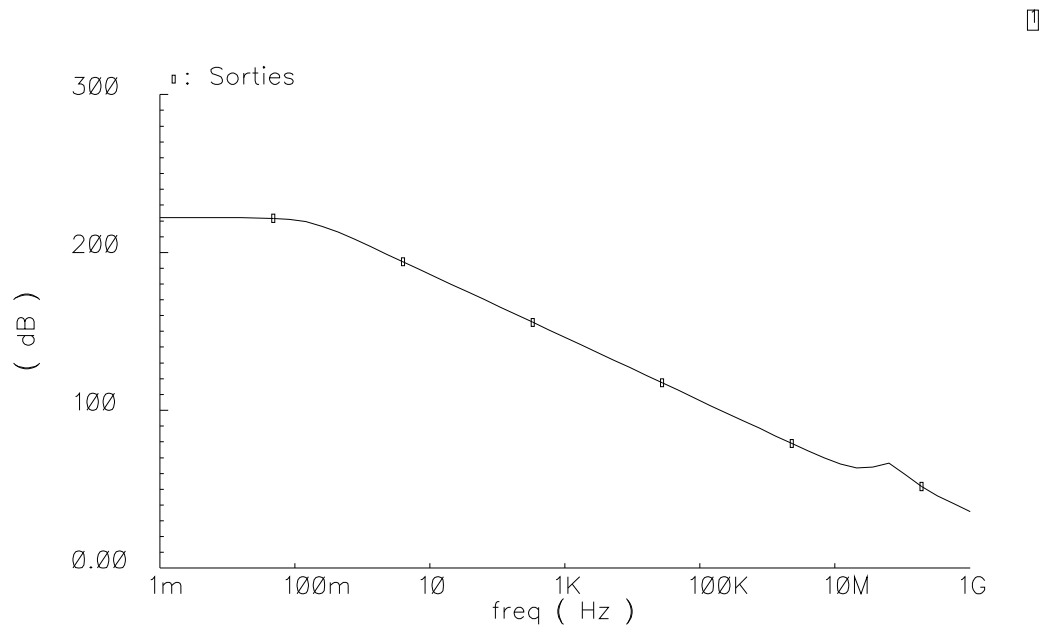


FIG. 6.8 – Bande passante de l'intégrateur

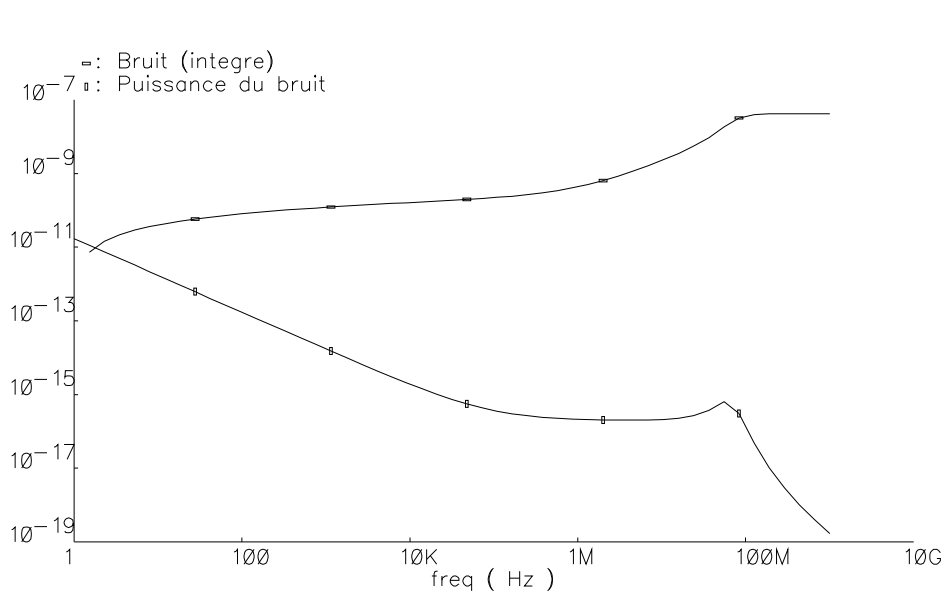


FIG. 6.9 – Bruit de l'intégrateur

# Chapitre 7

## Convertisseur analogique-numérique

### 7.1 Description du convertisseur

Ce convertisseur analogique-numérique (*ADC* en Anglais) permet de transformer la tension de sortie de l'intégrateur (image de la charge délivrée par le photomultiplicateur) en un nombre binaire, permettant ainsi l'acquisition et le traitement des données avec un outil informatique.

Le convertisseur doit avoir pour cette application une dynamique de 8 bits (*cf.* chapitre 4), soit  $2^8 = 256$  valeurs disponibles. Il doit aussi être simple et de petite taille afin que chaque voie ait son propre convertisseur. La consommation doit être limitée du fait de l'intégration de plusieurs voies dans un même circuit. Pour ces raisons, un convertisseur de type Wilkinson, ou convertisseur à simple rampe, est retenu. Sa fréquence d'horloge est de 50 MHz. Le temps de conversion est alors de 256 fois la période de l'horloge, soit  $5.12 \mu\text{s}$  et il est couplé à un registre à décalage pour sa sortie, qui permet de sortir le mot numérique en série afin de limiter le nombre de broches du boîtier : de cette manière, les voies adjacentes à l'intérieur d'un même boîtier peuvent être chaînées.

L'ADC de type Wilkinson associe un compteur logique, une rampe et un comparateur. La valeur à convertir doit être maintenue stable pendant la durée de la conversion. Au départ de la conversion, le compteur et une rampe de tension sont déclenchés simultanément. Dès que la tension de la rampe devient supérieure à la tension à convertir, il suffit de stopper le compteur et de lire sa valeur. Il s'agit là d'une conversion indirecte qui utilise le temps comme variable d'indirection.

Sur la figure 7.1, les rampes de tension (*cf.* paragraphe 7.3) sont appliquées sur les entrées différentielles *SC+* et *SC-* et la sortie de l'intégrateur sur les entrées différentielles *in+* et *in-*. L'horloge est en format LVCMOS (*Low Voltage CMOS*). L'arrêt du compteur est asynchrone, c'est-à-dire que le comptage est validé de manière combinatoire.



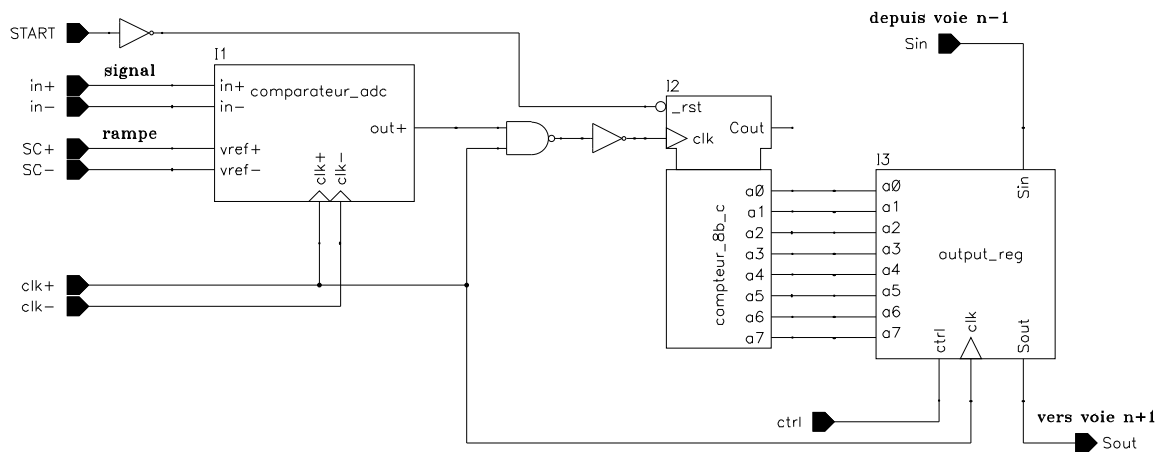


FIG. 7.1 – Schéma simplifié du convertisseur analogique numérique

## 7.2 Comparateur

### 7.2.1 Conception

Le comparateur est, avec les rampes, l'élément principal d'un convertisseur à rampe. C'est un amplificateur différentiel ayant un gain très grand, afin d'avoir un fort pouvoir de discrimination. Un schéma simplifié est donné sur la figure 7.2. Il est composé de quatre parties principales [26] [27] :

- une paire différentielle d'entrée cascodée, de grand gain (source commune) et de grande bande passante (charge cascodée), ce montage permettant d'amplifier de petites différences et d'obtenir une grande sensibilité ;
- une bascule, active sur les fronts d'horloge qui permet de mémoriser l'état de la paire différentielle d'entrée ;
- une mémoire dynamique qui fige la sortie pendant une demi-période d'horloge ;
- une mise en forme logique qui permet de délivrer un signal compatible avec l'électronique logique en aval (compteur).

#### Paire différentielle d'entrée

La paire différentielle cascodée associe grand gain et grande bande passante par limitation de l'effet Miller dû à la capacité grille-drain formée par l'étage source commune. Le cascode est replié de manière à garder la dynamique de 4 V nécessaire en entrée. Le dessin des transistors d'entrée est particulièrement soigné afin de minimiser les dispersions sur les caractéristiques des transistors. Chaque transistor est doublé et les huit transistors sont dessinés selon la règle du centroïde commun [28] comme sur la figure 7.3.

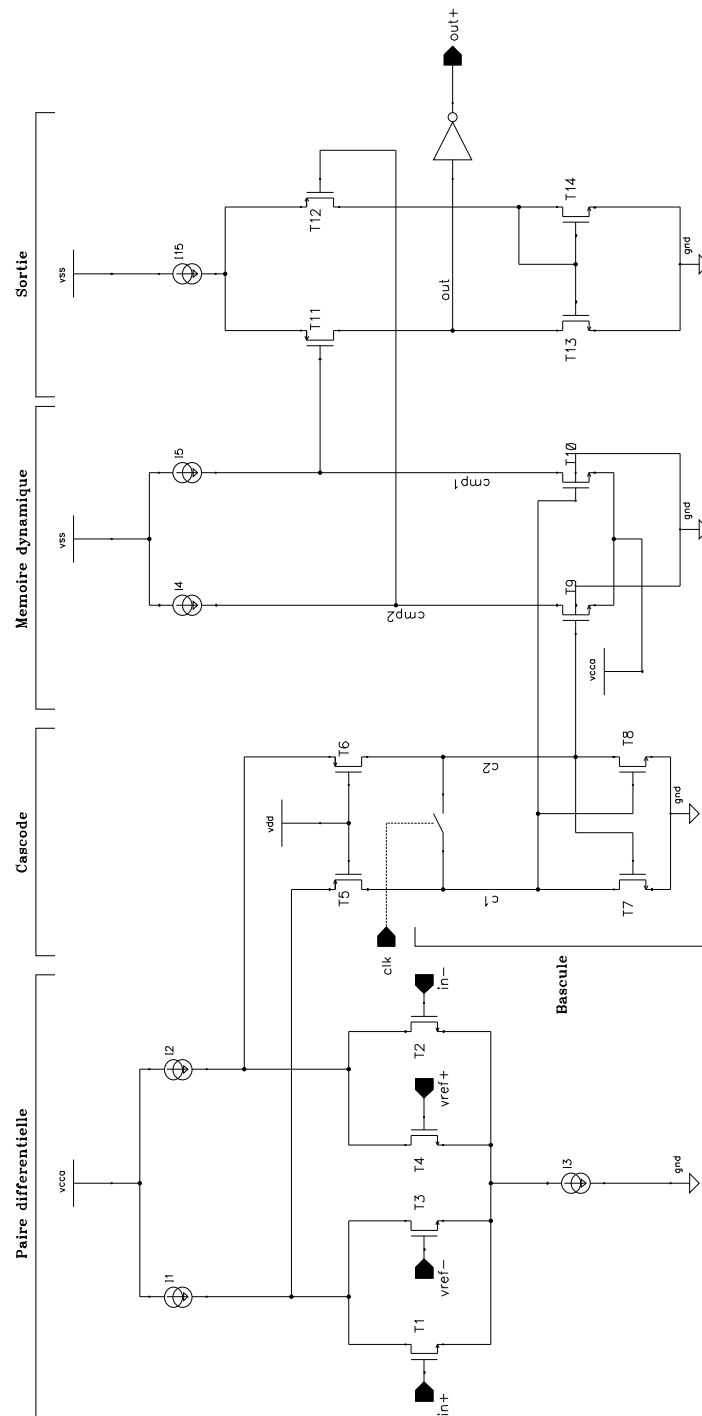


FIG. 7.2 – Schéma simplifié du comparateur

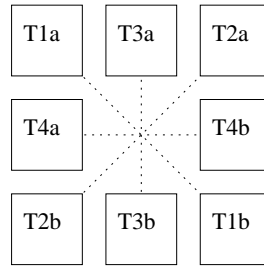


FIG. 7.3 – Centroïde commun à 8 transistors

## Bascule

Afin d'augmenter encore le gain du comparateur, la bascule est associée à deux transistors en source commune avec une contre-réaction positive (T7 et T8 sur la figure 7.2). Le mode de fonctionnement dépend de l'état de l'horloge `clk` :

- un mode de comparaison où la bascule conserve l'état du comparateur (sur front montant du signal `clk`, interrupteur ouvert) ;
- un mode de remise à zéro où la bascule est court-circuitée par un interrupteur électronique (interrupteur fermé).

Au moment de la transition vers le mode comparaison, la paire différentielle cascodée effectue la comparaison avec un gain qui tend vers l'infini. Les interrupteurs utilisés ici sont du même type que ceux utilisés dans l'intégrateur (*cf.* chapitre 6) mais avec des dimensions appropriées. Ils sont alimentés au rythme de l'horloge principale, soit 50 MHz et ce seulement lorsqu'une conversion est en cours.

## Mémoire dynamique et mise en forme

La mémoire dynamique permet de ne pas observer les variations du signal lors de la phase de remise à zéro de la bascule. Elle conserve l'état de la sortie de l'étage précédent. Lorsque l'interrupteur de la bascule est fermé et court-circuite la bascule, les transistors d'entrée de la mémoire dynamique (T9 et T10) sont bloqués et lorsque l'interrupteur est ouvert, les transistors d'entrée sont saturés.

La mise en forme est simplement constituée d'une paire différentielle avec charge active suivie d'un inverseur MOS. Ainsi, les niveaux en sortie sont parfaitement stables et compatibles avec la logique du compteur.

### 7.2.2 Simulations

La figure 7.4 montre l'écart de linéarité à une droite en pourcentage de la pleine échelle (256). Cette simulation est parasitique, mais sans tension de décalage en entrée. Pour compenser un éventuel décalage, il faudrait doubler les sources de courant de la paire différentielle d'entrée pour que chaque paire ait sa propre source.

La consommation de ce comparateur lorsqu'il est en fonctionnement est de 710  $\mu\text{A}$

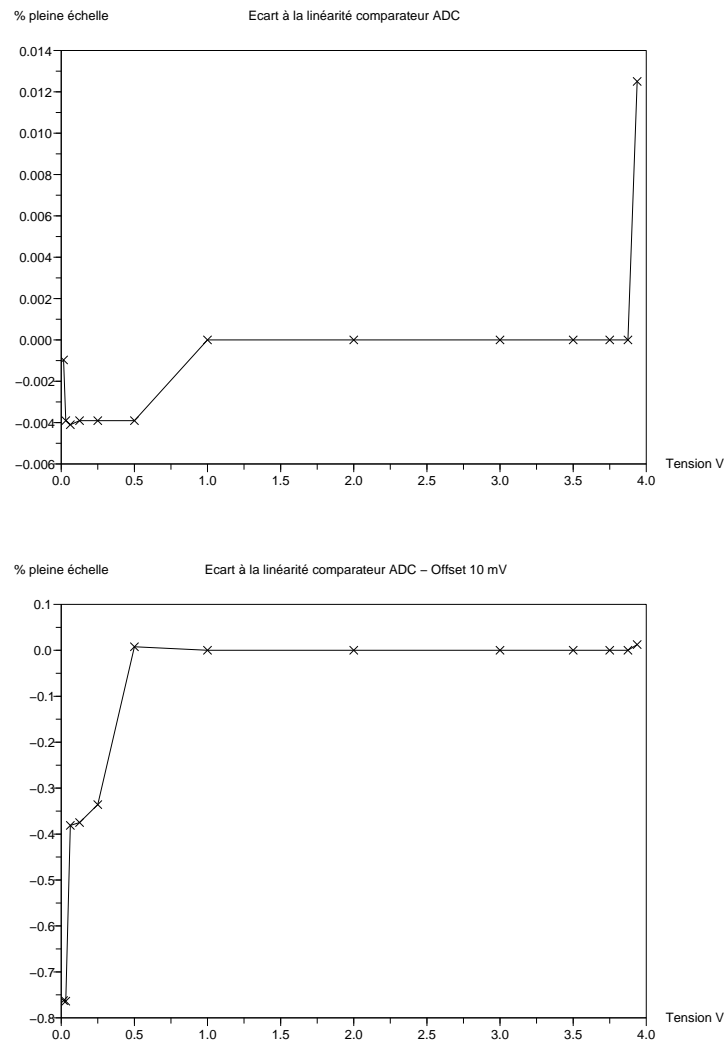


FIG. 7.4 – Ecart à la linéarité du comparateur

sur le 5.5 V, soit moins de 4 mW et de 71  $\mu$ A sur le 2.75 V, soit moins de 200  $\mu$ W.

## 7.3 Rampes

### 7.3.1 Conception

Ce bloc est critique, car la précision du convertisseur dépend de la qualité de la rampe. Celle-ci doit avoir une pente constante, c'est-à-dire une grande linéarité, et ce sur les 4 V de dynamique du convertisseur. Le principe retenu est de charger un condensateur avec un courant constant. En réalité, deux condensateurs (*cf.* figure 7.5) seront chargés autour d'un point milieu à 2.75 V (alimentation **vdda**) de manière à obtenir une rampe différentielle. La charge commence au signal différentiel de départ **start+/start-**. Les rampes sont communes à toutes les voies d'un circuit et générées à l'intérieur du bloc de déclenchement (*cf.* chapitre 8).

La difficulté de ce montage est la faible différence de potentiel avec laquelle les sources de courant doivent continuer à bien fonctionner. Pour ce faire, un miroir cascodé est utilisé (*cf.* figure 7.6 (a)). Soit  $V_{OUT} = V_{cca} - SC+$ , c'est-à-dire la tension aux bornes des transistors de sortie T6 et T7, et  $V_{OUT_{min}}$  la tension  $V_{OUT}$  minimum pour que les transistors de sortie soient saturés et se comportent comme une source de courant la plus parfaite possible, et soit  $V_{IN}$ . D'autre part, on notera  $V_{ov} = V_{gs} - V_{th}$ . Sur le cascode simple, on a (*cf.* figure 7.6 (a)) :

$$V_{OUT_{min}} = V_{ds6} + V_{ov7} \quad (7.1)$$

$$V_{OUT_{min}} = V_{gs1} + V_{ov7} = V_{th} + V_{ov1} + V_{ov7} \approx V_{th} + 2 \cdot V_{ov} \quad (7.2)$$

d'autre part, on a :

$$V_{IN} = 2 \cdot V_{gs} = 2 \cdot V_{th} + 2 \cdot V_{ov} \quad (7.3)$$

$$V_{ds6} = V_{IN} - V_{gs7} \quad (7.4)$$

en remplaçant  $V_{IN}$  et  $V_{gs}$  par leurs valeurs, on obtient :

$$V_{ds6} = V_{th} + V_{ov} \quad (7.5)$$

On remarque que la tension  $V_{ds6}$  est  $V_{th}$  au dessus de sa limite de saturation. C'est ce  $V_{th}$  que l'on va retrancher sur la figure 7.6 (b) afin d'augmenter  $V_{OUT}$ . Pour ce faire, la tension de grille d'un transistor esclave est réduite de  $V_{th}$  [21], comme le transistor T70 sur la figure 7.6 (b). Cela permet de réduire la tension totale nécessaire aux bornes de T60 et T70 pour avoir une source de courant constante. Dans la pratique, cela est réalisé par un suiveur (transistor T5 sur la figure 7.7), polarisé par le transistor esclave T6.

Si tous les transistors étaient identiques et toutes les tensions  $V_{ov}$  supposées égales, la tension  $V_{gs}$  du transistor T5 étant supérieure à  $V_{th}$  de  $V_{ov}$  (transistor saturé), le  $V_{ds}$  du transistor T6 serait nul. Pour obtenir  $V_{OUT}=V_{ov}$ , le rapport  $W/L$  de T2 est divisé d'un facteur 4 pour doubler son  $V_{ov}$ .

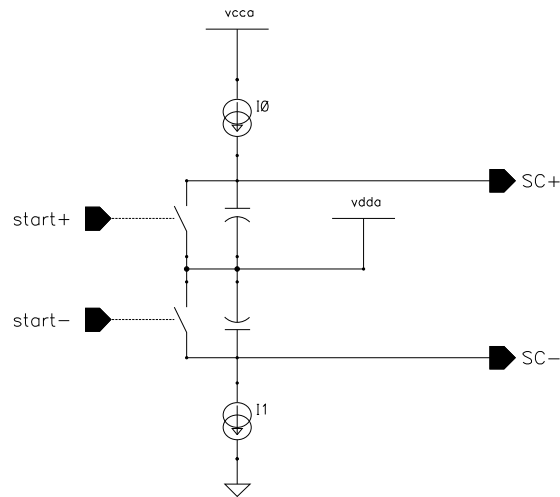


FIG. 7.5 – Principe de la génération des rampes différentielles

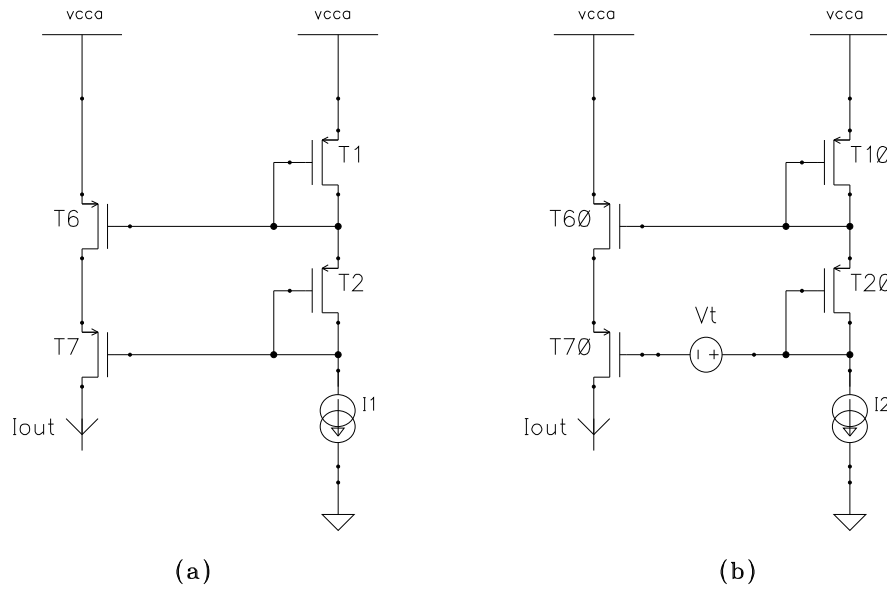


FIG. 7.6 – Miroir cascodé et miroir cascodé avec polarisation améliorée

La période de l'horloge du convertisseur étant fixée à 20 ns (soit 50 MHz), les condensateurs doivent être soigneusement dimensionnés en prenant en compte la capacité parasite des pistes, car de leur valeur absolue dépend la pente de la rampe. Le courant moyen est de 4.2  $\mu\text{A}$  et la valeur des condensateurs est de 5.5 pF.

$$C = \frac{I \cdot t}{V} = \frac{(4.2 \cdot 10^{-6}) \cdot (5.12 \cdot 10^{-6})}{4} = 5.38 \cdot 10^{-12}$$

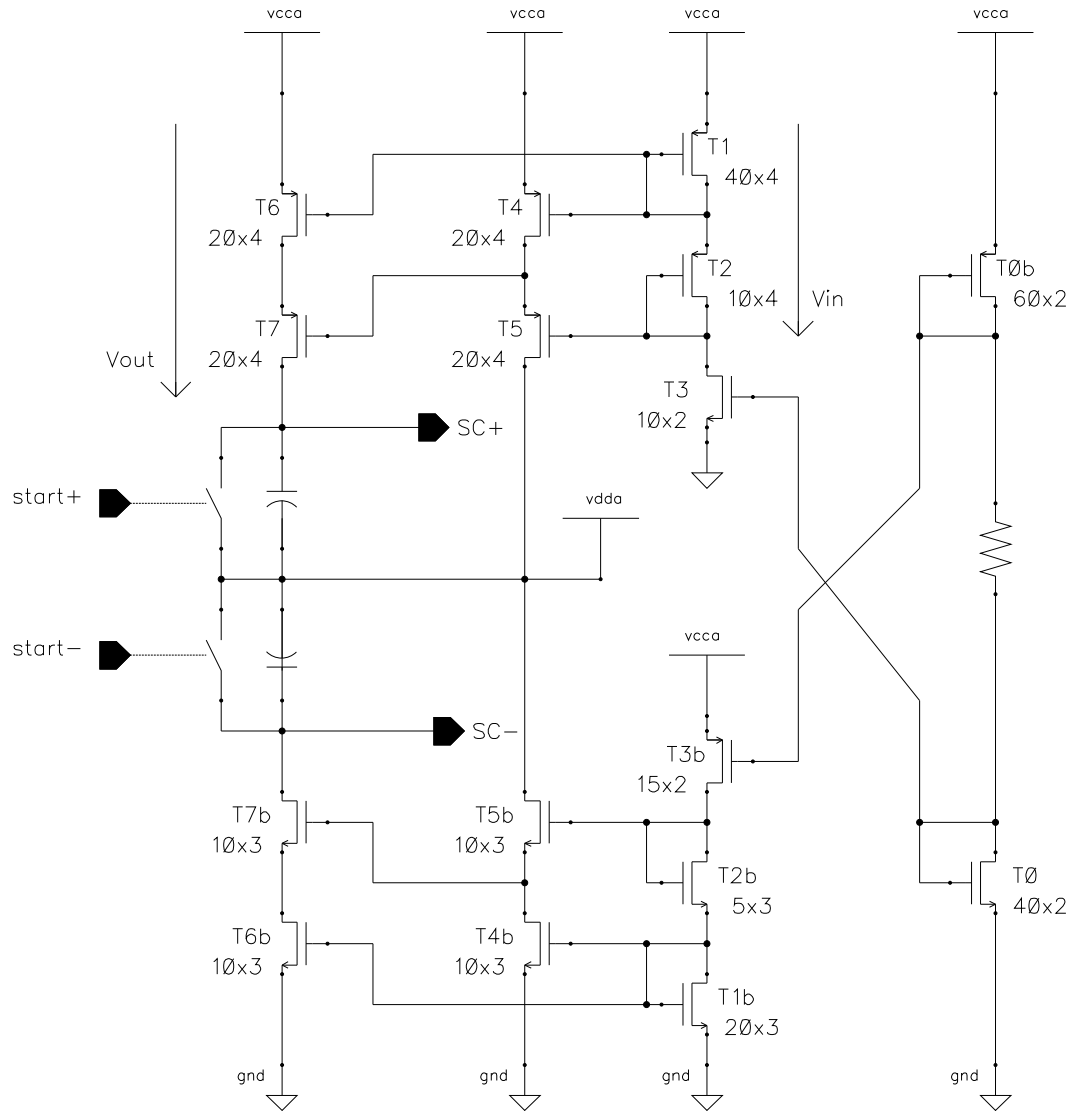


FIG. 7.7 – Schéma du circuit de génération des rampes

### 7.3.2 Simulation

Sur la figure 7.8 sont présentées les deux rampes et leur résultante en différentiel, et l'écart à la linéarité. Cet écart est inférieur à 1.6 mV sur toute la dynamique (4 V), soit meilleure que 10 bits. La figure 7.9 montre le résultat d'une simulation Monte-Carlo (incluant les variations dues au procédé de fabrication et au mauvais appariement éventuel des composants) portant sur la différence des courants de charge des condensateurs. L'écart-type de la distribution de la dissymétrie est inférieur à 150 nA.

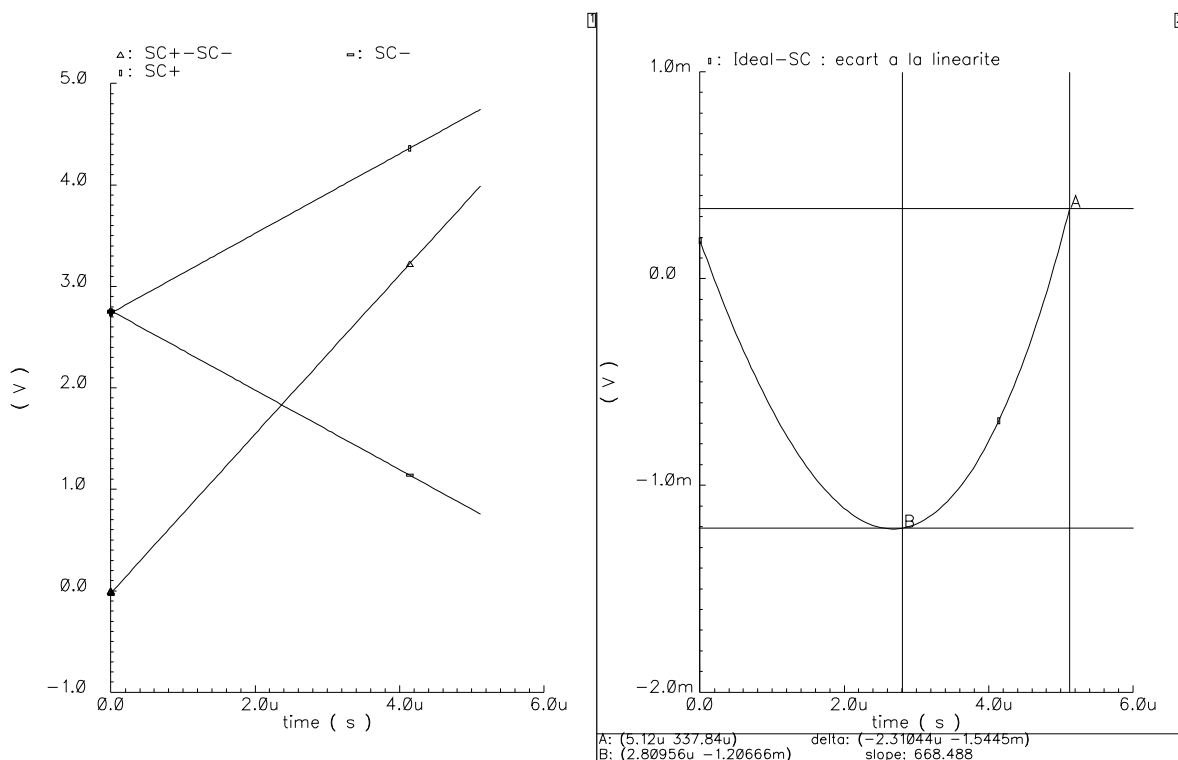


FIG. 7.8 – Simulation des rampes du convertisseur

## 7.4 Logique du convertisseur

La logique de sortie est réalisée à l'aide des éléments des bibliothèques Austriamicrosystem. Le routage a été manuel de manière à optimiser l'emplacement du numérique dans le dessin des masques. Un effort particulier a été fait en ce qui concerne les règles de compatibilité électromagnétique, les parties numériques étant très proches des parties analogiques dans un convertisseur analogique numérique. Le compteur est simplement constitué de huit bascules D en série, avec division du LSB par deux à chaque étage. La remise à zéro est synchrone pour les huit bascules. Le comptage se fait en fonction de la sortie du comparateur de manière asynchrone : l'horloge fournie au comparateur est une combinaison logique de l'horloge principale et de la sortie du comparateur.



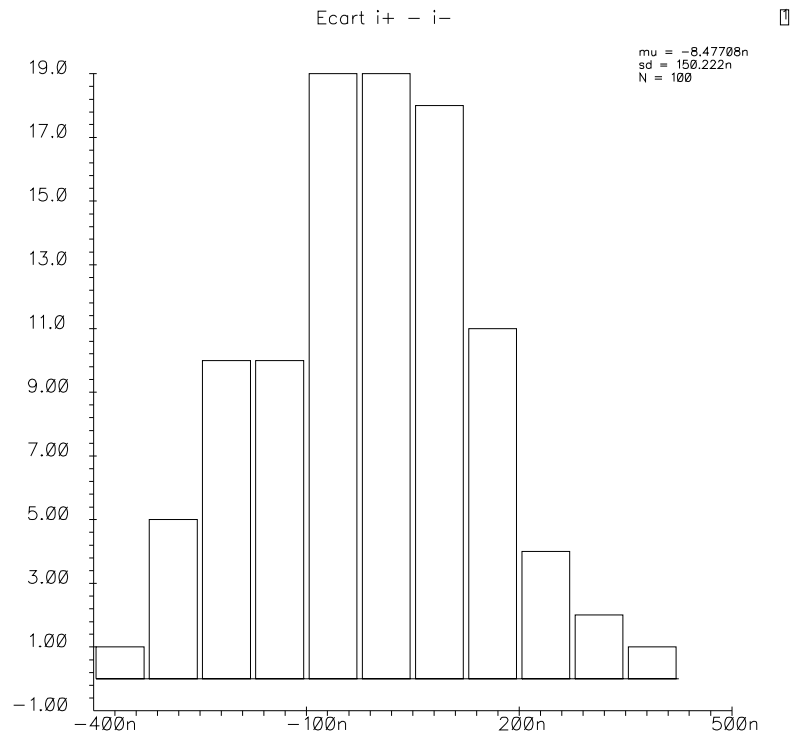


FIG. 7.9 – Simulation Monte-Carlo de la différence des courants de charge

Le registre de sortie est aussi une chaîne de 8 bascules de type D. Les deux modes de fonctionnement (chargement ou décalage) sont pilotés par le bloc de déclenchement (*cf.* chapitre 8). L'ADC est prêt à effectuer une nouvelle conversion dès que les données du compteur sont transférées dans ce registre à décalage. Les registres sont sérialisables pour toutes les voies d'un circuit. L'horloge de lecture est l'horloge principale du circuit de période 20 ns. Il faut donc  $8 \times 20 \text{ ns} = 160 \text{ ns}$  par voie pour la sortie des données.

La figure 7.10 montre une simulation parasitique de l'ADC (sans le registre de sortie), avec une entrée de 1.6 V et un code de sortie de 99. Le gain est légèrement différent sur cette simulation : les condensateurs de compensation de la capacité des pistes n'apparaissant pas encore à ce niveau hiérarchique, la capacité est plus faible d'1 pF environ.

La figure 7.11 présente l'écart à la linéarité de l'ADC complet (simulation parasitique) en pourcentage de la pleine échelle. L'écart est inférieur au LSB (0.39 % pour 8 bits) sur toute la gamme.

## 7.5 Tests

Ce convertisseur analogique-numérique a été fondu en version 10 bits [29], avec seulement un changement dans la génération des rampes de courant (diminution du courant pour avoir 10 bits avec la même fréquence d'horloge) et sortie parallèle (pas de registre à décalage). L'architecture de la partie numérique était identique, mais dessinée avec des

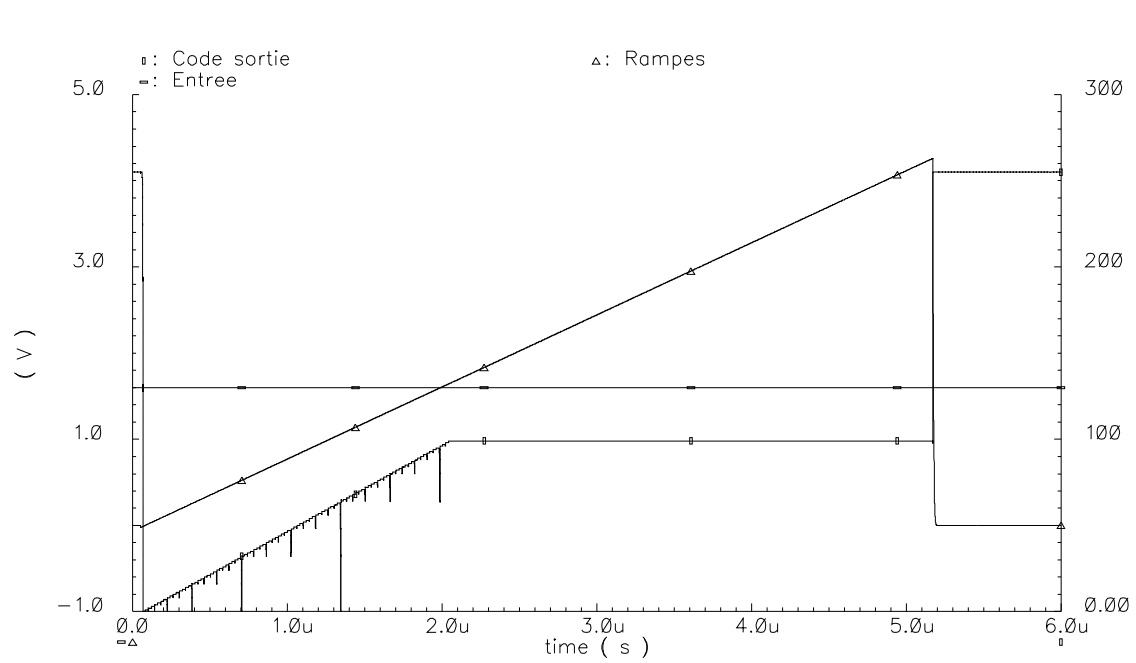


FIG. 7.10 – Simulation parasitique de l'ADC

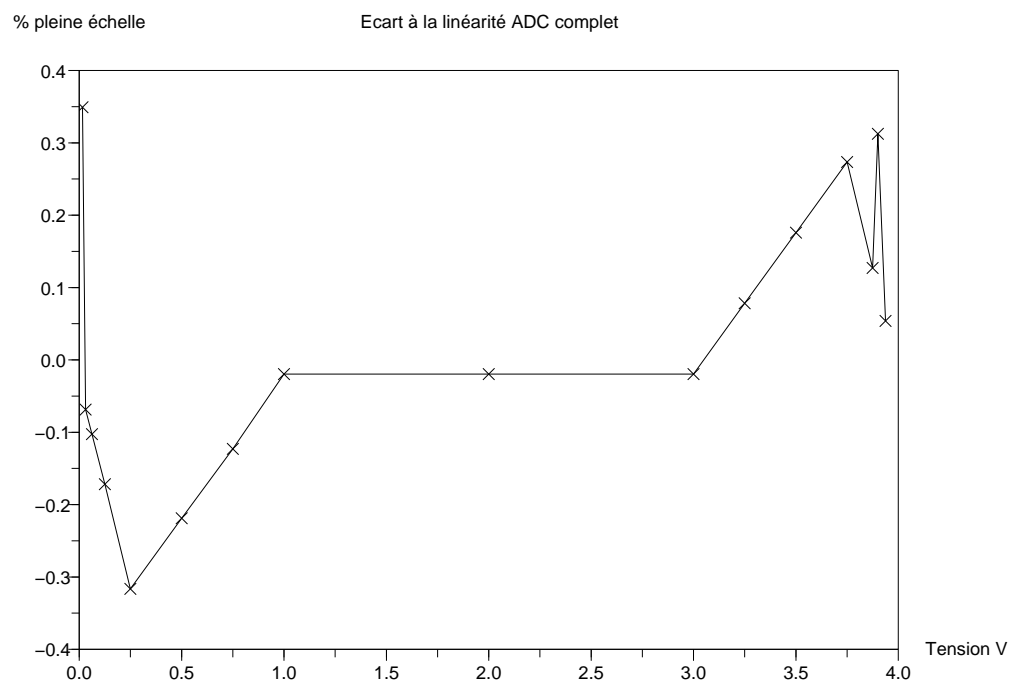


FIG. 7.11 – Simulation parasitique de l'écart à la linéarité de l'ADC

transistors 5.5 V plus perturbants et consommant plus. Le sigma des distributions est néanmoins inférieur à 1 LSB sur toute la gamme. Ces mesures ont été faites avec une tension continue en entrée et un analyseur logique pour l'acquisition des données.

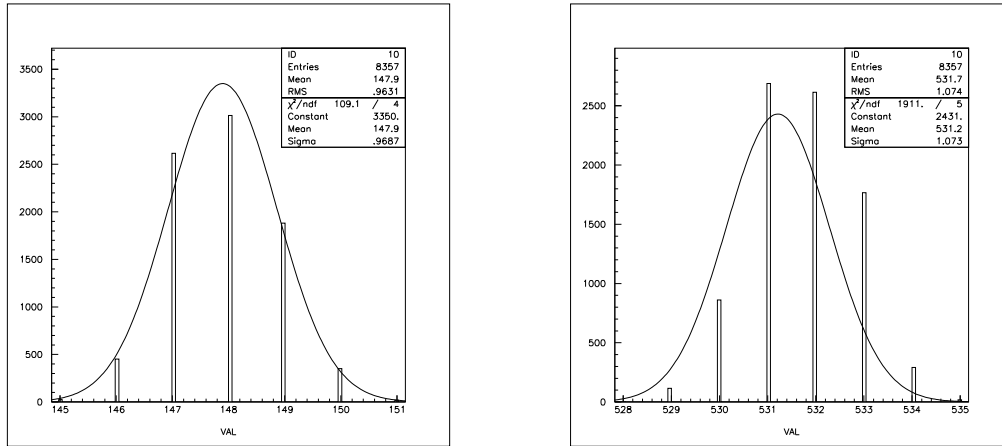


FIG. 7.12 – Deux histogrammes de l'ADC 10 bits

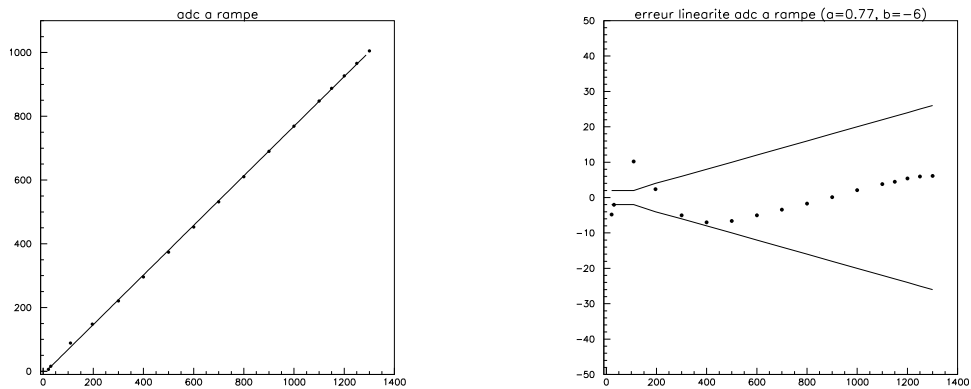


FIG. 7.13 – Linéarité et erreur à la linéarité

# Chapitre 8

## Déclenchement

### 8.1 Rôle

Les rôles du bloc de déclenchement sont multiples (*cf.* figure 8.1) :

- détecter l'arrivée d'un signal sur une ou plusieurs entrées ;
- débiter l'intégration en générant la porte de largeur convenable ;
- maintenir la donnée en sortie de l'intégrateur durant la conversion analogique-numérique ;
- générer les rampes pour le convertisseur ;
- générer les signaux de contrôle du convertisseur et du registre de sortie ;
- envoyer des contrôles externes (bit de validation des données par exemple) ;
- permettre un déclenchement externe (déclencheur ou déclenché).

La conception de ce bloc de déclenchement est telle qu'il est opérationnel dès sa mise sous tension et n'a pas besoin d'être initialisé.

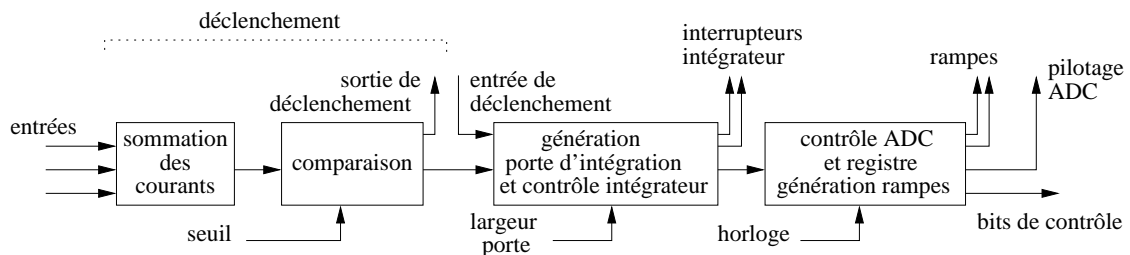


FIG. 8.1 – Synoptique du système de déclenchement

### 8.2 Déclenchement

Les événements étant liés à une émission radioactive, ils sont totalement asynchrones. Le circuit doit donc être capable de s'auto-déclencher lorsqu'un signal significatif se présente.

### 8.2.1 Sommation des courants

Chaque convoyeur de courant de chaque voie possède une sortie dédiée au déclenchement. Celle-ci est pondérée avec le même gain que la sortie de mesure correspondante (*cf.* chapitre 5). Ainsi, la somme de toutes les voies d'un circuit n'est pas affectée par une différence de gain entre différents canaux du photomultiplicateur. Pour un circuit de 16 voies, cela correspond au quart de la surface du PM H8500. Les sorties étant en courant, elles sont sommées en faisant un nœud sur toutes les branches (sorties). Une résistance reliée au point milieu de l'alimentation permet d'obtenir le résultat en tension (*cf.* figure 8.2).

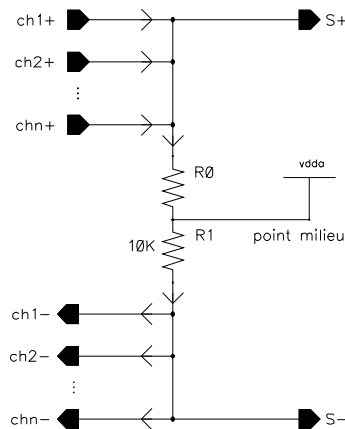


FIG. 8.2 – Sommation des courants

### 8.2.2 Comparateur

La somme des courants est comparée à un seuil extérieur grâce à un comparateur différentiel (*cf.* figure 8.3). C'est un amplificateur différentiel à grand gain, chargé par une charge active dont la sortie est remise en forme par un inverseur. Celui-ci possède un gain de 60 (environ 36 dB) pour une bande passante de 8.7 MHz (à  $-3$  dB). Ce comparateur utilise un seul étage afin de garder un temps de traversée le plus court possible. Le seuil différentiel est réglable extérieurement.

## 8.3 Contrôle de l'intégrateur

Lorsque le comparateur bascule, un monostable non redéclenchable est déclenché. La largeur de l'impulsion correspond à la largeur de la porte d'intégration. Celle-ci est ajustable extérieurement à l'aide d'une tension de commande de 0 à 440 ns pour adapter le rapport signal sur bruit de la chaîne d'électronique au cristal utilisé. Il faut moins de 6 ns entre le moment où le signal franchit le seuil en entrée du comparateur et la génération des commandes de l'interrupteur.

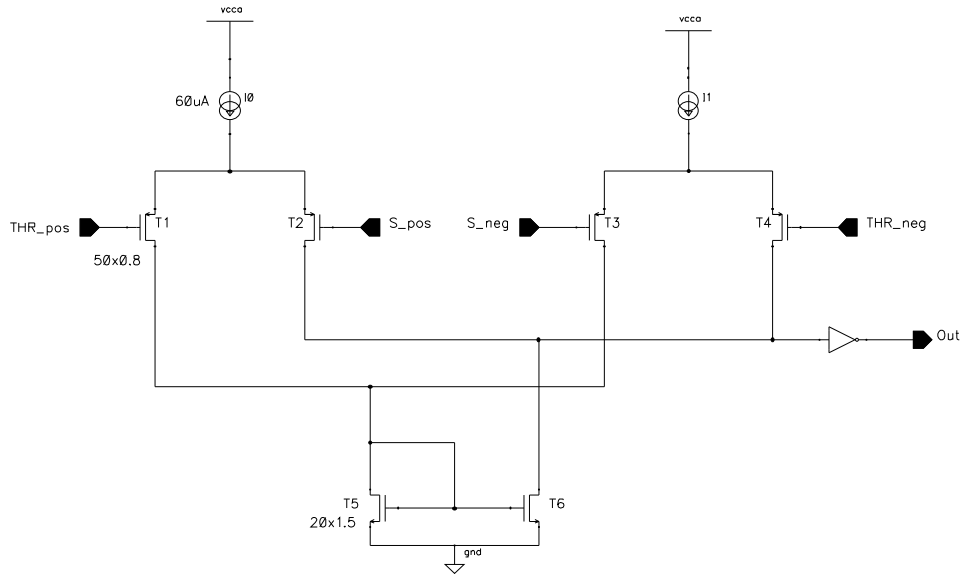


FIG. 8.3 – Comparateur

A la fin de la porte d'intégration, la valeur en sortie de l'intégrateur est maintenue jusqu'à la fin de la conversion. La figure 8.4 présente des impulsions d'entrée (avec empiement), le seuil, le signal de sortie du comparateur et la porte d'intégration.

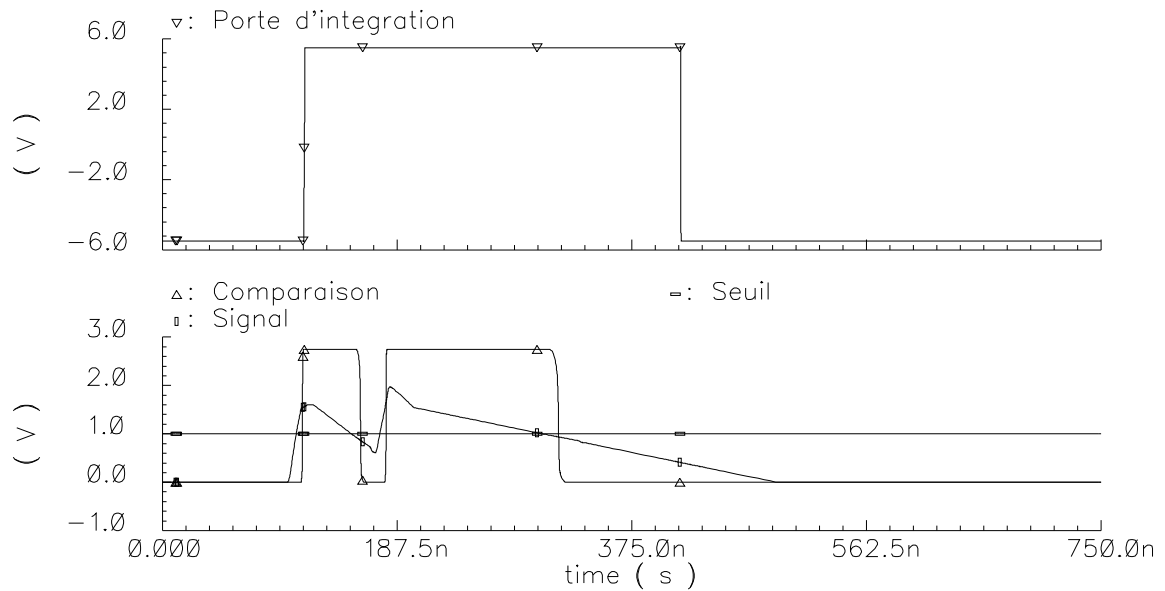


FIG. 8.4 – Simulation parasitique du déclenchement

Le monostable (*cf.* figure 8.5) est réalisé à partir d'un condensateur chargé à courant constant dont la tension à ses bornes est comparée à la consigne externe de largeur de porte. L'entrée **trigger** correspond à la sortie du comparateur, et l'entrée **etat in-**

dique l'état présent de l'intégration, pour éviter tout redéclenchement. La tension  $V_{sc}$  est comparée à la consigne (**Consigne**) grâce à une paire différentielle avec charge active et, le cas échéant, remet à zéro la bascule D qui produit le signal différentiel de la porte d'intégration.

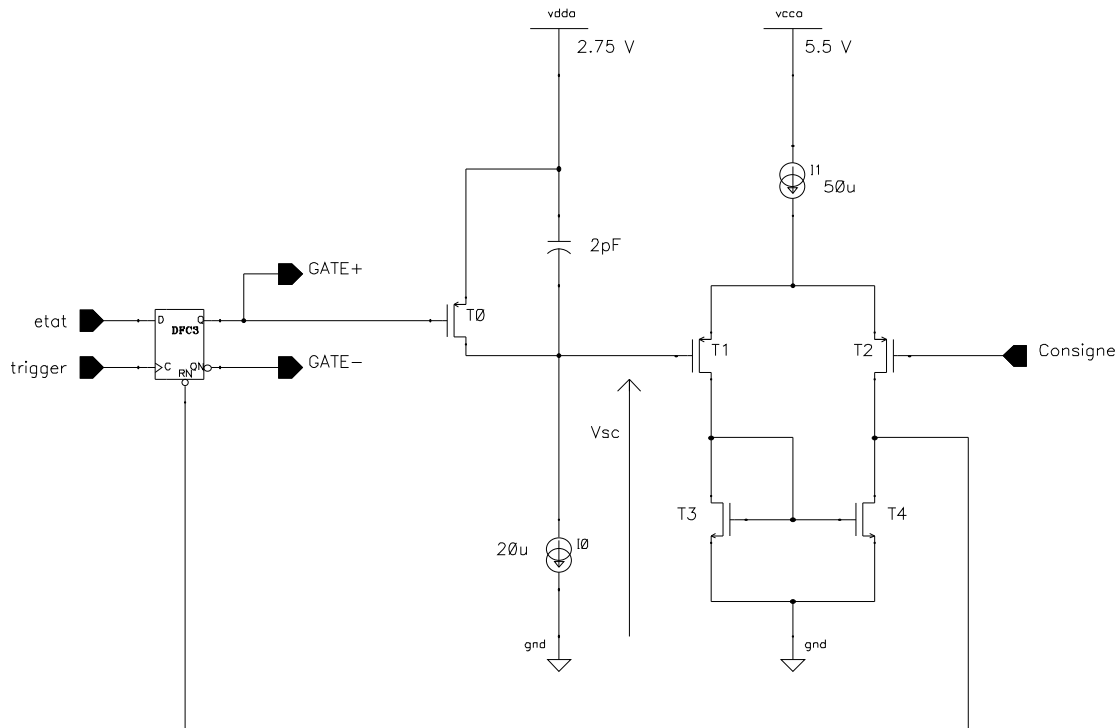


FIG. 8.5 – Schéma simplifié du monostable

La logique en 2.75 V est interfacée avec un étage en 5.5 V de manière à commander les interrupteurs électroniques.

## 8.4 Contrôle de l'ADC

A la fin de l'intégration, la conversion en numérique débute au premier front d'horloge suivant la fin de l'intégration. Le départ des rampes est donné et l'horloge est envoyée à tous les ADC. Les rampes sont communes à toutes les voies d'un circuit.

A la fin de la conversion, les signaux adaptés sont délivrés pour transférer le contenu des compteurs des ADC dans les registres à décalage de sortie et ensuite pour transférer le contenu de ces registres vers la broche de sortie. Pendant le transfert des registres de sortie, le système de déclenchement est immédiatement réarmé et est prêt pour traiter un nouvel événement.

## 8.5 Autres fonctionnalités

### 8.5.1 Déclenchement

Le bloc de déclenchement génère un signal logique (**trig\_out**) permettant de déclencher un autre circuit. De même, une entrée de déclenchement (**trig\_in**) permet de forcer un circuit à effectuer son cycle d'intégration, de conversion et de sortie des données. La sortie **trig\_out** est à drain ouvert, c'est à dire que l'on peut faire un "ou logique" câblé. Cela pourra être utile pour lire une zone déterminée d'un imageur lorsqu'un groupe d'anodes est touché. Par exemple, sur la figure 8.6, un déclenchement sur le circuit 1 (comportant plusieurs voies) provoque un cycle déclenchement et conversion sur le circuit 2 même si celui-ci n'a pas reçu de signal, et *vice versa*. De la même manière, les cellules à lire lors du déclenchement d'une cellule touchée peuvent être choisies par câblage (coïncidence par exemple).

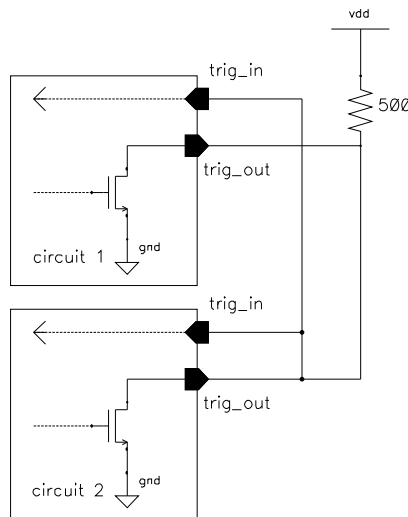


FIG. 8.6 – Trigger externe avec deux circuits en lecture intégrale

### 8.5.2 Informations de sortie

En plus de la sortie série comportant les données de l'ADC, le bloc de déclenchement donne un bit de donnée valide, indiquant le départ de la séquence de sortie des données de l'ADC (**d\_valid**) et un indicateur (**flag**) indiquant si le circuit lu s'est auto-déclenché ou s'il a reçu un déclenchement externe. Dans le cas où les deux modes de déclenchement surviennent simultanément, c'est l'information d'auto-déclenchement qui est prioritaire, indiquant ainsi au système de lecture des données que ce circuit a reçu des signaux dont la somme dépasse le seuil fixé.

La figure 8.7 montre une simulation d'une voie complète (convoyeur de courant, intégrateur, convertisseur et registre à décalage) avec le bloc de déclenchement, avec un zoom sur la sortie (cf. figure 8.8) où apparaissent l'horloge, la sortie série **sout** (code



01011011, soit 91 en décimal), le bit de départ **d\_valid** (front montant en début de trame) et l'indicateur de déclenchement **flag** (à 1 : déclenchement interne). Cette simulation comprend les bornes d'entrée/sortie (diodes de protection des décharges électrostatiques). Le schéma complet du bloc de déclenchement est donné en annexe B.

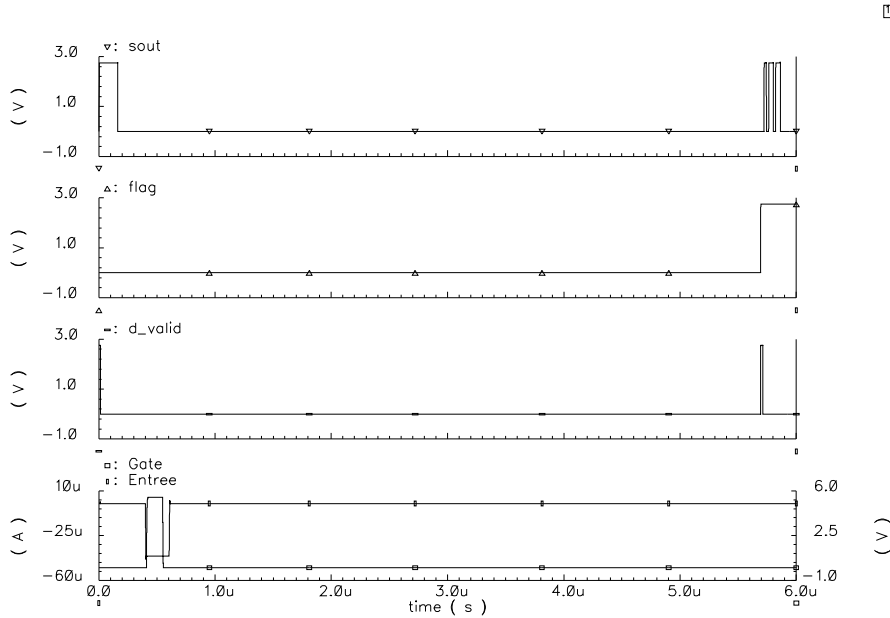


FIG. 8.7 – Simulation d'une voie avec le bloc de déclenchement

### 8.5.3 Distribution des horloges

Les horloges arrivant sur le bloc de déclenchement, et comme celui-ci est en liaison avec toutes les voies, la génération de l'arbre d'horloge est faite dans ce bloc. Les horloges sont acheminées de l'extérieur du circuit en LVDS (*Low Voltage Differential Signal*) et sont converties en LVC MOS 2.75 V à l'intérieur du circuit, à l'aide du montage représenté sur la figure 8.9. L'utilisation du LVDS à l'extérieur du circuit permet, outre le fait de limiter la diaphonie des horloges sur les signaux analogiques, la distribution de l'horloge à plusieurs circuits (et plusieurs cartes) de manière simple et rationnelle. La résistance de charge de 100  $\Omega$  nécessaire est extérieure au circuit.

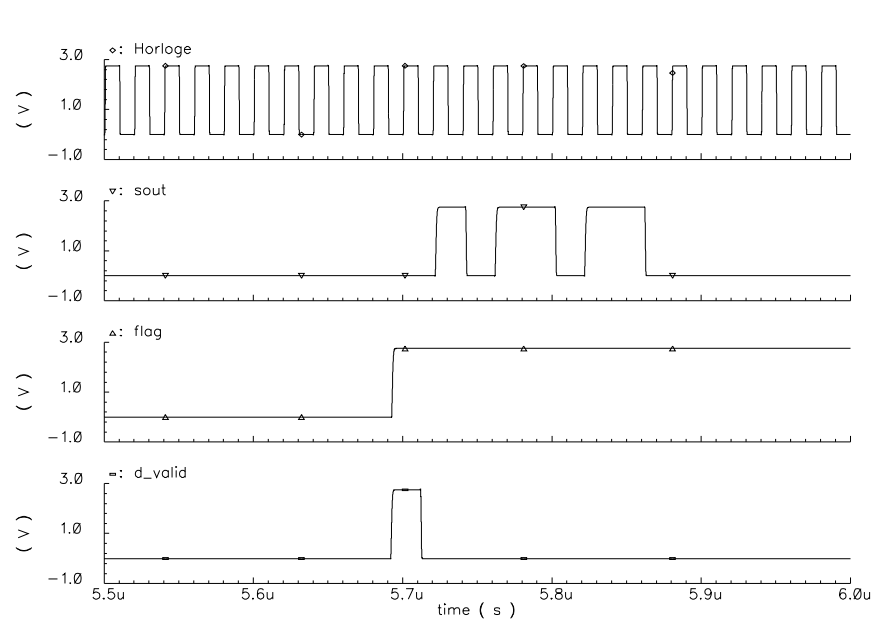


FIG. 8.8 – Simulation d'une voie avec le bloc de déclenchement

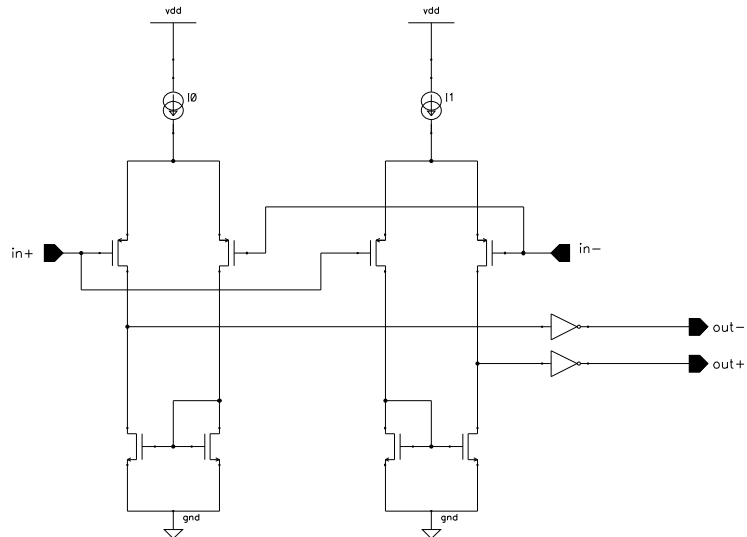


FIG. 8.9 – Schéma du convertisseur LVDS vers LVC MOS



# Chapitre 9

## Dessin des masques

### 9.1 Historique des prototypes

Quatre prototypes ont été réalisés dans la technologie Austriamicrosystème CMOS 0.35  $\mu\text{m}$  :

- le premier comporte quatre voies d’acquisition avec uniquement les convoyeurs de courant et les intégrateurs, avec un bloc de déclenchement simplifié. Il a permis de valider les simulations en bruit et la fonctionnalité de ces blocs. Le boîtier est un JLCC 44 (*J-Leaded Ceramic Carrier*) ;
- le deuxième comporte seize voies complètes avec les ADC et le bloc de déclenchement. Il a permis de valider la fonctionnalité globale mais a montré la difficulté de faire cohabiter la partie analogique avec des cellules numériques. De nombreux problèmes de bruit (principalement dus aux horloges 50 MHz et de programmation des gains visibles sur les voies d’acquisition) ont empêché de faire des mesures exhaustives à faibles niveaux et de tirer des conclusions quant au bruit à partir des histogrammes obtenus. La fonctionnalité a cependant été vérifiée avec succès. Le boîtier est un JLCC 52 ;
- le troisième prototype comporte une voie complète avec son électronique de déclenchement (décrite dans les chapitres précédents), et une seconde voie enrichie de sorties de tests, elle aussi avec son bloc de déclenchement avec sorties de tests. La partie numérique est améliorée par rapport à l’itération précédente (réduction de la consommation) et le dessin des masques est beaucoup plus soigneux de manière à limiter les couplages électromagnétiques. Le boîtier est un JLCC 52. Les tests du chapitre 10 portent sur ce prototype ;
- le quatrième et dernier circuit contient seize voies, identiques à celle du circuit de l’itération précédente, et le bloc de déclenchement, et dont le dessin sera commenté ici. Le boîtier est un JLCC 52.

## 9.2 Dessin des masques

Comme dit précédemment, le circuit comporte seize voies. Ses dimensions sont de 2.3 mm par 4.2 mm, soit une surface totale de 9.66 mm<sup>2</sup>. Le substrat du circuit est relié au 0 V, les alimentations nécessaires sont de +2.75 V et de +5.5 V. De manière à limiter le bruit, les parties analogiques et numériques ont des alimentations complètement séparées. De même, le convoyeur de courant possède sa propre alimentation. Le placement a été fait de manière à séparer au maximum les parties numériques des parties analogiques, et les pistes transportant un signal numérique ont été routées le plus loin possible des signaux analogiques et soigneusement blindées. La seule exception à cette règle est le placement et routage des blocs de programmation des gains, situés très proches des entrées, mais ce bloc ne fonctionne qu'hors acquisition et peut être désalimenté en cas de besoin.

## 9.3 Voie d'acquisition

La voie d'acquisition est dessinée en trois blocs distincts (*cf.* figure 9.1). Le placement suit logiquement la direction du signal : le convoyeur, l'intégrateur, puis le convertisseur.

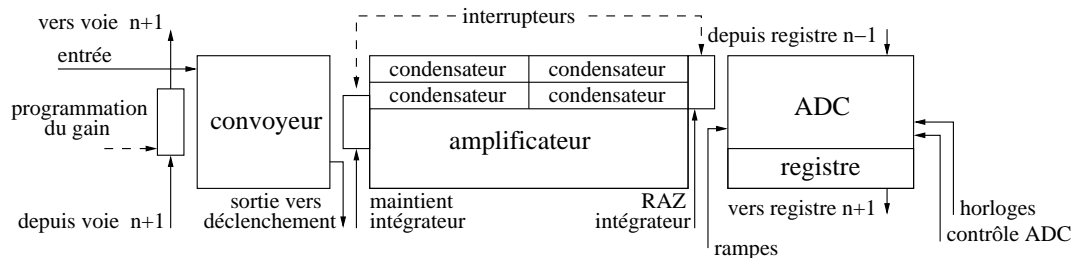


FIG. 9.1 – Synoptique du dessin d'une voie avec son convertisseur

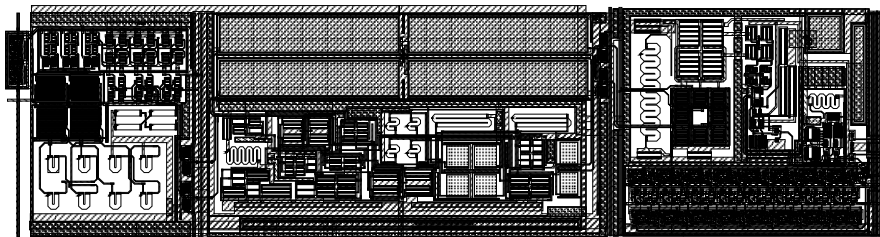


FIG. 9.2 – Dessin d'une voie avec son convertisseur

**Convoyeur** Les deux demi-voies (mesure et extraction du courant de polarisation) sont entrelacées de manière à apparier chaque transistor de la partie qui reçoit l'entrée avec son homologue de la partie extraction du courant de polarisation, de manière à minimiser le courant de décalage en sortie. Les transistors sont donc doublés et dessinés en centroïde.

**Intégrateur** Les condensateurs sont doublés et dessinés en centroïde de manière à avoir un comportement le plus symétrique possible. Il en est de même pour les paires différentielles de l'amplificateur. La figure 9.3 montre une microphotographie de l'intégrateur.

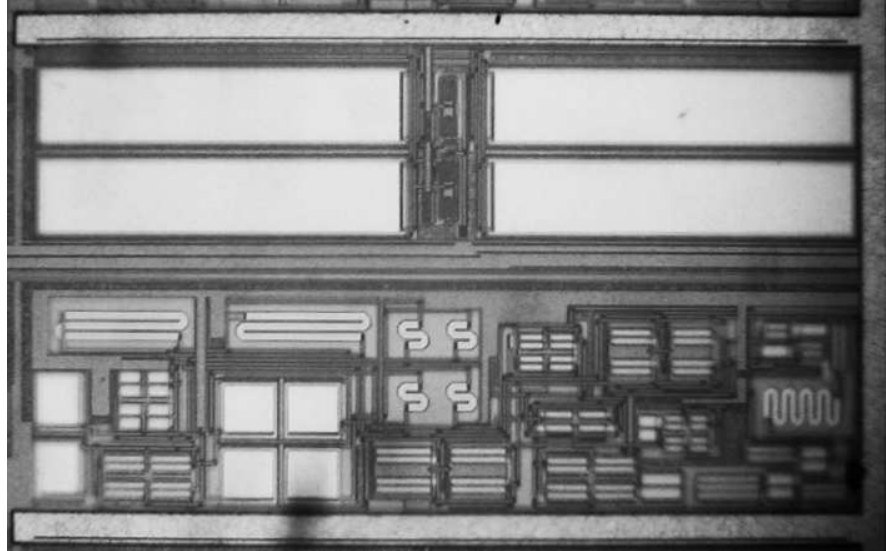


FIG. 9.3 – Microphotographie de l'intégrateur

**Convertisseur** Les paires différentielles d'entrée sont placées en centroïde commun à 8 transistors. Le dessin du comparateur doit être soigné car la différence de charge entre deux sorties différentielles entraîne un comportement asymétrique. Le routage est donc fait de telle manière que les capacités parasites rigoureusement appariées sur ces deux sorties. Afin de minimiser l'influence des commutations, l'alimentation des paires d'entrée travaillant en analogique est séparée de la partie contenant la bascule et la mise en forme.

La figure 9.2 montre le dessin physique des masques correspondant au synoptique de la figure 9.1.

## 9.4 Bloc de déclenchement

Comme pour les voies d'acquisition, le bloc de déclenchement est scindé en une partie faible bruit et une partie numérique. Ainsi, le comparateur se trouve à gauche avec les résistances de conversion tension courant, puis le générateur de rampes ; viennent ensuite les convertisseurs de puissance logique qui permettent de passer de 2.75 V à 5.5 V (pilotes des interrupteurs pour les intégrateurs et le générateur de rampes), et la partie numérique du déclenchement, avec le monostable enclavé à l'intérieur. Afin de minimiser les risques de perturbation de ce dernier, placé au sein d'un bloc numérique, ses alimentations sont séparées, ce qui permet aussi de simplifier le routage des alimentations. Le transistor de puissance permettant un déclenchement externe étant prévu pour commu-

ter environ 10 mA, son emplacement a été fixé près des plots d'entrée/sortie et des rails d'alimentation.

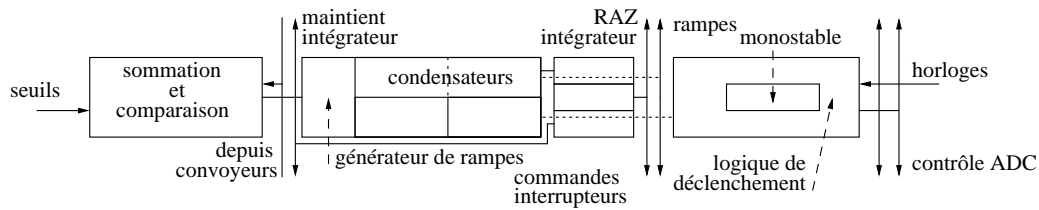


FIG. 9.4 – Synoptique du dessin du bloc de déclenchement

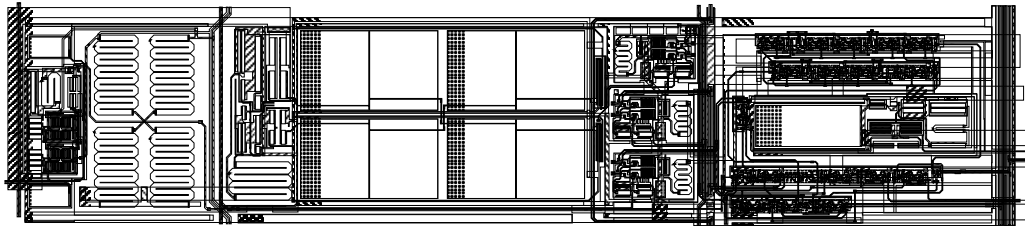


FIG. 9.5 – Dessin du bloc de déclenchement

La figure 9.4 montre le dessin physique des masques correspondant au synoptique de la figure 9.1.

## 9.5 Circuit seize voies

La voie présentée précédemment est dupliquée seize fois, en deux groupes de huit voies entourant le bloc de déclenchement. Les horloges et les signaux sont routés par la droite du dessin (partie numérique) et les signaux analogiques sont routés par la partie gauche. L'ensemble du cœur du circuit est ceinturé d'un anneau relié au 0 V. De même, deux demi anneaux fournissent les rails d'alimentation et les références pour les diodes de protection des décharges électrostatiques, le premier sur la gauche pour la partie analogique et la programmation des gains, et le second à droite pour les parties numériques et le monostable.

Les circuits de programmation des gains des convoyeurs de courant sont chaînés de bas en haut, la programmation se fait donc en envoyant les gains en commençant par la voie 1. Les convertisseurs sont chaînés de haut en bas, la voie 16 sort donc en premier.

# Chapitre 10

## Tests des prototypes

Les tests présentés ici sont ceux du troisième prototype (voir paragraphe 9.1 chapitre 9). Le quatrième prototype est actuellement en cours de tests.

### 10.1 Matériel

Ce prototype a été testé uniquement « sur table ».

Les signaux d'entrée sont élaborés par un générateur synthétisable (Agilent AWB 33250A), convertis en courant (voir paragraphe suivant). Le contrôle des signaux analogique est effectué grâce à un oscilloscope numérique (Tektronix TDS3034 avec module *Advanced Analysis*) et celui des signaux numériques par un analyseur logique (Tektronix TLA 714 avec modules TLA 7AA1 pour le différentiel et module TLA7N2). Les différentes tensions du circuit sont fournies par une alimentation à découpage, filtrée et régulée linéairement à l'aide d'une carte développée spécifiquement. Les signaux acquis sont ensuite traités informatiquement (logiciel Scilab) pour obtenir les histogrammes et les courbes de linéarité.

### 10.2 Carte de tests

La carte de tests est réalisée en double-couche (figure 10.1). Elle comporte les connecteurs nécessaires aux entrées/sorties, les résistances de charge LVDS, la tension réglant la largeur de la porte d'intégration et les seuils de références pour le niveau de déclenchement. Les alimentations sont séparées entre la partie analogique et la partie numérique, et le découplage a fait l'objet d'une attention particulière.

Les signaux de programmation des gains sont générés à l'aide d'une carte horloge pilotant une carte FPGA (carte *NEIGHBOURS*), toutes deux réalisées pour les besoins de l'expérience LHCb [30] et adaptées aux besoins de ces tests. Ces signaux sortent de la carte en LVDS et sont transformés en LVCMOS 2.75 V sur une carte annexe et transmis par ruban plat jusqu'au circuit.



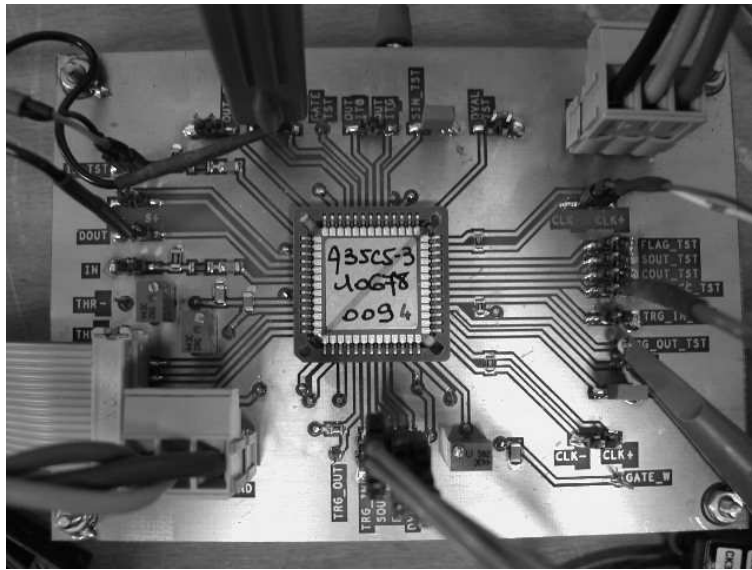


FIG. 10.1 – Photographie de la carte de test

Les horloges 50 MHz sont transmises en LVDS directement au circuit et à l'analyseur logique pour synchroniser l'acquisition. Le générateur d'impulsion n'est pas synchrone avec l'horloge de manière à se placer dans des conditions aussi proches de la réalité que possible. Les sorties sont acquises à l'analyseur logique et traitées hors-ligne sur micro-ordinateur.

### 10.3 Résultats

Les histogrammes ont un sigma d'environ 1.3 sur toute la dynamique pour tous les gains. La porte d'intégration est fixe et d'une largeur de 200 ns. En exemple, trois histogrammes (*cf.* figure 10.2) pour des charges de 150 fC. Ces histogrammes ont été créés à partir d'un échantillon de 1 000 mesures et l'axe vertical est arbitraire. La linéarité pour le même gain est présentée figure 10.5.

Les mêmes mesures ont été réalisées en gain 3 et en gain 6, pour des charges de 225 fC, avec des charges de 2.4 pC et 18 pC en gain 3 et 450 fC, 2.4 pC et 15 pC en gain 6 (respectivement figures 10.3 et 10.4). De même, les courbes de linéarité sont données figures 10.6 et 10.7.

Les courbes de linéarité ne sont pas parfaites. Les écarts à la linéarité pour les trois gains sont donnés figure 10.8, 10.9 et 10.9, en pourcentage de la pleine échelle. L'explication n'est pas encore claire, mais ceci n'est pas dû au déclenchement, car la même mesure a été obtenue en gardant l'amplitude des impulsions constante et en faisant varier leur largeur. Cette non-linéarité n'est pas rédhibitoire pour l'utilisation de ce circuit. D'autre part, on notera aussi la valeur de sortie importante pour une charge d'entrée nulle (offset). Ceci peut être dû en particulier aux résistances  $r_{ds}$  des transistors servant d'interrupteurs

aux bornes des condensateurs des sources de courant qui sont non nulles. Ceci peu facilement être corrigé de manière numérique dans le traitement des données. Cependant, ces interprétations sont à relativiser car ces tests portent sur une seule voie, et, d'autre part, la mesure de la charge injectée dans le circuit n'est pas connue avec précision, car mesurée à l'oscilloscope.

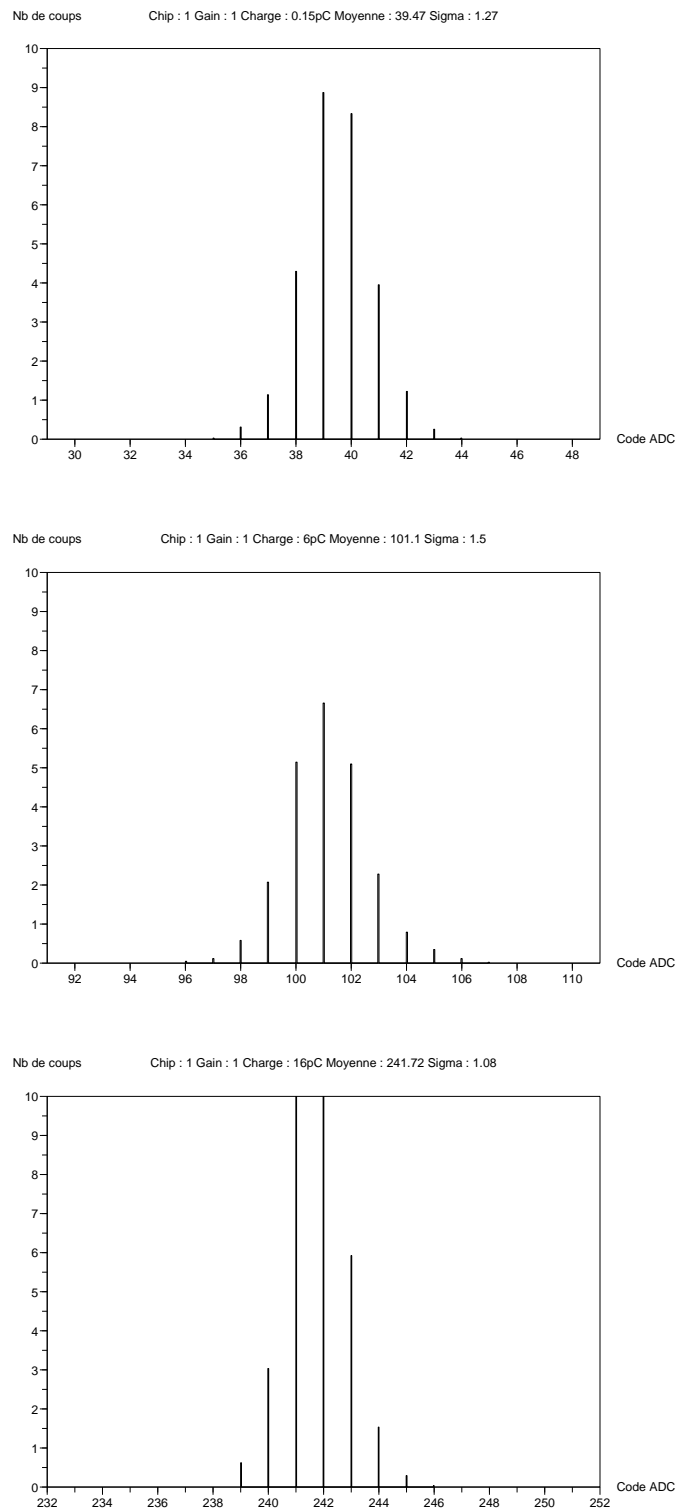


FIG. 10.2 – Histogrammes en gain 2

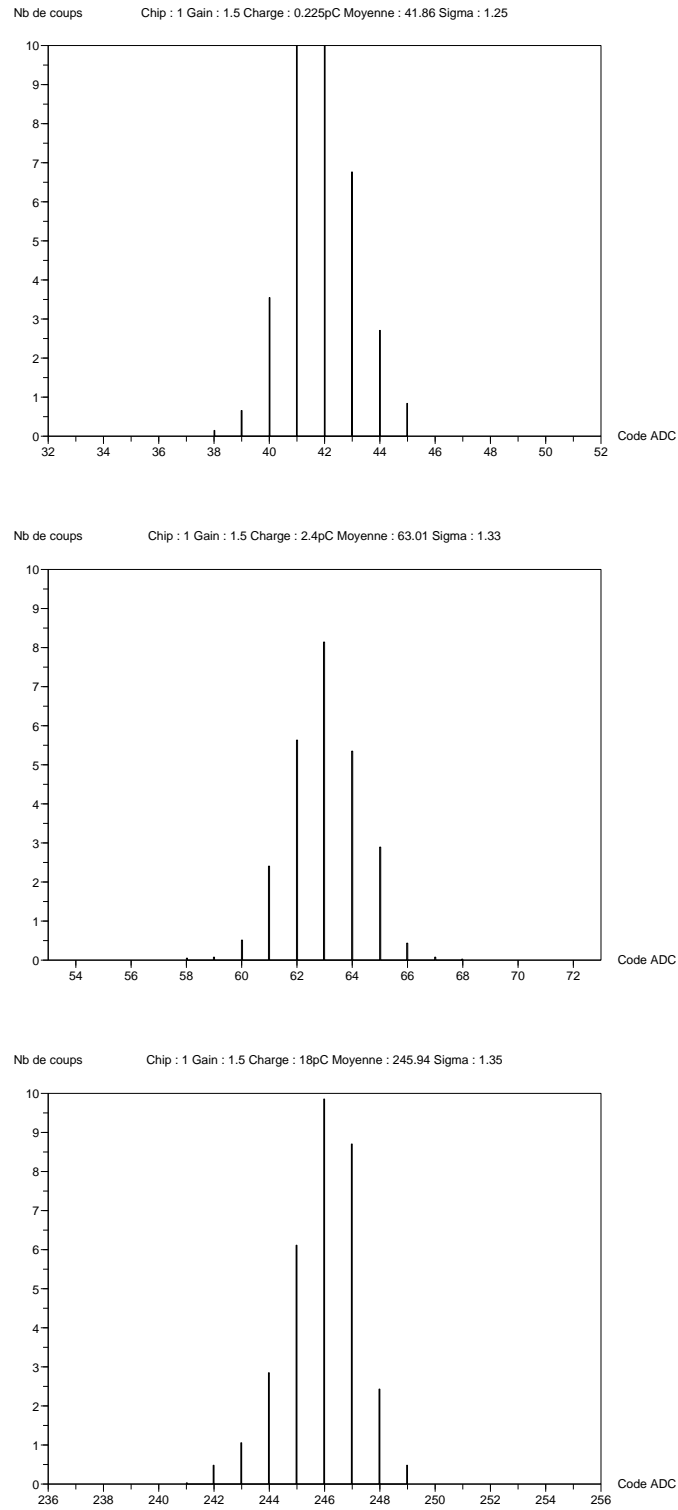


FIG. 10.3 – Histogrammes en gain 3

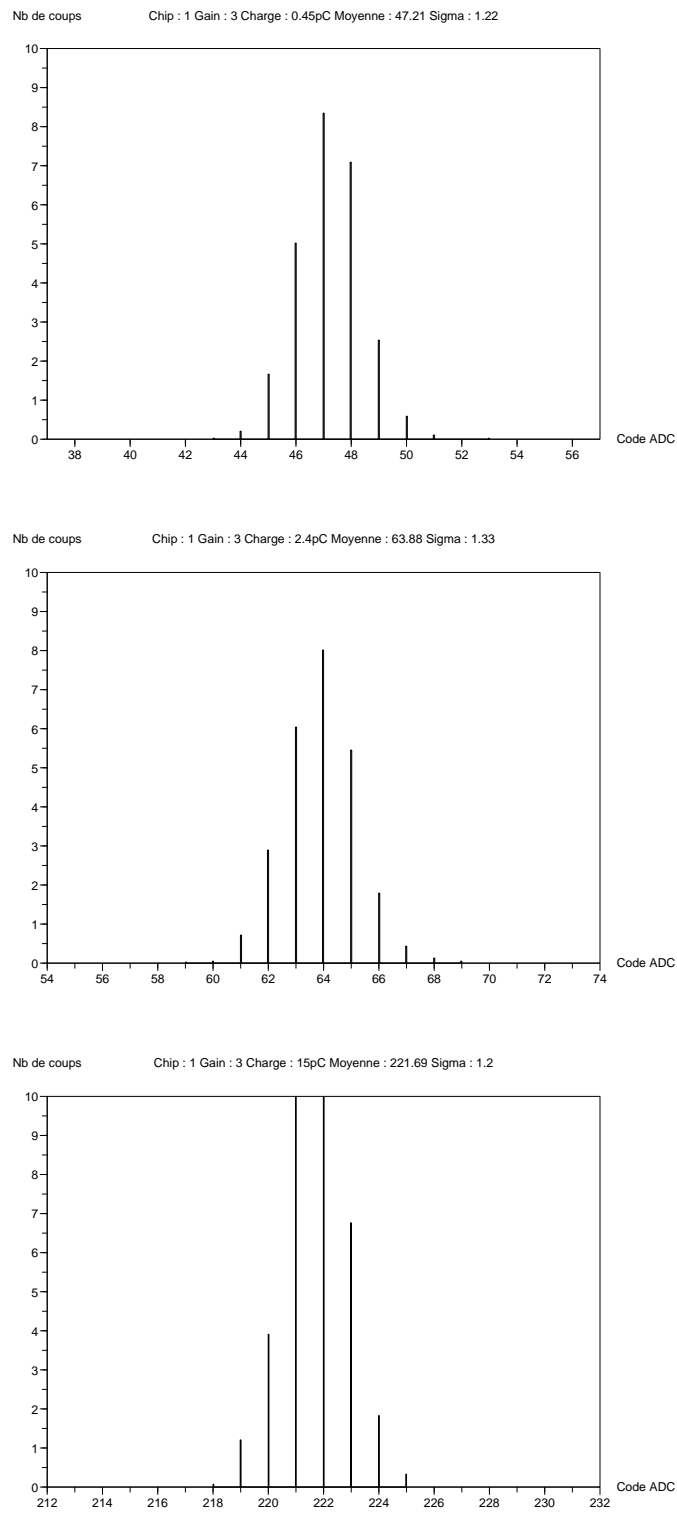


FIG. 10.4 – Histogrammes en gain 6

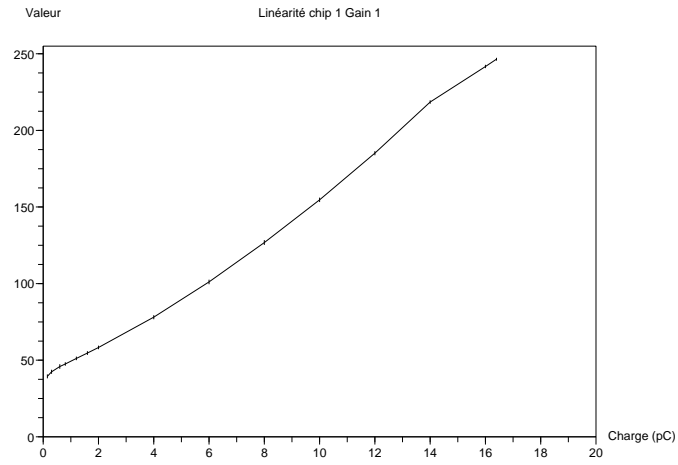


FIG. 10.5 – Linéarité en gain 2

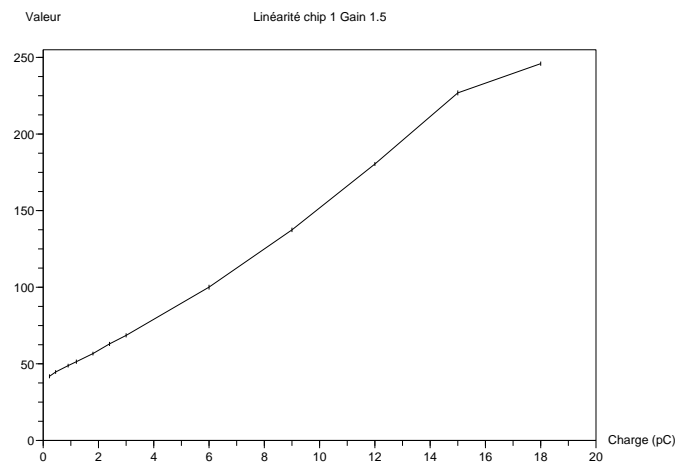


FIG. 10.6 – Linéarité en gain 3

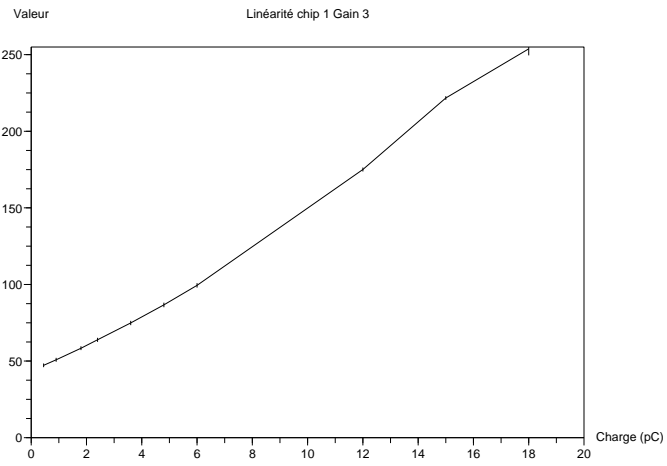


FIG. 10.7 – Linéarité en gain 6

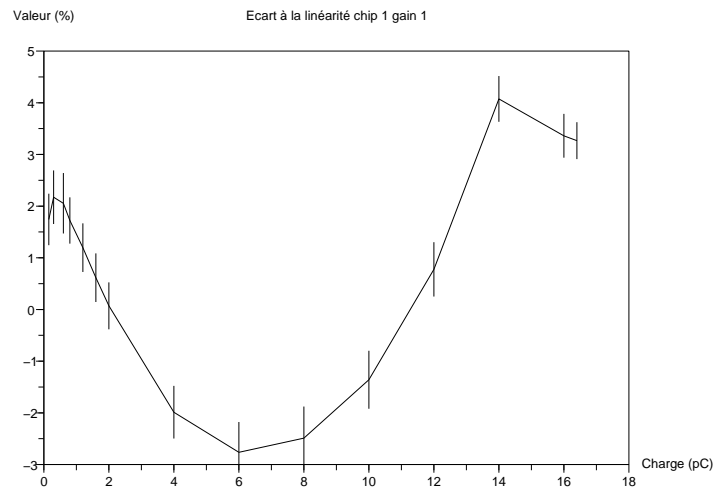


FIG. 10.8 – Ecart à la linéarité en gain 2

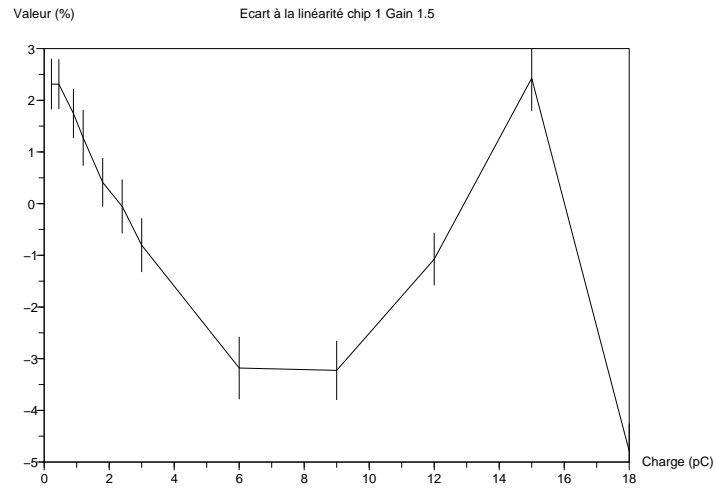


FIG. 10.9 – Ecart à la linéarité en gain 3

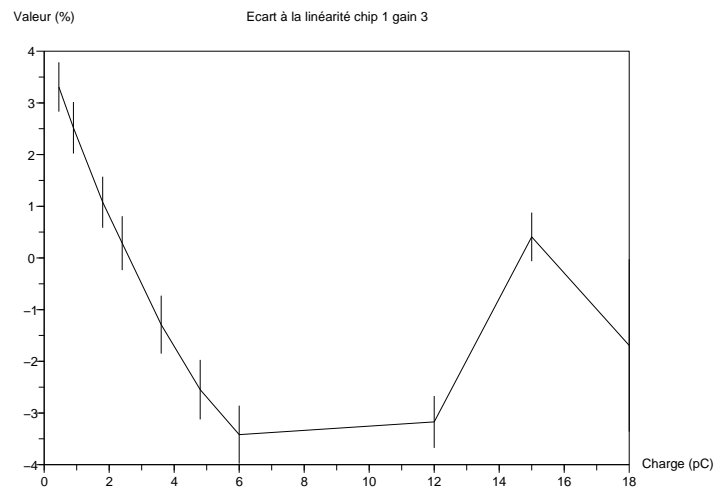


FIG. 10.10 – Ecart à la linéarité en gain 6





# Chapitre 11

## Unité logique

### 11.1 Fonction

Tout d'abord, la dispersion des gain des anodes du photomultiplicateur nécessite une correction fine, le convoyeur de courant n'ayant que trois gains disponibles. Des données directement utilisables seront ainsi disponibles.

D'autre part, les caractéristiques de l'électronique d'acquisition intégrée sont tributaires de variations entre chaque voie (procédé de fabrication, appariement des voies...). Chaque voie nécessite donc d'être caractérisée et corrigée en conséquence, principalement en gain et en piédestal.

Ensuite, il faut assurer la programmation des gains des différents circuits et enfin réaliser la mise en forme des données et l'interfaçage avec le système d'acquisition.

Un module est défini comme étant un photomultiplicateur équipé de ses quatre ASIC de lecture, son unité logique (implémentée dans un FPGA) et son interface avec le système d'acquisition (typiquement un micro-ordinateur). Chaque module possède un identifiant unique (adresse).

### 11.2 Traitements

#### 11.2.1 Programmation des gains

Après caractérisation des PM, les valeurs de gain du convoyeur à programmer seront stockées (soit dans le FPGA, soit dans une mémoire supplémentaire, ou encore dans une base de données sur ordinateur). A la mise sous tension du système, la première phase consiste à programmer les gains des ASIC analogiques. Chaque unité a en charge 64 anodes (4 ASIC 16 voies), et, les ASIC étant chaînables, cette fonction ne nécessite que trois broches. La programmation se fait en LVCMOS grâce à un signal de validation, une horloge et la trame série des gains à programmer (2 bits par voie).

### 11.2.2 Correction des données

La correction des données se décompose en deux traitements :

- correction fine du gain de chaque anode du photomultiplicateur ;
- correction du gain et du piédestal de chaque voie.

Cela nécessite une caractérisation de chaque voie d'électronique et de chaque voie du photomultiplicateur. Deux coefficients de correction de gain (multiplications, *cf.* figure 11.1) et un de compensation du piédestal sont nécessaires. L'ajustement du gain entre chaque module se fera par ajustement de la haute tension alimentant le photomultiplicateur.

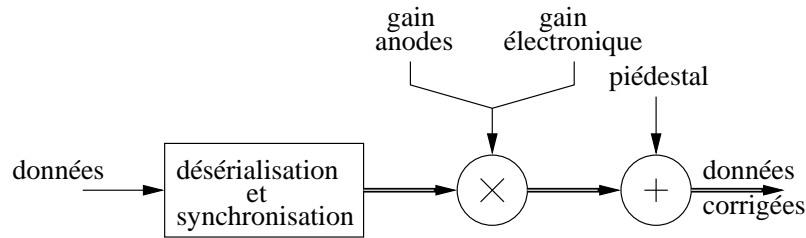


FIG. 11.1 – Schéma de principe de la correction des données

### 11.2.3 Prétraitements

Une sommation de toutes les anodes touchées sur un photomultiplicateur permet un calcul de l'énergie totale plus rapide sur le système d'acquisition. Un autre prétraitement envisagé est une sélection en énergie (seuil haut et bas), qui peut permettre un premier tri des données et limiter ainsi la quantité d'informations envoyée au système d'acquisition.

### 11.2.4 Etiquetage en temps

Tous les modules (PM équipé de son électronique) partageant la même horloge, le marquage en temps des événements est possible. Cependant, pour utiliser cette fonction comme détection de coïncidence, il faut une horloge plus rapide que celle de 20 ns utilisée sur les prototypes.

### 11.2.5 Elaboration d'un format de données

Chaque module est directement connecté au système d'acquisition. Chaque événement comporte :

- l'adresse du PM touché (10 bits pour l'adresse du PMT, ce qui permet de constituer une matrice de 1024 PMT) ;
- la somme de toutes les anodes d'un module (16 bits) ;
- le marquage en temps de l'événement (32 bits par exemple, soit  $4.3 \cdot 10^9$  événements) ;
- le nombre d'anodes ayant dépassé le seuil bas (6 bits) ;

- les données répondant au critère précédent : chacune composée de l'adresse de la voie et la valeur correspondante (6 bits pour l'adresse de l'anode et 10 bits pour la valeur, soit 16 bits).

Cela fait un total de 64 bits pour l'en-tête et 16 bits par voie touchée.

### 11.2.6 Interface avec le système d'acquisition

Un composant supplémentaire est nécessaire pour interfacer le module avec le système d'acquisition. Une interface USB est envisagée, grâce au circuit fourni par FTDI (modèle 245BM). Elle permet un interfaçage simple sous forme de pile FIFO, avec un bus parallèle côté FPGA, et une liaison USB côté système d'acquisition. Le circuit est fourni avec les pilotes logiciels pour les systèmes d'exploitation courants (Linux, MAC-OS...), qui permettent d'atteindre la vitesse maximum de 1 Mo/s.

## 11.3 Dimensionnement

Considérons que 16 anodes sont touchées par PM pour chaque évènement (c'est-à-dire que la gerbe de photons s'étend sur  $4 \times 4$  anodes) à un rythme de 200 kHz, cela fait un total de  $(64 + 16 \times 4) \times 200 \cdot 10^3 = 128 \times 200 \cdot 10^3$ , soit  $25.6 \cdot 10^6$  bits par seconde, soit 25 Mo/s. Cela est un minimum, car plusieurs PM peuvent être touchés simultanément et un évènement peut toucher jusqu'à quatre PM. Il est donc évident que l'interface USB choisie pour le prototypage ne sera pas suffisante et que le modèle définitif devra intégrer une interface plus performante (IEEE 1394 ou ethernet par exemple).

Les traitements à effectuer ont été modélisés en langage VHDL et des synthèses ont été simulées sur un Altera Cyclone. Ces FPGA économiques possèdent suffisamment de ressources pour y implanter les traitements prévus.



# Conclusions et perspectives

A la fin de cette thèse, la chaîne d'acquisition électronique a pu être validée avec des signaux synthétisés et un prototype fonctionnel est disponible. Cependant, il faudra valider ces prototypes sur un photomultiplicateur équipé de son cristal, ce qui implique notamment la mise au point et la réalisation d'un banc de test dédié.

Quelques points nécessitent encore une amélioration pour la réalisation d'un prototype final avant le passage en phase d'industrialisation qui devra tenir compte de la difficulté à faire cohabiter sur un même substrat une électronique analogique faible bruit et une électronique numérique fonctionnant avec des horloges :

- le nombre de voies n'est que de seize par circuit. Chaque composant doit embarquer le nombre de voies nécessaires pour un photomultiplicateur, c'est-à-dire soixante-quatre. L'étude de la faisabilité reste à faire ;
- la vitesse de conversion doit être augmentée : seuls quelques changements mineurs sont à effectuer, comme changer la pente des rampes du convertisseur et la fréquence de l'horloge principale ;
- la consommation peut être réduite, par exemple en ne conservant que certains maîtres des sources de courant, ce qui n'a pas été réalisé sur les prototypes ;
- des caractéristiques peuvent encore être améliorées, en particulier celles du comparateur du convertisseur analogique-numérique ;
- un convertisseur numérique-analogique peut être utilisé pour le réglage des seuils et de la largeur de la porte d'intégration. Le circuit serait ainsi simplifié dans son utilisation (une seule programmation à la mise sous tension) et plus économique (réduction du nombre de pattes).

La réalisation de l'interface numérique définitive doit aussi être finalisée, en prenant en compte les contraintes de compacité et de vitesse de transmission du cahier des charges.



# Annexes





## Annexe A

### Interpréteur de commande



## Description

Toutes les commandes sont suivies d'un espace (y compris la commande commentaire), même si la commande ne prends pas d'arguments ("AP" est en réalité "AP<sub>␣</sub>"). Chaque commande possède un ou plusieurs arguments optionnels, mais doivent être fournis dans l'ordre s'ils sont présents.

## Commandes

DE : DEbut run [storage\_path] [nbch] [nbevent]  
IN : INit crate [Iped]  
GR : Goto Reference [ON] [OFF]  
MA : Move Absolute [X] [Y] [ON] [OFF]  
MR : Move Relative [X] [Y] [ON] [OFF]  
AP : Acquire Pedestal [path\filename]  
AD : Acquire Data [X] [Y]  
FI : FIn  
\* : Précède un commentaire

## Arguments

[ON/OFF] : booléens indiquant l'alimentation des moteurs  
[X/Y] : position table en mm ; pour AD, sert uniquement à générer le .nfo  
[Iped] : polarisation des ADC (0..255), 180 par défaut  
[storage\_path] : chemin d'empilement des données  
[nbch] : nombre de voies de mesure (64 ou 65)  
[nbevent] : nombre de mesures par point  
[path\filename] : chemin absolu du fichier

## Exemple

```
* exemple de script *  
DE C:\AADATA\A_courant\ 64 1000  
IN 180  
AP  
GR 1 0  
MA 27.00 27.00 0 1  
AD 27.00 27.00  
MR 3.00 3.00 1 1
```

AD 30.00 30.00

FI

\* fin d'exemple \*

## **Annexe B**

### **Bloc de déclenchement**









## Annexe C

### Dessin des masques



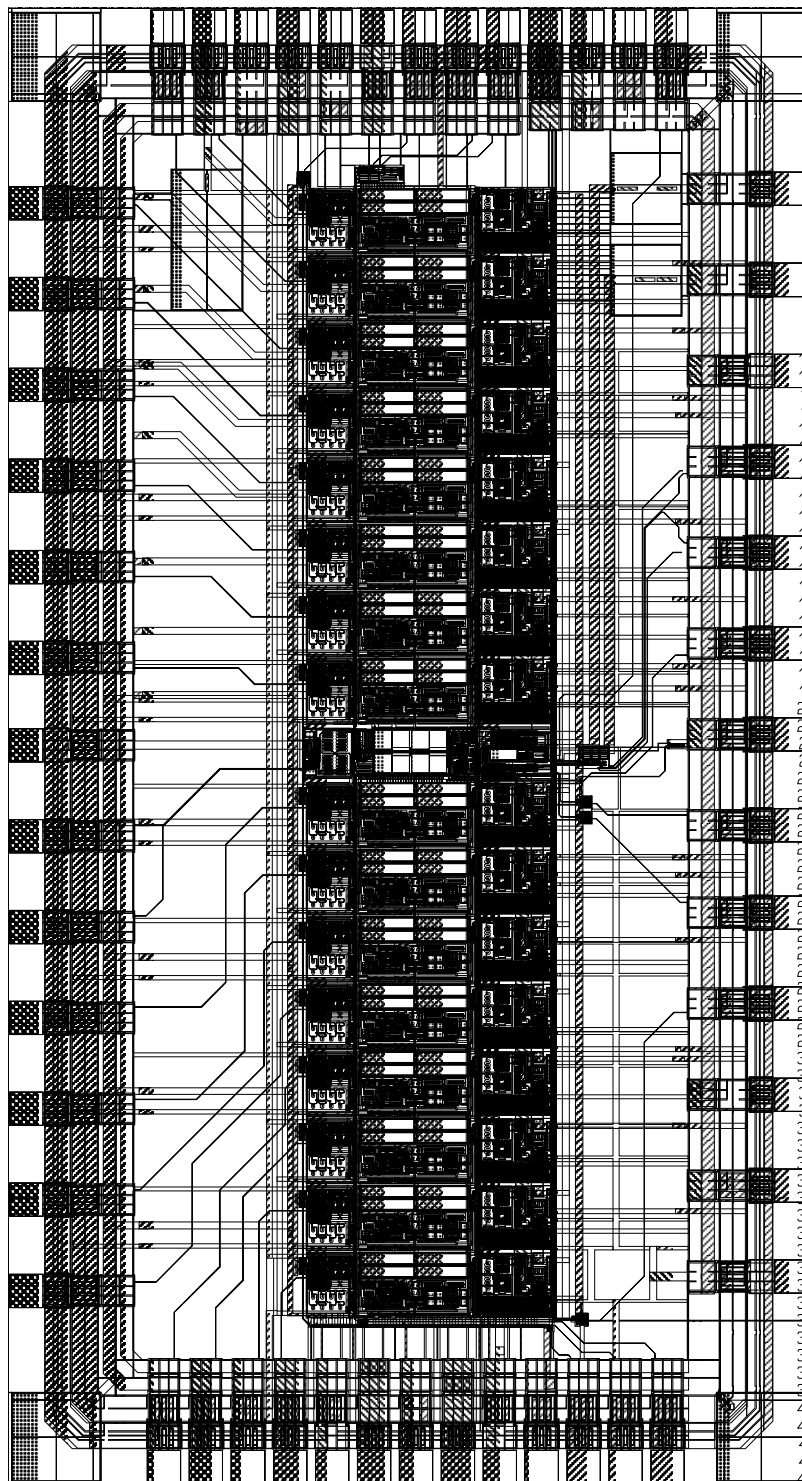


FIG. C.1 – Dessin du prototype 16 voies



# Bibliographie

- [1] I. BUVAT. Les différents traceurs et leur production ; les détecteurs  $\gamma$  et  $\beta^+$ , octobre 2001. INSERM 494.
- [2] D. DELACROIX, J.P. GUERRE, et P. LEBLANC. *Radionucléides et radioprotection*. EDP Sciences, 2003.
- [3] DUTREIX et DESGEZ. *Biophysique des radiations et imagerie médicale*. Masson, 1997.
- [4] P. GANTET et al. Les collimateurs des gamma-caméras et leurs performances. *Revue de l'ACOMEN*, 2 : 161–174, juillet 1996.
- [5] H.O. ANGER. Scintillation camera with multichannel collimator. *Journal of nuclear medicine*, 5 : 515–531, 1964.
- [6] R.N. BECK et L.D. REDLUNG. Collimator design using ray tracing techniques. *IEEE transaction on nuclear science*, 32(1) : 659–669, 1996.
- [7] P. GANTET et al. A simulation method for studying scintillation camera collimators. *Physics in medicine and biology*, 35 : 659–669, 1990.
- [8] D. BLANC. *Précis de physique nucléaire*. Dunod, 1993.
- [9] Photonis. *Photomultiplier tubes : principles and applications*. Edition 2002.
- [10] Hamamatsu photonics K.K. *Photomultiplier Tube Handbook*. Révision 2.
- [11] J.P. ESQUERRÉ, B. DANET, et P. GANTET. Evolution des gamma caméras. *Revue de l'ACOMEN*, 2 : 175–181, juillet 1996.
- [12] J. BERTHOT, V. BRETON, P. BRETTE, N. GIOKARIS, D. LAZARO, J. MAUBLANT, et L. MÉRITET. Monte-carlo simulation of gamma-cameras using geant. Dans *Proceedings of IEEE Medical Imaging Conference*, 2000.
- [13] J. W. LE BLANC. *A Compton camera for low energy gamma-ray imaging in nuclear medicine applications*. Thèse de Doctorat, University of Michigan, 1999.
- [14] H. KYUSHIMA, H. SHIMOI, A. ATSUMI, M. ITO, K. OBA, et Y. YOSHIZAWA. The development of Flat Panel PMT. Dans *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, volume 7, 2000.
- [15] C. COTTINI, E. GATTI, et V. SVELTO. A new method of analog to digital conversion. *Nuclear and Instruments and Methods*, 24 : 241, 1963.
- [16] C. HÉBRARD. *Etude et caractérisation des photomultiplicateurs du calorimètre à tuiles scintillantes d'ATLAS*. Thèse de Doctorat, Université Blaise Pascal – Laboratoire de Physique Corpusculaire, 1999.

- [17] D. MORVAN. Communication privée. INSERM 484.
- [18] M. E. CASEY. *An analysis of counting losses in positron emission tomography*. Thèse de Doctorat, University of Tennessee, 1992.
- [19] G. BOHNER, J. LECOQ, et P. PERRET. Introduction to the new very front-end chip. PRR LHCb, 2003.
- [20] C. DE LA TAILLE et al. OPERA\_ROC : a front end chip for OPERA multi-anodes photomultipliers. Dans *Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference*, 2003. Portland.
- [21] GRAY, HURST, LEWIS, et MEYER. *Analysis and Design of Analog Integrated Cicuits*. John Wiley and Sons, 2001.
- [22] Austriamicrosystems. 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS C35 Noise Parameter. Eng-189 – Revision 2.0.
- [23] Austriamicrosystems. 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS C35 Process Parameter. Eng-182 – Revision 3.0.
- [24] S. MANEN, G. BOHNER, J. LECOQ, J. FLEURY, C. DE LA TAILLE, et G. MARTIN. Dedicated front-end electronics for the next generation of linear collider electromagetic calorimeter. Dans *10th Worshop on electronics for LHC and future experiments*, 2004.
- [25] S. MANEN. *Electronique intégrée pour le calorimètre électromagnétique du futur accélérateur linéaire*. Thèse de Doctorat, Université Blaise Pascal – LPC, 2004.
- [26] D. DZAHINI. Idée originale. LPSC Grenoble.
- [27] V. CHAMBERT-HERMEL. *Contribution à la conception et à la réalisation d'un circuit spécifique de codage des informations issues du calorimètre d'une expérience auprès du LHC*. Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Annecy-le-Vieux de Physique des particules, 1996. LAPP-T-96/07.
- [28] Christopher SAINT et Judy SAINT. *IC Mask Design – Essential layout techniques*. McGraw-Hill, 2002.
- [29] G. BOHNER et R. GAGLIONE. Vers un adc à rampe. Ecole de microélectronique de l'IN2P3 – Club 0.35  $\mu\text{m}$  Porquerolles, mai 2005.
- [30] Rémi CORNAT. *Conception et réalisation de l'électronique frontale de détecteur de pied de gerbe et de l'unité de décision du système de premier niveau de déclenchement de l'expérience LHCb*. Thèse de Doctorat, Université Blaise Pascal – LPC, 2002.
- [31] Alan B. GREBENE. *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design*. John Wiley and Sons, 2003.





# Résumé

Ce travail de thèse s'inscrit dans une collaboration entre le groupe Application et Valorisation des Interactions Rayonnement-Matière et l'entreprise Hamamatsu pour l'étude d'une électronique dédiée et fortement intégrée destinée à équiper un photomultiplicateur multianodes de type H8500.

De par leur faible zone morte et leur configuration multianodes, ces photomultiplicateurs permettent d'améliorer les performances des gamma-caméras utilisées en particulier pour le dépistage du cancer du sein (scintimammographie).

Après avoir élaboré un cahier des charges à partir des tests effectués sur ces tubes photomultiplicateurs, une électronique d'acquisition spécifique est proposée. Elle est composée d'un préamplificateur de courant multigain, d'un intégrateur commuté et d'un convertisseur analogique-numérique à rampe. L'ensemble est autodéclenché sur le signal. Cette électronique a fait l'objet de plusieurs prototypes multivoies dont la conception et les résultats de tests sont présentés.

*Mots-clés : gamma-caméra, photomultiplicateur multianode, préamplificateur, intégrateur, bruit, ASIC mixte, ADC à rampe.*

# Abstract

This PhD thesis work is a part of a collaboration between the Application and Valorisation of Ray-Matter Interactions and Hamamatsu company in order to study a specific and compact electronic circuit, to fit a H8500 multianode photomultiplier tube.

According to its small dead space and its multianode configuration, these photomultipliers allow to increase performances of gamma-cameras especially in breast disease detection (scintimammography).

After elaborating design criteria from photomultiplier tests, a specific electronic channel is proposed. It consists in a current preamplifier with selectable gain, a switched integrator and a Wilkinson analog to digital converter. All this stuff is triggered on the signal itself. The conception and the tests results of the several manufactured prototypes are discussed.

*Keywords : gamma-camera, multianode photomultiplier, preamplifier, integrator, noise, mixed-signal ASIC, Wilkinson ADC.*