



Faculté de génie
Département de génie électrique et de génie informatique

Conception d'un convertisseur temps-numérique dédié aux applications de tomographie optique diffuse en technologie CMOS 130 nm

Thèse de doctorat
Spécialité : Génie électrique

Moez KANOUN

Jury : Réjean Fontaine (Directeur)
Yves Bérubé Lauzière (Codirecteur)
Sébastien Roy (Rapporteur)
Cetin Aktik (Évaluateur)
Mohamad Sawan (Évaluateur)

*À la mémoire de mon très cher père,
Abdelaziz Kanoun*

RÉSUMÉ

La mesure de temps de vol de photons et/ou de temps de propagation d'ondes RF et ultra large bande est devenue une technique essentielle et indispensable pour de nombreuses applications telles qu'en géolocalisation en intérieur, en détection *LASER* et en imagerie biomédicale, notamment en tomographie optique diffuse (TOD) avec des mesures dans le domaine temporel (DT). De telles mesures nécessitent des convertisseurs temps-numérique aptes à mesurer des intervalles de temps très courts avec grande précision, et ce, à des résolutions temporelles allant de quelques picosecondes à quelques dizaines de picosecondes.

Les scanners TOD-DT ont généralement recours à des cartes électroniques de comptage de photons uniques intégrant essentiellement des convertisseurs temps-numérique hybrides (un mixte de circuits monolithiques et non-monolithiques). Dans le but de réduire le temps d'acquisition de ces appareils et d'augmenter leur précision, plusieurs mesures à différentes positions et longueurs d'ondes doivent pouvoir être effectuées en parallèle, ce qui exige plusieurs cartes de comptage de photons. L'implémentation de tels dispositifs en technologie *CMOS* apporte de multiples avantages particulièrement en termes de coût, d'intégration et de consommation de puissance.

Cette thèse apporte une solution architecturale d'un convertisseur temps-numérique à 10-bits dédié aux applications de TOD-DT. Le convertisseur réalisé en technologie *CMOS* 0,13 μm d'*IBM* et occupant une surface en silicium de 1,83 x 2,23 mm^2 incluant les plots de connexion, présente une résolution temporelle de 12 ps sur une fenêtre de 12 ns pour une consommation en courant de 4,8 mA. Les avantages de l'architecture proposée par rapport à d'autres réalisations rapportées dans la littérature résident dans son immunité face aux variations globales du procédé de fabrication, l'indépendance de la résolution temporelle vis-à-vis de la technologie ciblée et la faible gigue temporelle qu'il présente.

Le circuit intégré réalisé trouvera plusieurs champs d'applications autres que la TOD notamment dans les tomographes d'émission par positrons, les boucles à verrouillage de phase numériques et dans les systèmes de télédétection et d'imagerie 3D.

Mots-clés : Convertisseurs temps-numérique, électronique de comptage de photons, tomographie optique diffuse, conception de circuits intégrés *CMOS*.

REMERCIEMENTS

Mes plus sincères remerciements vont tout d'abord à mes deux directeurs de thèse Réjean Fontaine, directeur du groupe de recherche en appareillage médical de Sherbrooke (GRAMS) et Yves Bérubé-Lauzière, directeur du laboratoire TomOptUS, pour leurs précieux conseils, leur disponibilité, leurs qualités humaines et surtout pour la confiance qu'ils m'ont accordée tout au long de ce projet de thèse. Je les remercie également pour le soutien financier qu'ils ont octroyé à mon projet de recherche.

Je tiens aussi à exprimer ma profonde gratitude à Jean-François Pratte, professeur à l'Université de Sherbrooke, pour ses précieux conseils en conception de circuits intégrés notamment dans le dessin de masques physiques et en gestion de projet qu'il m'a prodigués. La pertinence de ses critiques et sa grande expérience en conception de circuits intégrés dédiés à la tomographie d'émission par positrons m'ont beaucoup apporté.

Je tiens également à remercier tous les membres du *GRAMS* pour leur soutien, notamment Vincent Rhéaume pour son aide et pour les heures qu'il a passé avec moi durant la phase de caractérisation de mon *TDC*. Je remercie également Louis Arpin, Larissa Njejimana et Marc André Tétrault pour leur contribution, particulièrement dans la programmation du *FPGA* pour l'acquisition des données. Mes remerciements s'en vont également à Mohamed Walid Ben Attouch pour son coup de main dans l'élaboration du dessin de masques physiques du bloc de synchronisation du *TDC*. Je remercie Caroline Paulin pour son soutien technique et ses conseils pour la conception de mon *PCB* de test. Je remercie aussi Konin Miloud-Calliste KOUA pour les discussions scientifiques qu'on a eu ensemble tout au long de mon Ph. D.

J'adresse mes sincères remerciement à ma famille, ma mère Saloua, mon frère Mehdi et ma sœur Alifa pour leur soutien et encouragement.

Enfin, je tiens à remercier du profond de mon cœur, ma bien aimée, Asma, pour tout ce qu'elle a fait pour moi. Sans son soutien et son aide je n'aurais jamais pu finir cette thèse.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1 Introduction	1
1.1 Mise en contexte	1
1.2 La chaîne de détection du scanner optique <i>TomOptUS</i>	5
1.3 Objectif du projet de recherche.....	6
1.4 Plan de la thèse.....	7
CHAPITRE 2 TOMOGRAPHIE OPTIQUE DIFFUSE : TECHNIQUES ET TECHNOLOGIES	9
2.1 Géométries des scanners optiques	10
2.2 Techniques de caractérisation optique.....	12
2.2.1 Mesures en régime continu.....	12
2.2.2 Mesures résolues en temps.....	13
2.3 Caméra à balayage de fente (<i>streak camera</i>).....	15
2.4 Caméra CCD à obturateur ultra-rapide contrôlable	16
2.5 Comptage de photons corrélé en temps.....	17
2.5.1 Détection de photons uniques.....	17
2.5.2 Carte de comptage de photons uniques.....	21
2.6 Critères de performances d'un scanner TOD-DT basé sur le comptage de photons.....	23
2.6.1 Efficacité de détection de photons uniques	23
2.6.2 Résolution temporelle	24
2.6.3 Distorsion des <i>TPSF</i>	25
2.6.4 Temps d'acquisition	26
2.6.5 Temps de stabilité thermique.....	27
2.6.6 Reproductibilité et précision des mesures.....	27
2.6.7 Diaphonie.....	27
2.7 Tour d'horizon des scanners TOD.....	28
2.7.1 Scanners en CW	28
2.7.2 Scanners dans le domaine fréquentiel	31
2.7.3 Scanners TOD-DT	34
2.7.4 Scanner <i>TomOptUS</i>	39
2.8 Conclusion	41
CHAPITRE 3 ÉLECTRONIQUE TCSPC.....	43

3.1 Détection des évènements.....	43
3.1.1 Comparateur sur seuil.....	44
3.1.2 Méthode de mise en forme	45
3.1.3 Tension de décalage du comparateur.....	47
3.2 Convertisseurs temps-numérique.....	48
3.3 Caractéristiques des TDC	49
3.3.1 Erreur et bruit de quantification	50
3.3.2 Erreur de décalage et de gain	51
3.3.3 Les non linéarités	51
3.3.4 Performances dynamiques d'un TDC.....	53
3.3.5 Bruit de quantification en présence de bruit et de distorsions.....	54
3.3.6 Nombre effectif de bits.....	56
3.3.7 Figure de mérite.....	56
3.4 Architectures de TDC.....	57
3.4.1 TDC à résolution grossière	57
3.4.2 <i>TDC</i> à résolution fine	59
3.4.3 Interpolation.....	71
3.5 Caractérisation des TDC	73
3.5.1 Extraction des non-linéarités	73
3.5.2 Test dynamique	74
3.5.3 Précision du TDC (single shot measurement)	74
3.6 Conclusion	75
CHAPITRE 4 Architecture du <i>TDC</i> proposé	77
4.1 Structure du <i>TDC</i>	77
4.2 Choix de la technologie	79
4.3 Premier niveau de conversion : <i>TDC1</i>	80
4.3.1 Comparateur de temps : Arbitre	82
4.3.2 Formation et sélection du résidu critique	83
4.4 Second niveau de conversion : <i>TDC2</i>	85
4.4.1 Fonctionnement et diagramme temporel de <i>TDC2</i>	86
4.4.2 L'amplificateur de temps - <i>TAMP</i>	89
4.5 Troisième niveau de conversion : <i>TDC3</i>	90
4.6 Imperfections et solutions apportées.....	90

4.6.1 Décalage temporel et variabilité du gain du <i>TAMP</i>	91
4.6.2 Estimation du gain	92
4.6.3 Structure finale du <i>TDC2</i>	93
4.6.4 Normalisation et structure globale du <i>TDC</i>	95
4.7 Circuit d'interfaçage	97
4.8 Dessin de masques physiques.....	98
4.9 Performances du <i>TDC</i>	99
4.9.1 Simulation transitoire et fonctionnelle du <i>TDC</i>	99
4.9.2 Gigue temporelle du <i>TDC</i>	102
4.9.3 Estimation de la <i>DNL</i> et de l' <i>INL</i> du <i>TDC</i>	103
4.10 Conclusion.....	107
CHAPITRE 5 Tests et validation de la puce ICGSHTDC.....	109
5.1 <i>PCB</i> de test	109
5.2 Caractérisation expérimentale du <i>TDC</i>	111
5.2.1 Plateforme expérimentale de caractérisation.....	111
5.2.2 Calibration d' <i>offsets</i> : <i>TAMP</i> et <i>TDC1</i>	112
5.2.3 Précision du <i>TDC</i>	113
5.2.4 <i>DNL</i> et <i>INL</i> du <i>TDC</i>	114
5.3 Discussion	116
5.4 Conclusion	121
CHAPITRE 6 Conclusion.....	123
6.1 Récapitulatif des performances du <i>TDC</i>	124
6.2 Contributions.....	125
6.3 Perspectives.....	126
6.4 Éventuelles utilisations du <i>TDC</i>	128

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1: Chaîne de détection du scanner <i>TomOptUS</i>	5
Figure 2-1 : Géométries de détection : (a) trans-illumination, (b) rétrodiffusée et (c) rétro-trans-illumination et cas intermédiaires.....	11
Figure 2-2 : Types de mesures en tomographie optique : en régime continu (a), dans le domaine fréquentiel (b), dans le domaine temporel (c).....	12
Figure 2-3 : Caméra à balayage de fente.....	15
Figure 2-4 : Schéma bloc d'une caméra GICCD.....	17
Figure 2-5 : Principe de fonctionnement d'un tube photomultiplicateur.....	19
Figure 2-6 : Scanner TOD-DT.....	22
Figure 2-7 : Taux de comptage pour un système non paralysable [Wolfgang, 2010].....	26
Figure 2-8 : Système DYNOT [Dynamic Optical Tomography. 2012].....	29
Figure 2-9 : Philips Diffuse Optical Tomography System [Nielsen <i>et al.</i> , 2009].	30
Figure 2-10 : Système fréquentiel de Dartmouth [B. Pogue <i>et al.</i> , 1997].....	33
Figure 2-11 : Système de Columbia University [Kim <i>et al.</i> , 2008].....	34
Figure 2-12 : MicroCT guided time domain fluorescence tomography [Tichauer <i>et al.</i> , 2011].	37
Figure 2-13 : Mammographe utilisant une caméra GICCD [Brukilacchio, 2003].....	38
Figure 2-14 : Photographie du scanner TomOptUS [E. Lapointe <i>et al.</i> , 2012].....	40
Figure 3-1 : Comparateur sur seuil (a) effet de la pente du signal (b) incertitude de la mesure due au bruit (c) effet de la variation d'amplitude sur le marquage d'évènements.	45
Figure 3-2 : Schéma bloc d'un discriminateur utilisant la méthode de mise en forme.....	46
Figure 3-3 : Mise en forme du signal dans un discriminateur à fraction constante.....	47
Figure 3-4 : Caractéristique d'entrée-sortie d'un TDC.....	50

Figure 3-5 : Schéma bloc d'un TDC à résolution grossière (a) et digramme temporel associé (b).....	58
Figure 3-6 : Structure du TDC à ligne de délai et diagramme temporel associé.....	59
Figure 3-7 : Convertisseur <i>Vernier</i>	61
Figure 3-8 : Structure hiérarchique.....	61
Figure 3-9 : (a) Circuit d'exclusion mutuelle (MUTEX) et son (b) diagramme temporel.	65
Figure 3-10 : Évolution de la tension à la sortie de la bascule RS.	65
Figure 3-11 : Amplificateur de temps (TAMP).....	66
Figure 3-12 : Transfert de charge dans une paire différentielle.	67
Figure 3-13 : Amplificateur de temps analogique.....	67
Figure 3-14 : Réponse temporelle de l'amplificateur de temps (simulée).....	68
Figure 3-15 : Schéma bloc d'un TAC (a) conventionnel (b) version Ortec.....	70
Figure 3-16 : Structure d'un TAC à double pentes et digramme temporel.....	70
Figure 3-17 : Sortie d'un TDC en présence de bruit et extraction de la précision.....	75
Figure 4-1 : Architecture globale simplifiée du <i>TDC</i> proposé.....	78
Figure 4-2 : Premier niveau de conversion : <i>TDC1</i>	81
Figure 4-3 : (a) Arbitre et (b) schéma de la porte logique <i>OU</i> symétrique utilisée.....	82
Figure 4-4 : Diagramme temporel du <i>TDC1</i>	84
Figure 4-5 : Détecteur '10'.	85
Figure 4-6 : Multiplexeur : <i>MUX_TDC1</i>	85
Figure 4-7 : Deuxième niveau de conversion : <i>TDC2</i>	86
Figure 4-8 : Digramme temporel du <i>TDC2</i>	88
Figure 4-9 : Détecteur de transition : <i>Délect_trans</i>	88
Figure 4-10 : (a) <i>TAMP</i> utilisé ainsi que (b) sa caractéristique d'entrée-sortie.	90

Figure 4-11 : L'offset du <i>TAMP</i> (a) ainsi que les variations du gain (b) causés par les <i>ACV</i> ..	92
Figure 4-12 : Estimation du gain du <i>TAMP</i>	93
Figure 4-13 : Moyenne et effet de disparité des gains : (a) Codes manquants et (b) non-monotonie de conversion.....	94
Figure 4-14 : Structure finale du <i>TDC2</i>	95
Figure 4-15 : Schéma du multiplexeur : MUX.....	95
Figure 4-16 : Extraction du résidu critique et du résidu critique complémentaire.....	96
Figure 4-17 : Architecture finale simplifiée du TDC proposé.....	98
Figure 4-18 : Micrographie du <i>TDC</i>	99
Figure 4-19: Simulation transitoire du <i>TDC</i>	101
Figure 4-20 : Simulation fonctionnelle du <i>TDC</i>	102
Figure 4-21: Calibration des <i>TAMP</i> par les différents <i>TDC3j</i>	105
Figure 4-22 : Codes en sorties des <i>TDC2i</i> et <i>TDC3j</i> reflétant les variations <i>ACV</i>	106
Figure 4-23 : <i>DNL</i> et <i>INL</i> du <i>TDC</i> pour une configuration statistique donnée.....	106
Figure 4-24: Distributions des <i>DNL</i> et <i>INL</i> pour 1000 configurations de <i>TDC</i>	107
Figure 5-1: PCB de test de la puce <i>ICGSHTDC</i>	110
Figure 5-2 : Plateforme expérimentale de caractérisation.....	111
Figure 5-3: Calibration expérimentale des <i>TAMPs</i> par les différents <i>TDC3j</i>	112
Figure 5-4 : Code en sortie du <i>TDC</i> pour des <i>IT</i> fixes (a) 1,7 ns, (b) 2,5 ns, (c) 4,1 ns, (d) 5,5 ns, (e) 9,3 ns.....	114
Figure 5-5 : Jitter à l'entrée du <i>TDC</i>	115
Figure 5-6 : <i>DNL</i> du <i>TDC</i>	116
Figure 5-7 : <i>INL</i> du <i>TDC</i>	116
Figure 5-8: Variations du pas d'incrémentations du générateur.....	118

Figure 5-9 : DNL du TDC en prenant la moyenne des codes en sorties.	118
Figure 5-10 : INL du TDC en prenant la moyenne des codes en sorties.....	119
Figure 5-11: Disparité des traces d'interconnexion dans les multiplexeur.....	119
Figure 6-1 : Schéma conceptuel d'un <i>TCSPC</i> intégré.....	127

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3-1 : Caractéristiques de différentes architectures de TDC.....	72
Tableau 4-1 : Gigue temporelle des différents éléments constituant le TDC.....	103
Tableau 4-2 : Effets des variations du procédé et de la température sur les éléments constituant le <i>TDC</i>	103
Tableau 5-1: Précision du <i>TDC</i>	113
Tableau 5-2 : Performances du TDC et comparaison.....	120

LISTE DES ACRONYMES

Acronyme	Définition
<i>ACV</i>	<i>Across chip variations</i> – Variations d’une puce à une autre.
<i>APD</i>	<i>Avalanche photodiode</i> – Photodiode avalanche
<i>ARC</i>	<i>Amplitude and rise time compensated</i> – Compensation en amplitude et en temps de montée
<i>ASIC</i>	<i>Application-specific integrated circuit</i> – Circuit intégré dédié à une application
<i>ADC</i>	<i>Analog-to-Digital converter</i> – Convertisseur analogique-numérique
<i>CCD</i>	<i>Charge-coupled device</i> – Capteur à transfert de charges
<i>CFD</i>	<i>Constant fraction discriminator</i> – Discriminateur à fraction constante
<i>CMC</i>	<i>Canadian Microelectronics Corporation</i>
<i>CW</i>	<i>Continuous-wave</i> – Onde continue
<i>DDR</i>	<i>Double data rate</i> – Taux de données double
<i>DLL</i>	<i>Delay locked delay</i> – Boucle à verrouillage de délai
<i>DNL</i>	<i>Differential non-linearity</i> – Non linéarité différentielle
<i>ENOB</i>	<i>Effective number of bits</i> – Nombre effectif de bits
<i>FD</i>	<i>Frequency-domain</i> – Domain fréquentiel
<i>FOM</i>	<i>Figure of merit</i> – Figure de mérite
<i>FPGA</i>	<i>Field-programmable gate array</i> – Circuit logique programmable
<i>FWHM</i>	<i>Full-width at half maximum</i> – Largeur à mi-hauteur
<i>GICCD</i>	<i>Gated intensified charge coupled device</i> - Capteur à transfert de charges intensifié déclencheable
<i>INL</i>	<i>Integral non-linearity</i> – Non linéarité integrale
<i>IRF</i>	<i>Instrument response function</i> – Fonction de transfert instrumentale
<i>IRM</i>	Imagerie par résonance magnétique
<i>IT</i>	Intervalle de temps
<i>LAB</i>	<i>Logic array bloc</i> – Bloc de matrice logique
<i>LER</i>	<i>Line edge roughness</i> – rugosité des bords de lignes
<i>LOD</i>	<i>Length of diffusion</i> – Largeur de diffusion
<i>LSB</i>	<i>Least significant bit</i> –Bit de poids faible
<i>LUT</i>	<i>Lookup table</i> – Table de correspondance
<i>LVDS</i>	Low voltage differential signaling –Transmission différentielle basse tension
<i>MC</i>	Monte Carlo
<i>MCA</i>	<i>Multi-channel analyzer</i> – Analyseur multi-canaux

<i>MCP</i>	<i>Microchannel plate</i> – Plaque à microcanaux
<i>MUTEX</i>	<i>Mutual exclusion</i> – Exclusion mutuelle
<i>NEP</i>	<i>Noise equivalent power</i> – Puissance équivalente de bruit
<i>PC</i>	<i>Personal computer</i> – Ordinateur personnel
<i>PIR</i>	Proche infrarouge
<i>PLL</i>	<i>Phase-locked loop</i> – Boucle à barrage de phase
<i>PMT</i>	<i>Photomultiplier tube</i> – Tube photomultiplicateur
<i>Pnoise</i>	<i>Periodic noise</i> – Bruit périodique
<i>PSS</i>	<i>Periodic steady state</i> – État stationnaire périodique
<i>PVT</i>	<i>Process, Voltage and Temperature</i>
<i>QE</i>	<i>Quantum efficiency</i> – Rendement quantique
<i>RF</i>	Radio fréquence
<i>rms</i>	<i>Root mean square</i> – Moyenne quadratique
<i>SER</i>	<i>Single electron response</i> – Réponse d'un électron
<i>SiAPD</i>	<i>Silicon avalanche photodiode</i> – Photodiode à avalanche sur Silicium
<i>SMA</i>	<i>SubMiniature version A</i>
<i>SNDR</i>	<i>Signal-to-noise and distortion ratio</i> – Rapport signal sur bruit et distortion
<i>SPAD</i>	<i>Single photon avalanche photodiode</i> – Photodiode à avalanche à photon unique
<i>SPC</i>	<i>Single photon counter</i> – Compteur de photon unique
<i>STI</i>	<i>Shallow trench isolation</i> – Tranche d'isolation peu profonde
<i>TAC</i>	<i>Time-to-amplitude converter</i> – Convertisseur Temps-Amplitude
<i>TAMP</i>	<i>Time amplifier</i> – Amplificateur de temps
<i>TCF</i>	<i>True constant fraction</i> – Fraction constante
<i>TCSPC</i>	<i>Time correlated single photon counting</i> – Comptage de photons corrélé en temps
<i>TD</i>	<i>Time-domain</i> – Domain temporel
<i>TDC</i>	<i>Time-to-digital converter</i> – Convertisseur Temps-numérique
<i>TDM</i>	Tomodensitométrie
<i>TEP</i>	Tomographie d'émission par positrons
<i>TOD</i>	Tomographie optique diffuse
<i>TODF</i>	Tomographie optique diffuse par fluorescence
<i>TOD-DT</i>	Tomographie optique diffuse avec mesures dans le domaine temporel
<i>TPSF</i>	<i>Temporal point spread function</i>
<i>TSMC</i>	<i>Taiwan Semiconductor Manufacturing Company</i>
<i>TTS</i>	<i>Transit-time spread</i> – Diffusion du temps de transit

<i>VHDL</i>	<i>Very high speed integrated circuit hardware description language</i> – Langage de description matériel
<i>VCO</i>	<i>Voltage-controlled oscillator</i> – Oscillateur contrôlé en tension
<i>ZCE</i>	Zone de charge d'espace

CHAPITRE 1 Introduction

1.1 Mise en contexte

Les progrès scientifiques ont apporté des changements importants et des améliorations notables des conditions de vie. Parmi les plus importantes réalisations figurent incontestablement les avancées qu'a connues la médecine. En effet, celle-ci n'a cessé d'apporter de jour en jour des réponses, des éclaircissements et des remèdes aux maladies les plus menaçantes pour la santé. L'imagerie médicale a largement contribué à visualiser l'intérieur du corps de manière non invasive *in vivo*, ce qui a permis de suivre de près l'effet des thérapies sur l'organisme et de dépister les symptômes des maladies de manière plus précoce.

De nos jours, plusieurs scientifiques et chercheurs s'investissent dans la conception et le perfectionnement des modalités d'imagerie avec pour objectif d'améliorer leur résolution (temporelle et/ou spatiale), leur temps d'acquisition et la qualité des images produites. Parmi les principaux outils de diagnostic présentement utilisés en milieux cliniques et précliniques figurent l'imagerie par résonance magnétique (IRM), l'imagerie par rayons-X (radiographie et tomodensitométrie - TDM), l'imagerie nucléaire notamment la tomographie d'émission par positrons (TEP), l'imagerie par ultrasons et la tomographie optique diffuse (TOD) utilisant la lumière proche infrarouge (PIR).

Chacune de ces modalités présente un champ d'application spécifique et elles se différencient le plus souvent par leurs sensibilités de détection et, notamment, par le type d'informations produites. Ces imageurs se classent communément selon deux principaux groupes, à savoir, ceux procurant des informations structurelles ou anatomiques décrivant la morphologie des tissus et/ou des organes du corps (c'est le cas de la TDM, l'IRM et l'ultrason) et d'un autre côté, ceux produisant des informations fonctionnelles reflétant les changements métaboliques incluant les transformations moléculaires et énergétiques des cellules ainsi que leur composition chimique (c'est le cas de la TEP, l'IRM fonctionnelle et la TOD).

Certaines de ces modalités exploitent des contrastes endogènes et intrinsèques du milieu sous investigation tel que l'absorption des rayons-X par les tissus en TDM, la densité des protons et leur temps de relaxation en IRM ou bien encore les coefficients d'absorption et de diffusion en TOD. Par ailleurs, d'autres modalités exploitent des agents de contrastes exogènes afin de cibler des molécules spécifiques ou des types particuliers d'activités métaboliques ou bien encore pour des fins d'amélioration de la qualité du signal détecté. Ces agents de contraste se présentent sous forme de radiotraceurs tel que le fluorodésoxyglucose (^{18}F -FDG) utilisé en TEP, d'agents paramagnétiques ou super-paramagnétiques notamment le gadolinium en IRM, d'agents iodés en imagerie par rayons-X, ou bien encore de molécules ou de protéines fluorescentes ou de processus bioluminescents utilisés en TOD [Cherry, 2006].

Il importe toutefois de mentionner que le nombre important d'agents fluorescents et bioluminescents offerts pour la TOD a attiré l'attention et l'intérêt de plusieurs chercheurs envers cette modalité durant la dernière décennie. De plus, son caractère non ionisant et donc inoffensif pour l'organisme via l'utilisation de la lumière PIR a largement contribué à son essor [Ntziachristos, 2006]. Cette modalité, assez récente et prometteuse, présente le potentiel d'accéder à des paramètres fonctionnels et physiologiques des tissus grâce à leur absorption spécifique à différentes longueurs d'ondes. De plus, l'utilisation de traceurs fluorescents ou d'agents bioluminescents sensibles à divers processus physiologiques et biomoléculaires lui ouvre la voie à l'imagerie moléculaire. Enfin, il convient de mentionner que les faibles coûts relatifs en instrumentation et en infrastructure associée ont clairement contribué à la diffusion de cette modalité.

L'instrumentation en TOD dépend principalement du type de mesures effectuées. Ces mesures se déclinent en trois principales approches. L'approche de mesure en régime continu (*CW* - « continuous-wave », ou « *steady-state* ») se base sur la mesure de l'atténuation de l'intensité de la lumière injectée dans un tissu biologique suite à sa propagation dans celui-ci via des mesures en rétrodiffusion et/ou en transillumination (lumière transmise). L'approche de mesure en régime fréquentiel pour sa part se base sur l'enregistrement de l'amplitude de la lumière rétrodiffusée et/ou transmise et son déphasage par rapport à l'onde incidente. Finalement, les mesures dans le domaine temporel (DT), faisant intervenir la notion de temps, permettent de mesurer la réponse impulsionnelle du spécimen sous investigation [Sevick-Muraca *et al.*, 2002].

La collecte de la lumière (réfléchi et/ou transmise) pour les différentes approches de mesure évoquées s'effectue communément de façon fibrée (des fibres optiques couplées directement au sujet imagé ou par l'intermédiaire d'un contenant rempli d'un liquide d'adaptation) ou bien encore via des mesures sans contact avec le sujet. Il convient de signaler que l'approche par mesures DT et sans contact (non fibrée) est celle qui offre le plus grand potentiel en TOD vu la richesse de l'information fournie par les données temporelles pour le processus de reconstruction d'images et en raison de la simplicité qu'elle procure lors de son utilisation (aspect mesures sans contact) notamment sur petit animal. En effet, l'approche par mesures DT se distingue par son pouvoir d'extraction et de différenciation des coefficients d'absorption et de diffusion du spécimen sous investigation. Ceci revient au fait que les photons PIR sont généralement déviés (*i.e.*, diffusés) plusieurs fois lors de leur propagation dans les tissus et présentent donc des temps de parcours liés principalement au degré de diffusion et d'absorption du milieu. De ce fait, la mesure du profil temporel de l'intensité lumineuse (*i.e.*, réponse impulsionnelle) après une brève excitation sous forme d'impulsion lumineuse ultra-courte permet d'extraire le degré de diffusion et d'absorption du milieu imagé en discriminant les photons selon leur temps de vol [Lapointe *et al.*, 2012].

Il est à noter par ailleurs que l'enregistrement du signal lumineux peut s'effectuer de façon directe via l'utilisation de caméras à balayage de fente (« streak camera ») ou de caméras à transfert de charge intensifiées à obturateur ultra-rapide (« time-gated intensified CCD camera ») ou bien encore par méthode indirecte statistique employant la méthode de comptage de photons uniques (*TCSPC* - « time-correlated single photon counting »). La technique *TCSPC* permet de mesurer le profil temporel de l'intensité lumineuse via la construction d'un histogramme traduisant la distribution des photons selon leurs temps de détection individuels. Cette technique de mesure présente plusieurs avantages, entre autres un coût en instrumentation relativement réduit par rapport aux caméras à obturateur extrêmement rapide et une plage dynamique de mesure plus large, une spécificité fort intéressante notamment pour les applications en TOD par fluorescence.

Cette technique de mesure requiert communément une source laser PIR émettant des impulsions lumineuses très brèves (impulsion de largeur de l'ordre de quelques centaines de femtosecondes à quelques picosecondes) permettant de stimuler le milieu sous investigation et des photodétecteurs très sensibles (il s'agit le plus souvent de photomultiplicateurs (*PMT* - « *photomultiplier tube* »))

ou de photodiodes à avalanche opérées en mode Geiger) pour la détection de photons uniques rétrodiffusés ou transmis. Par ailleurs, une carte électronique *TCSPC* couplée aux photodétecteurs permet la détection des événements, la mesure du temps de vol des photons (temps séparant l'excitation laser et sa détection par les photodétecteurs suite à sa propagation) et finalement la construction de l'histogramme traduisant la distribution des photons selon leurs temps de vol mesurés. Ces cartes *TCSPC* se composent principalement d'un discriminateur pour détecter la présence d'un événement (*i.e.*, un signal en provenance du photodétecteur dépassant un certain seuil) suivi d'un convertisseur temps-numérique pour la mesure du temps de vol des photons et finalement d'une banque de mémoires pour le stockage de ces derniers.

La plupart des scanners TOD avec mesures DT (TOD-DT) développés jusqu'à présent tirent profit des avantages de la technique de comptage de photons et des cartes *TCSPC* commercialisées. Toutefois, le traitement monocanal des cartes *TCSPC* commerciales et leur coût très élevé présente un grand handicap pour cette modalité. Le développement d'un scanner multidimensionnel permettant d'augmenter le nombre de mesures et de projections tout autour du sujet sous investigation et la réduction du temps d'acquisition de l'appareil requiert plusieurs cartes *TCSPC* opérées en parallèle. Ceci entraîne des coûts prohibitifs en instrumentation, une consommation en puissance considérable et un encombrement limitant le nombre de cartes *TCSPC* employées. De ce fait, une alternative aux cartes *TCSPC* hybrides commerciales permettant l'intégration de plusieurs canaux de traitement et la réduction de la consommation en puissance est inévitable pour le développement d'un scanner multidimensionnel.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux de recherche du groupe *TomOptUS*, dirigé par le professeur Yves Bérubé-Lauzière de l'Université de Sherbrooke, œuvrant depuis des années sur le développement d'algorithmes de reconstruction d'images ainsi qu'à la conception d'un scanner multidimensionnel pour la TOD. Rendu actuellement à la deuxième génération de son scanner à 7 x 2 canaux de détection parallèles, le groupe *TomOptUS* vise présentement à l'intégration de 64 x 2 canaux. Conscient des limitations imposées par les cartes *TCSPC* hybrides utilisées en termes de coût, de consommation et d'encombrement, le groupe vise actuellement à concevoir sa propre électronique de comptage de photons uniques. Ceci est plus que plausible d'autant plus qu'il peut bénéficier de l'expérience et l'expertise en conception de circuits du Groupe de recherche en appareillage médical de Sherbrooke (*GRAMS*), dirigé par le professeur

Réjean Fontaine, qui a conçu l'électronique frontale du premier scanner TEP/TDM commercial employant des photodiodes à avalanche dans son module de détection.

1.2 La chaîne de détection du scanner *TomOptUS*

La version actuelle du scanner conçu par le groupe *TomOptUS* dédiée au petit animal a permis de rehausser le nombre de canaux de détection de celui-ci pour passer d'un seul canal de détection à l'origine [Bérubé-Lauzière et Robichaud, 2007] à un total de 14 canaux dont 7 sont dédiés à l'imagerie intrinsèque et les 7 autres à l'imagerie en fluorescence [Lapointe *et al.*, 2012]. La chaîne de détection électronique de ce dernier est représentée à la Figure 1-1. Celle-ci se compose essentiellement de 14 tubes *PMT* (*PMC-100-20*, *Becker & Hickl GmbH*), présentant une résolution temporelle de l'ordre de 200 ps (*rms* - «*Root mean square*»), placés en anneau autour du spécimen.

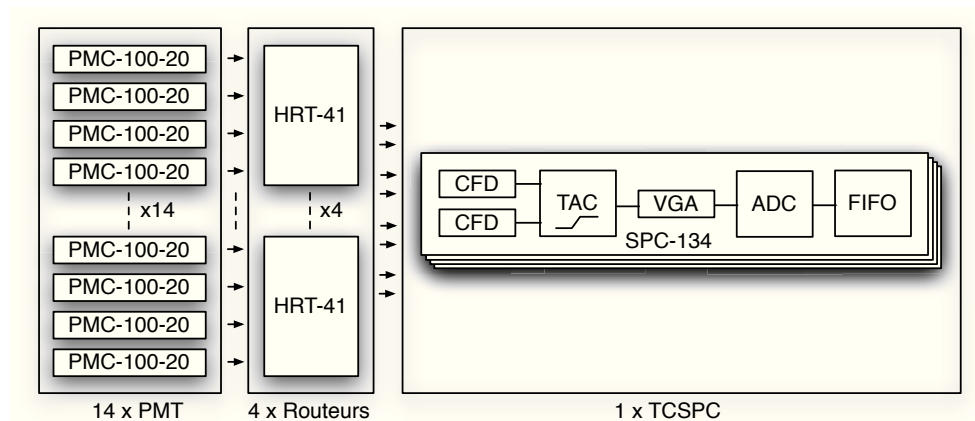


Figure 1-1: Chaîne de détection du scanner *TomOptUS*.

Par ailleurs, 4 routeurs 4:1 (HRT-41, *Becker & Hickl GmbH*), présentant une résolution temporelle de l'ordre de 16 ps, assurent le lien entre les différents *PMT* et le module de cartes *TCSPC* (*SPC-134*, *Becker & Hickl GmbH*). Ce module est composé en fait de 4 cartes d'extension (*PCI* - «*Peripheral Component Interconnect*») de comptage de photons présentant chacune une résolution de l'ordre de 5 ps *rms* et un taux de comptage de 200 M photons/s. Chacune de ces 4 cartes se compose de 2 discriminateurs à fraction constante (*CFD* - «*Constant fraction discriminator*»), permettant de détecter les signaux en provenance des *PMT* (photons

ayants traversé le spécimen qui génèrent un signal de démarrage de comptage - signal *START*) et d'une photodiode rapide de référence (photons en provenance de la source laser de stimulation qui génère le signal d'arrêt du comptage - signal: *STOP*) tout en s'affranchissant des variations d'amplitudes, de temps de montée et du bruit électronique de ceux-ci. Ces discriminateurs sont branchés aux entrées d'un convertisseur temps-numérique (*TDC* - «*Time to digital converter*») mesurant le temps de vol des photons (temps séparant les impulsions reçues aux entrées *START* et *STOP*) suivi d'une pile de stockage (*FIFO* - «*First in first out*»). Le convertisseur temps-numérique se compose dans ce cas d'un convertisseur temps-amplitude (*TAC* - «*Time-to-amplitude converter*») générant une rampe de tension analogique proportionnelle au temps séparant les impulsions *START* et *STOP* suivi d'un amplificateur à gain variable (*VGA* - «*Variable gain amplifier*») et d'un convertisseur analogique à numérique (*ADC* - «*analog-to-digital converter*»). Le *VGA* ajuste la tension de sortie du *TAC* pour bénéficier de la pleine plage dynamique en entrée de l'*ADC* pour une quantification optimale. Le module *TCSPC* utilisé présente certains inconvénients pour le développement d'un scanner multidimensionnel dont une consommation significative de 45 et 2 Watts pour des tensions d'alimentations respectives de 5 et 12 volts et un volume assez encombrant de 22.5 x 12,5 x 8.5 cm³. Couplé à son coût, il devient impensable d'utiliser de tels modules pour augmenter significativement le nombre de canaux. En outre, l'utilisation de routeurs mène à des problèmes indésirables de diaphonie («*cross-talk*») entre les canaux. Ceci peut être remédié en très grande partie si chacun des détecteurs a sa propre électronique de comptage de photons (dans le cas du scanner actuel, 4 détecteurs partagent un canal *TCSPC*).

1.3 Objectif du projet de recherche

Comme il a été présenté dans la section précédente, l'électronique frontale du scanner actuel composée par les 4 routeurs et la carte *TCSPC* hybride n'est pas commode pour l'intégration visée de 64 x 2 canaux de détection. De ce fait, une alternative plus économique en budget, en consommation de puissance et notamment en volume est de mise pour assurer une intégration à plus grande échelle. Il convient de rappeler qu'une telle intégration permettrait d'effectuer des enregistrements sous un grand nombre d'angles de projection différents ce qui permettrait de réduire significativement le temps d'acquisition de l'appareil en évitant notamment d'avoir à

faire tourner mécaniquement les détecteurs autour du sujet pour une couverture angulaire adéquate.

De ce fait, dans l'optique de rehausser le nombre de canaux de détection du scanner, le groupe *TomOptUS* est contraint de changer l'électronique de son scanner pour une électronique frontale permettant l'intégration à grande échelle de plusieurs canaux de traitement. La technologie (*CMOS* - «*Complementary metal oxyde semiconductor*») semble pouvoir répondre à de telles exigences et se présente comme une alternative à la fois prometteuse et ambitieuse. C'est dans ce contexte que s'inscrit le présent projet de recherche qui vise à concevoir un *TDC* en technologie *CMOS* apte à répondre aux exigences requises pour les applications en TOD. Le *TDC*, se présentant comme la pièce maîtresse d'un canal *TCSPC*, devrait donc répondre à certaines spécifications dont :

- Une résolution de l'ordre de la dizaine de picoseconde (*i.e.*, *LSB*) et une précision de ± 0.5 *LSB* permettant d'entretenir la résolution globale du scanner principalement définie par les photodétecteurs,
- Une plage dynamique de mesure temporelle de l'ordre de 12 ns assurant l'enregistrement des réponses lumineuses temporelles notamment les déclins de fluorescence,
- Des non-linéarités différentielles et intégrales respectivement de ± 1 et ± 3 *LSB*,
- Un taux de comptage de l'ordre de 1 MHz (en moyenne, un seul photon est détecté pendant 100 impulsions laser cadencé à 80 MHz),
- Une consommation en puissance de l'ordre de quelques dizaines de mWatts.

1.4 Plan de la thèse

Ce premier chapitre définit le cadre général des travaux de recherche entrepris par le groupe *TomOptUS* et notamment les principaux objectifs du présent projet de recherche. La suite de ce manuscrit sera composée principalement de 5 chapitres. Le deuxième chapitre, à caractère introductif, présente la TOD ainsi que l'instrumentation dédiée. Il couvre les différentes approches de caractérisation optique des tissus biologiques ainsi que les outils de diagnostic associés. Il s'attarde également sur la technique de comptage de photons uniques et présente la contribution de certains laboratoires de recherche en matière de conception de scanners optiques.

Le troisième chapitre porte sur l'électronique de comptage de photons ainsi que les solutions envisageables pour son intégration en technologie *CMOS*. L'accent est essentiellement porté sur les *TDC* qui s'inscrivent explicitement dans le cadre de cette thèse ainsi que l'aspect théorique traitant la conversion numérique d'intervalles temporels.

Le quatrième chapitre présente l'architecture du *TDC* proposée dédiée aux applications en TOD. Il détaille également la structure ainsi que l'électronique des différents sous-blocs qui le constituent. Les résultats de simulation permettant de mettre en évidence le fonctionnement du *TDC* de même que les éventuelles non-idéalités de conversion (non-linéarités, disparités des composants, etc.) et les solutions apportées sont par ailleurs mis en lumière. Ce chapitre a fait l'objet d'une publication scientifique intitulée « A 10-Bit, 12 ps Resolution CMOS Time-to-Digital Converter Dedicated to Ultra-Fast Optical Timing Applications » acceptée dans le journal « Circuits, Systems, and Signal processing, Springer ».

Le cinquième chapitre présente les résultats expérimentaux permettant de caractériser le *TDC* ainsi que les plans de tests planifiés pour leur obtention. Ce chapitre a également fait l'objet d'une publication scientifique intitulée « A 10-bit, 3 ps rms precision time-to-digital converter for diffuse optical tomography measurements » présentée à la « 21st IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems ».

Enfin, le sixième et dernier chapitre permet de tirer des conclusions et d'avancer des perspectives dans l'optique d'améliorer les caractéristiques de l'électronique élaborée dans cette thèse.

CHAPITRE 2 TOMOGRAPHIE OPTIQUE DIFFUSE : TECHNIQUES ET TECHNOLOGIES

La TOD est une modalité d'imagerie biomédicale relativement récente, datant du début des années 1990. Elle n'a pas encore atteint la maturité des modalités d'imagerie plus conventionnelles, comme la TEP, la TDM ou l'IRM, en raison de la complexité des algorithmes de reconstruction d'images. Contrairement à des modalités telles la TEP et la TDM utilisant des rayonnements ionisants et donc à caractère potentiellement cancérigène, la TOD sonde les propriétés optiques des tissus biologiques de façon inoffensive et ce, par l'utilisation de la lumière PIR dans la fenêtre spectrale entre 650 nm et 1000 nm, communément appelée fenêtre thérapeutique; une fenêtre optique favorisant la pénétration en profondeur dans les tissus biologiques [Contag et Bachmann, 2002; Intes, 2005].

Les propriétés optiques des tissus, notamment les coefficients d'absorption et de diffusion, apportent des informations essentielles et pertinentes sur leur nature et composition. En effet, le coefficient de diffusion reflète la structure du tissu, notamment la densité de ses cellules, la taille des noyaux, la présence ou non de fibres de collagène, l'état d'hydratation, etc [Srinivasan *et al.*, 2003]. Par ailleurs, le coefficient d'absorption présente un outil de diagnostic fort intéressant permettant de caractériser la composition chimique d'un tissu. En effet, les chromophores, tels que l'oxyhémoglobine, la déoxyhémoglobine, l'eau et les lipides, présentent des coefficients d'absorption différents dans le PIR. Par conséquent, l'interrogation d'un tissu à l'aide d'irradiations à différentes longueurs d'ondes corrélée à un modèle approprié de propagation de photons fournit une information quantitative sur la concentration de ses composants. À titre d'exemple, l'oxyhémoglobine ainsi que la déoxyhémoglobine sont les principaux marqueurs physiologiques procurant des contrastes observables permettant d'imager et de quantifier les changements fonctionnels au niveau du volume sanguin cérébral [Boas *et al.*, 2004]. Ces contrastes sont notamment observables pour les tumeurs du fait que la concentration sanguine est généralement plus élevée autour de ces dernières en raison de la prolifération des vaisseaux sanguins (angiogenèse pour soutenir le métabolisme plus grand des tissus tumoraux). Toutefois,

ces contrastes endogènes ne révèlent pas assez d'informations pour le dépistage précoce de petites lésions. L'utilisation d'agents de contrastes et de traceurs fluorescents (émettant de la lumière sous l'effet d'une excitation lumineuse externe) ou bioluminescents (émettant de la lumière de façon autonome lorsque l'environnement biomoléculaire est approprié) sensibles à divers processus physiologiques pallie cette carence et ouvre la voie de l'imagerie moléculaire à laquelle on associe l'avenir de l'imagerie clinique [Hielscher, 2005]. Les perspectives d'application de la TOD par fluorescence (TODF), concernent de près l'industrie pharmaceutique pour le développement de nouveaux médicaments et le contrôle de l'efficacité thérapeutique. En effet, cette industrie fait un usage massif de petits animaux de laboratoire à cette fin, et l'imagerie moléculaire par TODF permettrait de suivre sur un même animal les effets d'un médicament, réduisant le nombre d'animaux sacrifiés et les variations entre individus. Par ailleurs, la localisation de marqueurs fluorescents ciblant des cellules spécifiques, notamment des cellules cancéreuses, présente un grand intérêt en oncologie pour le dépistage précoce du cancer du sein [Bakker *et al.*, 2006]. En outre, l'étude et la mesure de l'intensité de fluorescence (déclin de fluorescence), après une brève excitation, fournissent des informations pertinentes sur la composition du microenvironnement permettant ainsi la détection de tissus malins *in vivo* [Das *et al.*, 1997].

2.1 Géométries des scanners optiques

Les scanners optiques sont communément composés d'une source laser (source d'excitation) émettant de la lumière PIR (diode laser, laser Ti: Saphir, source incandescente filtrée) et permettant de stimuler le milieu sous investigation, ainsi que d'un ou de plusieurs photodétecteurs pour capter la lumière qui ressort du milieu (réponse du milieu). Pour stimuler le milieu sous investigation sous différents angles (positions), trois solutions se présentent, à savoir, 1) en plaçant la source sur un étage mobile permettant de balayer toute la surface par un déplacement annulaire et/ou de translation, 2) en tournant l'objet sur lui-même tout en gardant la source laser fixe, 3) ou bien encore en utilisant une source laser fixe, couplée via un multiplexeur (1 : n) à un ensemble de n fibres optiques réparties uniformément sur la surface de l'objet afin de l'illuminer séquentiellement.

Quant à la lumière captée, celle-ci peut être de type transmise ou rétrodiffusée comme le montre la Figure 2-1.

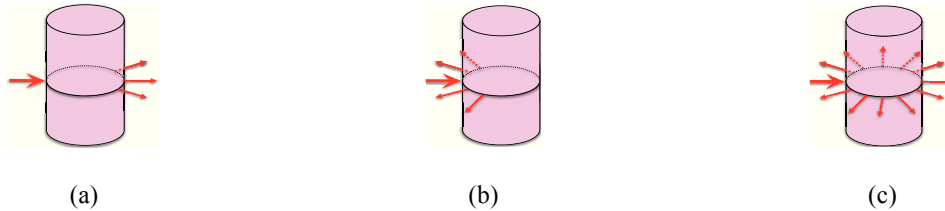


Figure 2-1 : Géométries de détection : (a) trans-illumination, (b) rétrodiffusée et (c) rétro-trans-illumination et cas intermédiaires.

Toutefois, afin de maximiser le nombre de projections et par conséquent la résolution des images reconstruites, la collecte de la lumière peut être effectuée en combinant trans-illumination et rétrodiffusion. Ceci est possible en multiplexant séquentiellement un ensemble de fibres optiques réparties uniformément autour du sujet sous investigation à l'entrée d'un seul photodétecteur. Cependant, pour diminuer le temps d'acquisition, plusieurs photodétecteurs peuvent être employés permettant ainsi une acquisition simultanée. Par ailleurs, il convient de noter que la détection peut se faire avec ou sans contact avec le sujet sous investigation. L'approche avec contact consiste à collecter la lumière à la surface du milieu diffusant. Ceci s'effectue soit en utilisant des fibres optiques couplées directement au milieu diffusant ou par l'immersion de ce dernier dans un contenant rempli d'un liquide d'adaptation (ayant le même indice de réfraction que le milieu imagé, ainsi qu'un coefficient de diffusion semblable à ce dernier) et de forme géométrique simple (typiquement cubique ou cylindrique) couplé via des fibres optiques aux photodétecteurs. L'avantage d'une telle approche est qu'elle simplifie considérablement les algorithmes de reconstruction d'images et facilite l'intégration de tels systèmes dans des imageurs, notamment, par résonance magnétique (IRM) (isolation de l'ensemble des photodétecteurs des champs électriques intenses). Néanmoins, l'emploi de fibres optiques restreint le nombre de projections possibles et par conséquent la résolution des images reconstruites. En outre, dans le cas de mesures DT, les fibres peuvent introduire de la dispersion temporelle, ce qui déforme le signal. Par ailleurs, l'emploi d'un liquide d'adaptation introduit davantage d'absorption et de diffusion provoquant une dégradation du rapport signal sur bruit [Lapointe *et al.*, 2012]. De ce fait, une approche sans contact s'avère plus commode pour la détection sous différents angles et, par conséquent, permet d'améliorer la résolution spatiale de l'appareil. Dans ce sens, une étude comparative montre que pour le même nombre de mesures

effectuées, l'approche sans contact présente une meilleure résolution spatiale qu'une approche avec contact [Schulz *et al.*, 2006].

2.2 Techniques de caractérisation optique

Afin de mesurer et caractériser les propriétés optiques d'un tissu biologique en TOD, trois approches différentes de mesures se présentent, à savoir les mesures en régime continu (*CW* - «*Continuous-wave*»), les mesures dans le domaine fréquentiel (*FD* - «*Frequency-domain*») et les mesures dans le domaine temporel (TD), comme l'illustre la Figure 2-2. Bien évidemment, chacune des techniques présente des avantages et des inconvénients que ce soit au niveau de l'information extraite, la complexité de l'instrumentation et le coût de cette dernière. Les sections qui suivent présentent plus en détail ces différentes approches.

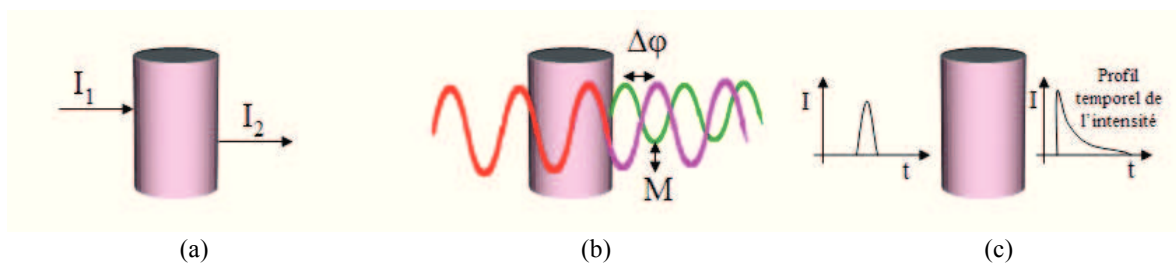


Figure 2-2 : Types de mesures en tomographie optique : en régime continu (a), dans le domaine fréquentiel (b), dans le domaine temporel (c).

2.2.1 Mesures en régime continu

Les systèmes *CW* utilisent une source de lumière continue et mesurent l'intensité totale transmise et/ou rétrodiffusée à la surface du tissu illuminé. Le faible coût et les performances en termes de stabilité et de rapport signal sur bruit de ce genre d'instrumentation ont contribué à une grande diffusion de ces appareils. Un autre argument en faveur de cette technique est la simplicité des mesures et le court temps d'acquisition, permettant à titre d'exemple de faire de l'imagerie cérébrale dynamique. Cependant, les systèmes *CW* recueillent peu d'informations et ne permettent pas la séparation des coefficients d'absorption et de diffusion [Arridge et Lionheart, 1998]. Toutefois, sonder le tissu à plusieurs longueurs d'ondes permet de pallier à cette carence, ce qui impose en contrepartie, la multiplication du nombre de mesures et par suite le temps d'acquisition. Par ailleurs, ce type de mesures présente relativement une faible résolution spatiale

et son champ d'application se résume particulièrement à l'imagerie en surface ou à travers de faibles épaisseurs de tissus [Das *et al.*, 1997].

2.2.2 Mesures résolues en temps

Les systèmes qui récoltent le plus d'informations en TOD sont ceux qui font intervenir la notion du temps. En effet, à la traversée d'un milieu diffusant, les photons parcourent des trajectoires aléatoires selon le degré de diffusion qu'ils subissent. Quelques photons, dits *balistiques*, ne subissent pas de diffusion et traversent le milieu diffusant en ligne droite. Ces photons présentent des temps de propagation les plus courts et sont donc les premiers à en ressortir. Ces photons contiennent en principe l'information la plus utile sur le milieu traversé, car ils obéissent aux lois de l'optique géométrique. Malheureusement, ils sont très peu nombreux et leur nombre diminue de façon exponentielle en fonction de l'épaisseur et du coefficient de diffusion du milieu traversé. Certains autres photons, dits *serpentiles* «*snake photons*», subissent peu de diffusion. Ces photons sortent peu décalés spatialement du milieu diffusant et présentent une différence de marche optique faible par rapport aux photons balistiques. Finalement, les photons ayant subi beaucoup de diffusion, dits photons *multidiffusés* (ou simplement diffusés), suivent des chemins totalement aléatoires et par conséquent présentent des temps de transit plus importants que les autres photons. De ce fait, la distribution des photons dans le temps dépend directement du degré de diffusion et d'absorption du milieu sous investigation. En effet, plus la distribution des photons dans le temps est grande, plus le milieu est diffusant. D'autre part, la décroissance de la distribution reflète le coefficient d'absorption moyen du milieu. Par conséquent, les mesures résolues en temps récoltent plus d'informations par rapport aux systèmes *CW* et permettent de mieux sonder les caractéristiques optiques intrinsèques du milieu sous investigation notamment ses coefficients de diffusion et d'absorption. Les mesures résolues en temps peuvent s'effectuer dans le domaine fréquentiel comme dans le domaine temporel.

Mesures dans le domaine fréquentiel

Les systèmes *FD* utilisent des sources de lumière modulées à des fréquences radio (*RF* - «*radiofrequency*») dans les centaines de MHz. En plus de l'intensité lumineuse totale, ces systèmes mesurent le déphasage $\Delta\varphi$ entre les signaux incidents et transmis et/ou rétrodiffusé et la variation de l'indice de modulation M du signal (Figure 2-1-b). De performances équivalentes et

de coût voisin aux systèmes *CW*, les systèmes *FD* permettent de recueillir plus d'informations que ces derniers. L'inconvénient principal de ces systèmes réside dans l'impossibilité d'effectuer des mesures à des fréquences dépassant les *GHz* ce qui entraîne un manque d'informations. D'autre part, comme l'intensité du signal transmis et/ou rétrodiffusé dépend principalement de l'épaisseur du milieu parcouru, les mesures deviennent relativement difficiles pour les tissus épais. Pour finir, il convient de noter que ce type de mesures ne permet pas de calculer le temps de vol des photons à travers le milieu diffusé, mais fournit une moyenne de celui-ci via le calcul du déphasage [Dunsby et French, 2003].

Mesures dans le domaine temporel

Les systèmes *DT* utilisent des sources à impulsions ultracourtes comme sources excitatrices (100 fs à quelques ps) et mesurent le profil temporel de l'intensité lumineuse transmise et/ou rétrodiffusée (réponse impulsionnelle du milieu). Ces systèmes sont souvent plus dispendieux que les systèmes *CW* ou *FD*.

Théoriquement, la transformée de Fourier établit une équivalence entre les mesures dans les domaines temporels et fréquentiels. Toutefois les systèmes fréquentiels ont une bande passante plus limitée, typiquement de 100 MHz à quelques GHz [Dunsby et French, 2003]. C'est la raison pour laquelle les systèmes *DT* sont actuellement ceux qui récoltent le plus d'informations. En effet, à partir du profil temporel de l'intensité lumineuse, les coefficients d'absorption et de diffusion du milieu sous investigation peuvent être retracés de même que le temps de vie de fluorescence en *TODF*. Divers types d'instrumentation optoélectronique sont utilisés pour la détection et la mesure du profil temporel de l'intensité lumineuse, notamment par mesure directe en utilisant les caméras à balayage de fente (*streak camera*) ou les caméras à transfert de charge intensifiées à obturateur ultra-rapide déclenchable (*GICCD* - « *gated intensified charge coupled device* ») ou par mesures statistiques indirectes via les systèmes *TCSPC* jumelés à des photodétecteurs de photons uniques. Ces derniers demeurent, jusqu'à présent, les systèmes de choix en raison de leur coût, stabilité, linéarité, sensibilité (approprié pour la mesure de très faibles intensités) et notamment la résolution temporelle qu'ils offrent qui est de l'ordre de 20 ps. Les sections qui suivent, présenteront le principe de fonctionnement des instruments susmentionnés utilisés dans les systèmes à mesures optiques dans le domaine temporel.

2.3 Caméra à balayage de fente (*streak camera*)

Les caméra à balayage de fente, largement utilisées par le passé en TOD, permettent d'enregistrer de façon directe des phénomènes lumineux extrêmement courts. Leur principe de fonctionnement repose sur la conversion d'un signal lumineux avec distribution temporelle rapide à une distribution spatiale. La Figure 2-3 présente un schéma d'une caméra à balayage de fente standard. Celle-ci se compose principalement d'une fente, suivie d'une photocathode et d'électrodes d'accélération, d'un système de déflexion, d'une galette à micro-canaux et d'un écran phosphorescent.

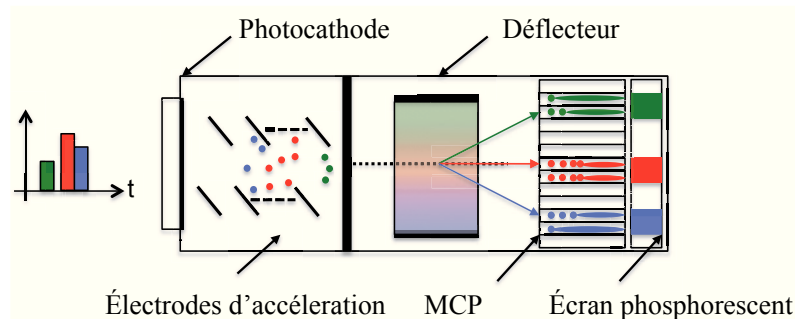


Figure 2-3 : Caméra à balayage de fente.

La photocathode capte et transforme les photons traversant la fente en électrons par effet photoélectrique. Le nombre d'électrons émis à un moment donné est proportionnel à l'intensité lumineuse arrivant sur la photocathode à cet instant. Des électrodes d'accélération permettent d'accélérer le mouvement des électrons émis et les dirige ainsi vers l'écran phosphorescent. Ce faisant, ces électrons passent dans un système de déflexion exerçant sur ces derniers une rampe linéaire de tension très rapide (plusieurs centaines de volts/nanoseconde). Sous l'effet de la tension appliquée, les électrons se voient déviés de leur trajectoire rectiligne selon leur temps d'arrivée. Le (MCP - «*microchannel plate*») amplifie davantage ces électrons puis les dirige vers l'écran phosphorescent pour les reconvertir en photons. La distribution spatiale des photons sur l'écran phosphorescent traduit leur distribution dans le temps. Une caméra (CCD - «*charge coupled device*») convertit par la suite les motifs figurant sur l'écran phosphorescent en signal électrique pour l'enregistrement.

De nos jours, les caméras à balayage de fente sont de moins en moins utilisées en TOD malgré les résolutions temporelles exquises (quelques picosecondes, voire même la centaine de

femtosecondes) et le faible temps d'acquisition qu'elles offrent (quelques picosecondes). En effet, leur coût (150 k\$CAD), leur fragilité et la faible marge dynamique de mesures qu'elles présentent freinent leur utilisation dans les scanners optiques et plus particulièrement dans les scanners multicanaux. En outre, leur photocathode est souvent sujette à des variations de sensibilité et au vieillissement.

2.4 Caméra CCD à obturateur ultra-rapide contrôlable

Les caméras *GICCD* présentent une alternative intéressante pour les systèmes résolus en temps. Ces dernières sont principalement utilisées pour imager des phénomènes lumineux rapides à caractère répétitif (périodique). Leur principe de fonctionnement repose sur l'échantillonnage du signal lumineux dans des fenêtres temporelles successives. Comme le montre la Figure 2-4, une caméra *GICCD* se compose essentiellement d'un tube intensificateur contrôlable (déclenchable) suivi d'un *MCP* et d'un écran phosphorescent raccordé à une caméra *CCD* via des fibres optiques. La photocathode de l'intensificateur capte les photons incidents, qui par effet photoélectrique sont convertis en électrons. Afin de capter un échantillon du signal lumineux, une impulsion de tension carrée ultra rapide (de quelques centaines de volts et ayant une largeur de quelques centaines de picosecondes) amorce le champ électrique au sein de l'intensificateur. Ainsi, les électrons au sein de ce dernier acquièrent une certaine énergie cinétique, accélèrent et se rendent jusqu'au *MCP*. Ces électrons sont par la suite amplifiés dans le *MCP* puis projetés sur un écran phosphorescent. Une caméra *CCD* raccordée via des fibres optiques permet la lecture de l'échantillon lumineux et le convertit en un signal électrique. En retardant linéairement dans le temps l'impulsion ultra rapide chaque fois que le phénomène lumineux se reproduit, plusieurs échantillons de ce derniers dans différentes fenêtres temporelles peuvent être collectés permettant ainsi sa reconstruction en fonction du temps. Bien évidemment, plus le nombre d'échantillons collectés est grand meilleur sera le rapport signal sur bruit. L'inconvénient principal de cette technique réside du fait que la moindre dérive durant l'acquisition des échantillons engendre systématiquement une déformation du signal enregistré. Un autre inconvénient est que les photons en dehors de la fenêtre temporelle choisie sont perdus, ce qui rend la méthode de détection très inefficace. Bien que son temps d'acquisition soit plus grand que la caméra à balayage de fente, cette technique présente le potentiel de pouvoir imager simultanément plusieurs phénomènes lumineux.

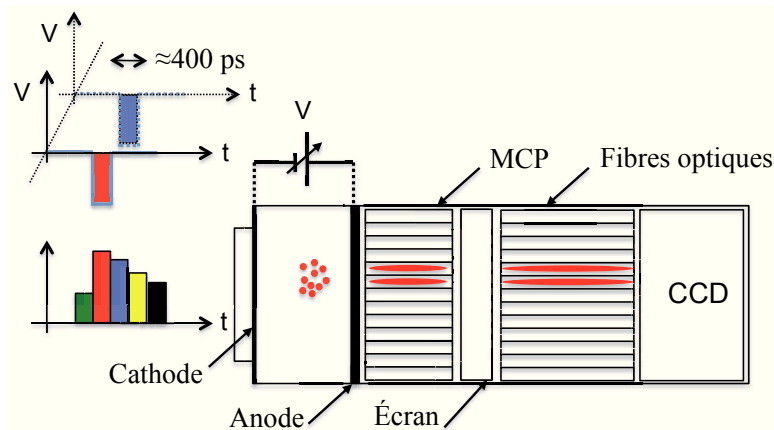


Figure 2-4 : Schéma bloc d'une caméra GICCD.

2.5 Comptage de photons corrélé en temps

La technique de comptage de photons corrélé en temps est une méthode statistique indirecte qui consiste à détecter et mesurer le temps de transit de photons uniques à travers le milieu diffusant suite à chacune des brèves impulsions laser excitatrices. La distribution de l'ensemble des photons uniques détectés (typiquement quelques milliers à plusieurs milliers, voire le million de photons) en fonction de leurs temps de transit respectifs constitue la distribution de la réponse ponctuelle et temporelle du milieu (*TPSF* - «*Temporal point spread function*») comme l'illustre la Figure 2-2-c. La *TPSF* ainsi mesurée représente la *TPSF* intrinsèque du milieu sous investigation convoluée à la réponse impulsionnelle instrumentale (*IRF* - «*instrument response function*»). Ces systèmes requièrent des photodétecteurs sensibles capables de détecter les photons individuellement et de fournir un signal électrique mesurable pouvant être traité par l'électronique frontale. D'autre part, cette électronique doit être assez performante afin de traiter les signaux en provenance des photodétecteurs avec une précision temporelle notable de l'ordre de quelques picosecondes. La section qui suit introduit les différents types de photodétecteurs optiques couramment utilisés dans les systèmes de comptage de photons.

2.5.1 Détection de photons uniques

Les *PMT* conventionnels avec ou sans *MCP* ainsi que les photodiodes à avalanche (*APD* - «*avalanche photodiode*») opérées en mode *Geiger* communément appelée (*SPAD* - «*single photon avalanche photodiode*») se présentent comme les principaux photodétecteurs utilisés dans

les applications de comptage de photons. Les *SPAD* se distinguent par leur efficacité quantique, niveau de bruit, dispersion du temps de transit (*TTS* - «*transit time spread*») ainsi que par la fenêtre spectrale de leur opération [Buehler, 2005].

PMT et MCP-PMT

Les *PMT* permettent la détection de photons uniques en raison du fort gain de conversion (G) qu'ils présentent (typiquement de l'ordre de 10^6 à 10^8 électrons produits par photon détecté, lorsque le photon est converti en un électron, ce qui n'est pas toujours le cas; l'efficacité quantique détermine la probabilité d'une telle conversion). En effet, la charge accumulée au niveau de l'anode, étroitement liée au gain de conversion du *PMT*, produit une brève impulsion de courant I_{SER} (*SER* - «*single electron response*») allant de 0.32 mA à 1 mA marquant la détection d'un photon unique (Figure 2-5). Ce courant s'exprime :

$$I_{SER} = \frac{e}{FWHM} G, \quad (2-1)$$

où (*FWHM* - «*full width at half maximum*») représente la largeur temporelle à mi-hauteur des impulsions de courant (I_{SER}).

En raison de la nature aléatoire de la génération d'électrons, l'amplitude d'un *SER* varie d'une impulsion à une autre. La plage de variation de l'amplitude peut dans certains *PMT* dépasser 1:5 [Becker et Bergmann, 2003] en raison des fluctuations sur le nombre d'électrons produits à chaque dynode par émission secondaire. L'efficacité quantique (*QE* - «*quantum efficiency*»), d'un *PMT* (*i.e.*, la probabilité de produire une impulsion électrique à la sortie lorsqu'un photon heurte la photocathode) dépend principalement de la nature de la photocathode (matériau) et de la fenêtre spectrale. Typiquement, le *QE* d'un *PMT* en PIR est de l'ordre de 1% à 20% pour les photocathodes de type alkali, bi-alkali ou multi-alkali [Suyama et Nakamura, 2009] et peut atteindre 20% à 45% pour les photocathodes en *GaAsP* [Becker, 2010].

Le *TTS* est un paramètre très important pour les applications de comptage de photons uniques; il représente la dispersion du temps qui sépare la détection d'un photon (photon atteignant la photocathode) et la production d'une impulsion électrique en sortie à l'anode. Pour les meilleurs *PMTs* le *TTS* est de l'ordre de 200 ps *rms* en raison des trajectoires et vitesses aléatoires que peuvent prendre les électrons entre la photocathode et l'anode en passant par les dynodes. Les *MCP-PMT* utilisant une galette constituée de micro-canaux très proches (épaisseur de l'ordre du

millimètre et un diamètre de canaux de l'ordre de 10 μm) peuvent atteindre des résolutions de l'ordre de 25 ps étant donné que les électrons ont à parcourir une distance moindre entre la photocathode et l'anode situées de part et d'autre de la galette (résultant en moins de dispersion) [Kosev *et al.*, 2010]. Cependant, leur coût très élevé et leur extrême fragilité limitent souvent leur utilisation notamment dans les applications multicanales.

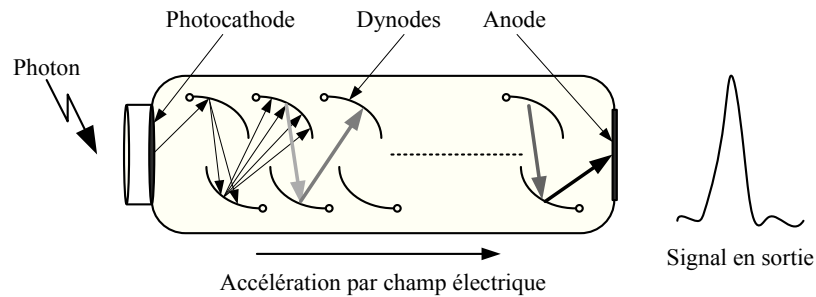


Figure 2-5 : Principe de fonctionnement d'un tube photomultiplicateur.

APD en mode Geiger

Les APD (jonctions *PN* ordinaires conçues de façon à supporter de forts champs électriques) présentent une alternative fort intéressante aux *PMT/MCP-PMT* pour la détection de photons uniques. Polarisée en inverse en dessous de sa tension de claquage V_B (*i.e.*, en mode linéaire), la zone de charge d'espace (ZCE) ou la 'zone de déplétion' d'une APD s'élargit et un fort champ électrique s'y installe. À la réception d'un photon incident d'énergie suffisante dans la ZCE, celui-ci crée une paire électron-trou. Sous l'effet du champ à l'intérieur de la ZCE, l'électron et le trou acquièrent une énergie suffisante pour créer d'autres paires d'électron-trou par impact dans le réseau cristallin (processus d'ionisation par impact). Le processus se répète et ainsi de suite, de proche en proche se forme une avalanche de paires d'électron-trou [Niclass *et al.*, 2005]. Le nombre d'électrons/trous M généré représente le gain interne de l'APD. Typiquement, il est de l'ordre de quelques dizaines jusqu'à quelques centaines ce qui est assez peu pour détecter la présence d'un photon unique.

Dans le cas où l'APD est polarisée à une tension V_A de 10 à 30% au-delà de sa tension de claquage ($V_A - V_B = V_D$: tension en excès) le processus d'ionisation par impact devient beaucoup plus rapide et intense. La population d'électrons-trous dans la région de champ électrique (région de multiplication) croît exponentiellement dans le temps produisant des centaines de milliers de paires d'électrons/trous. Ce mode de fonctionnement, communément connu sous le nom de mode

Geiger, permet la détection de photons uniques. Les photodiodes fonctionnant en régime linéaire, comme celles utilisées dans des applications d'imagerie d'émission par positrons ne sont pas compatibles avec le mode de fonctionnement *Geiger* vu que celles-ci, dû à leur conception, présentent l'inconvénient de claquer prématurément quand la tension de polarisation inverse avoisine la tension de claquage. Ceci est dû au fait que le maximum du champ électrique est concentré sur la périphérie de la diode et non sur la zone planaire. En revanche, une *SPAD* (*APD* opérée en mode *Geiger*) doit être conçue de sorte à éviter un claquage prématuré (*i.e.*, il faut que le champ électrique soit uniforme dans la jonction).

Notons par ailleurs, qu'un circuit d'étouffement d'avalanche doit être couplé à ce type de diode pour prévenir leur claquage à la réception d'un photon en réduisant la tension de polarisation inverse. Ceci peut être effectué de manière passive par l'insertion d'une résistance en série avec la *SPAD* ou par un circuit actif ou encore en combinant les deux approches (actif et passif) [Cova *et al.*, 1996]. Les circuits d'étouffement actifs présentent l'avantage d'augmenter considérablement le taux de comptage et de s'affranchir de toutes variations d'amplitudes du signal en sortie de la *SPAD*. En effet, lorsqu'un photon pénètre la zone de multiplication, le courant d'avalanche croît rapidement (en quelques picosecondes) pour atteindre un pic donné par :

$$I_{PIC} = \frac{V_A - V_B}{R_D} = \frac{V_D}{R_D}, \quad (2-2)$$

où R_D représente la résistance de la *SPAD* allant de quelques centaines d' Ω jusqu'à quelques $k\Omega$ [Dalla Mora *et al.*, 2007].

Dans une *SPAD* munie d'un circuit d'étouffement passif, le courant d'avalanche crée une chute de tension aux bornes de celle-ci pour la ramener dans la zone de fonctionnement linéaire. Par conséquent, le courant d'avalanche s'auto-atténue et le nombre de porteurs dans la région de multiplication devient très faible (étouffement de la *SPAD*). À ce moment, la tension de polarisation de la *SPAD* s'auto-recouvre lentement pour revenir à son état initial. Ainsi, il est très peu probable qu'un photon incident durant le tout début du recouvrement de la *SPAD* produise une avalanche, ce qui engendre un temps mort et donc une perte de comptage. Par ailleurs, un photon incident subséquent peut produire une avalanche. Cependant, le déclenchement au moment du recouvrement de la photodiode présente l'inconvénient de produire des impulsions de

courants d'amplitudes variables (équation (2-2)) ce qui peut engendrer des fluctuations au niveau de la détection des impulsions dans le circuit subséquent («*time walk*») [Tisa *et al.*, 2007]. En revanche, les circuits d'étouffement actifs détectent l'avalanche et agissent directement sur la *SPAD* en forçant son étouffement, puis en restituant la tension de polarisation via une source de tension contrôlée.

Contrairement aux *APD* fonctionnant en mode linéaire, les *SPAD* ne sont pas affectées par le bruit en excès «*excess noise*» donné par $= \frac{\langle M^2 \rangle}{\langle M \rangle^2}$ en raison de leur gain en électrons-trous (M) théoriquement infini (pas de fluctuations) [Corsi *et al.*, 2007; Niclass, Rochas *et al.*, 2005; Brian *et al.*, 2002].

Typiquement, les *SPAD* peuvent se classer selon leur épaisseur de la couche de déplétion. Les *SPAD* à couche profonde (quelques dizaines de μm) présentent une très bonne efficacité quantique de l'ordre de 50% dans la fenêtre spectrale 540-850 nm, un *TTS* de quelques centaines de picosecondes et des tensions de claquage assez élevées de l'ordre de 50 à 450 volts. En contrepartie, les *SPAD* à couche de déplétion mince (quelques μm) présentent d'excellentes résolutions temporelles (*TTS* de l'ordre de 25 à 70 ps) et une efficacité quantique allant de 10 à 45% pour des longueurs d'ondes comprises entre 500 et 830 nm [Zappa *et al.*, 2003]. Par ailleurs, ces dernières présentent des tensions de claquage assez faibles allant de 10 à 40 volts ce qui a rendu possible leur intégration dans des procédés *CMOS* standards [Niclass *et al.*, 2007; Marwick et Andreou, 2008]. L'avantage principal des *SPAD* par rapport aux *PMT* est leur sensibilité, volume et résolution temporelle qui sont de même ordre que celle des *PMT-MCP* mais à moindre coût. Il convient de noter aussi que les *SPAD* sont adaptées pour les applications en TOD malgré leurs petites surfaces photosensibles (typiquement d'un diamètre de l'ordre de 50 μm vs ~ 1 cm pour les *PMT*) [Bérubé-Lauzière *et al.*, 2007].

2.5.2 Carte de comptage de photons uniques

Comme il a été mentionné, le principe de la TOD dans le domaine temporel, basée sur la méthode de comptage de photons, consiste à mesurer le temps de vol des photons uniques à travers le milieu sous investigation suite à de brèves impulsions PIR d'excitation laser. Le profil temporel de l'intensité lumineuse s'acquière une fois qu'un nombre suffisant de photons soit détecté puis traité suite à leur propagation dans le milieu diffusant. La Figure 2-6 montre une configuration

typique scanner TOD-DT utilisant le principe de comptage de photons. Celui-ci se compose d'un ensemble de photodétecteurs et d'une photodiode rapide. La photodiode rapide sert à marquer le début d'un cycle d'excitation laser tandis que les photodétecteurs de photons uniques marquent l'arrivée des photons suite à leur interaction avec le milieu. Ces photodétecteurs génèrent des impulsions de courant qui seront traitées par une carte *TCSPC*.

Typiquement, un canal de détection *TCSPC* se compose de deux *CFD*, d'un *TDC* et d'une mémoire de stockage. Le rôle des *CFD* est de s'affranchir de l'amplitude variable des signaux qui limitent la précision de la mesure du temps d'arrivée des événements en provenance de la photodiode rapide (*STOP*) et des photodétecteurs (*START*). Le *TDC* mesure le temps séparant les deux événements *START* et *STOP*, décrivant le temps de vol du photon dans le milieu diffusant et le convertit en un mot binaire. Une adresse mémoire dans une banque de compteurs (*MCA* - «*multi-channel analyzer*») est affectée à ce mot. Pour chaque photon détecté, le compteur à l'adresse correspondante s'incrémente de un. Suite à l'acquisition de plusieurs événements, un histogramme des temps d'arrivée des photons s'obtient traduisant une *TPSF*. Les *TPSF* sont par la suite exploitées par un algorithme sur ordinateur pour la reconstruction tomographique d'images.

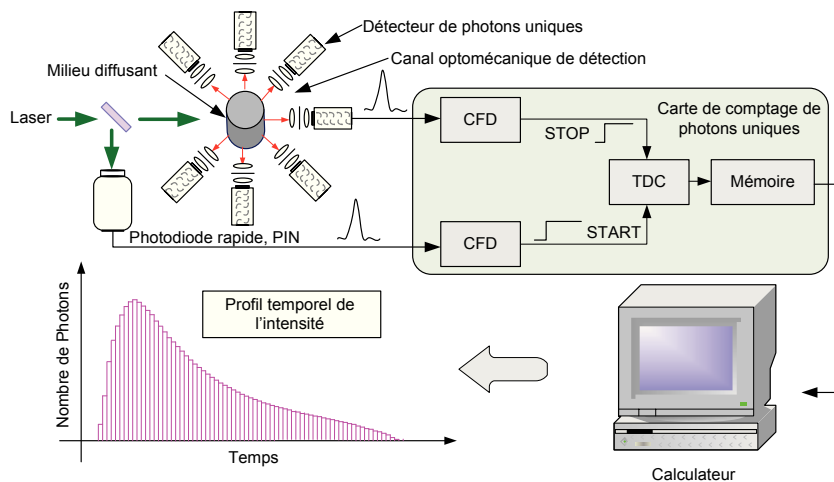


Figure 2-6 : Scanner TOD-DT.

Les cartes *TCSPC* se caractérisent essentiellement par la résolution temporelle qu'elles offrent (exprimée en ps *rms* ou en largeur à mi-hauteur *FWHM* - «*full-width at half maximum*»), leur plage dynamique de mesure (généralement de quelques centaines de nanosecondes), leur taux de

comptage maximal (quelques MHz à quelque centaines de MHz), la capacité de leur mémoire, la vitesse de transfert de celle-ci et finalement le nombre de canaux de traitement offert.

Les grands acteurs actuels présents sur le marché offrant des systèmes *TCSPC* sont Becker & Hickl, et *PicoQuant*. Actuellement, le *HydraHarp 400* de *PicoQuant* est le système *TCSPC* disponible commercialement le plus performant de sa catégorie en termes de nombre de canaux de traitement parallèle offert. En effet, celui-ci offre 8 canaux de traitement parallèle ayant une précision temporelle de l'ordre de 8 ps sur une fenêtre de 65 ns et un temps mort de 80 ns. Ce système est toutefois très coûteux, de l'ordre de 100 k\$.

2.6 Critères de performances d'un scanner TOD-DT basé sur le comptage de photons

Les sections précédentes ont présenté séparément les différents blocs constituant une chaîne d'acquisition en TOD-DT. Les sections qui suivent, présenteront une évaluation des performances de l'ensemble des blocs constituant un scanner TOD-DT.

2.6.1 Efficacité de détection de photons uniques

L'efficacité de détection de photons uniques constitue un paramètre crucial pour le choix de photodétecteurs dans la chaîne d'acquisition d'un scanner TOD-DT. L'efficacité de détection, η_D , décrit la probabilité pour qu'un photon incident produise à la sortie du photodétecteur un signal électrique mesurable. Celle-ci est reliée à l'efficacité quantique QE par un facteur associé à la nature du détecteur.

Par ailleurs, un photodétecteur peut produire un signal électrique à sa sortie sans qu'il y ait présence de photons incidents. Dans ce cas, cet événement sera traité et enregistré comme s'il s'agissait d'un événement photonique et par conséquent, contribuera à la construction de la *TPSF*. Un tel événement est communément connu sous le nom de compte d'obscurité (« *dark count* »). Son origine dépend de la nature du photodétecteur et la condition d'opération de ce dernier. Pour un *PMT*, un signal électrique peut être produit par émission thermoïonique au niveau de la photocathode. Pour une *SPAD*, un événement d'obscurité peut se produire par des excitations thermiques ou par effet tunnel au niveau de la ZCE. La post-impulsion (« *after*

pulse ») présente une sous forme de comptage d'obscurité. L'ionisation des gaz résiduels dans un *PMT* ainsi que l'effet de piégeage d'un porteur lors d'une avalanche dans le réseau cristallin d'une *SPAD* sont des exemples des causes de déclenchement subséquent pour un photodétecteur.

Bien souvent, les performances d'un photodétecteur sont décrites par la puissance équivalente de bruit (*NEP* - «*noise-equivalent power*») donnée par :

$$NEP = \frac{hc}{\lambda QE} \sqrt{2\tau_{obs}}, \quad (2-3)$$

où λ représente la longueur d'onde des photons incidents, c la vitesse de la lumière dans le vide, h la constante de Planck et τ_{obs} le taux de comptage d'obscurité. L'unités du *NEP* est $W/Hz^{1/2}$.

Par ailleurs, la sensibilité d'un compteur de photons uniques (*SPC* - «*single photon counter*») est fortement liée au bruit d'obscurité. Celle-ci se définit comme étant l'intensité pour laquelle le signal est égal au bruit du signal d'obscurité et est donnée par :

$$S = \frac{\sqrt{\frac{N}{T}\tau_{obs}}}{QE}, \quad (2-4)$$

où N représente le nombre de canaux dans un *SPC* et T le temps total d'acquisition [Becker *et al.*, 2005].

2.6.2 Résolution temporelle

Une *TPSF* typique acquise sur un petit animal présente une largeur à mi-hauteur de l'ordre de 2 ns. Ainsi, la résolution temporelle requise pour un scanner en tomographie optique diffuse résolue en temps devrait être au moins dix fois inférieure à celle-ci. Dans une chaîne de détection, la résolution temporelle s'évalue par la somme quadratique de toutes les sources de bruit et est donnée par :

$$\sigma_{TOD} = \sqrt{\sigma_{Laser}^2 + TTS^2 + \frac{\sigma_{v(t)}^2}{\left(\frac{dv(t)}{dt}\right)^2} + \sigma_{TDC}^2}, \quad (2-5)$$

où σ_{Laser} représente l'écart-type de la distribution temporelle de l'impulsion laser (allant de 100 fs à quelques picosecondes), $\sigma_{v(t)}$ le bruit en tension du signal à l'entrée du *CFD*, $dv(t)/dt$ sa

pente au moment du marquage, et σ_{TDC} la résolution du *TDC*. Les deux derniers paramètres seront abordés plus en détails au deuxième chapitre traitant l'électronique des *TCSPC*.

2.6.3 Distorsion des *TPSF*

Le temps mort dans un système *TCSPC*, particulièrement dominé par le *TDC*, représente l'intervalle de temps durant lequel le système ne peut traiter un nouvel évènement suite au déclenchement d'un évènement antérieur. Les systèmes de comptage de photons peuvent être répertoriés selon deux catégories, à savoir les systèmes *non paralysables* et les systèmes *paralysables*. Les systèmes dits *non paralysables* ignorent n'importe quel évènement subséquent survenant durant leur temps mort et ne reprennent le comptage que lorsque la durée du temps mort de l'évènement antérieur est écoulée. Cela peut être vu comme une *FIFO* pleine dans laquelle une donnée s'apprête à être écrite. La donnée est simplement ignorée sans affecter les données qui arriveront subséquemment. Les systèmes dits *paralysables*, agissent de la même façon que les systèmes *non-paralysable* (*i.e.*, ils ignorent tout évènement subséquent survenant durant leur temps mort) sauf que chaque évènement redémarre le temps mort du système et entraîne le blocage de celui-ci pour les évènements subséquents. Ceci peut être vu comme un empilement de signaux dans le temps. Lorsque le premier évènement dépasse un seuil fixe, il sera marqué. Chaque évènement empilé retarde le retour sous le seuil et ne permet pas la détection d'un nouveau. Étant donné qu'un système *TCSPC* est un système *non-paralysable*, son taux de comptage, r est donné par :

$$r = \frac{r_0}{1+r_0 t_d}, \quad (2-6)$$

où r_0 représente le taux d'évènements réel et t_d le temps mort du système *TCSPC*.

Le taux de comptage maximal r_{max} admissible en *TCSPC* se définit pour un taux d'évènements $1/t_d$ pour lequel le taux de comptage représente 50% du taux d'évènements :

$$r_{max} = \frac{1}{2t_d}. \quad (2-7)$$

Quant à l'efficacité de comptage, celle-ci se définit par :

$$E = \frac{r}{r_0} = \frac{1}{1+r_0 t_d}. \quad (2-8)$$

Comme le montre la Figure 2-7, la limite de linéarité entre le taux d'évènements réel et le taux de comptage se situe à 5% de r_{max} soit pour un taux de comptage de $0.05/t_d$.

Le dépassement du seuil entraîne une non-linéarité de la mesure et une distorsion au niveau de la *TPSF*. Toutefois, d'autres phénomènes peuvent par ailleurs engendrer des distorsions de la *TPSF* comme l'effet d'empilement («*pile-up*») et les non-linéarités du *TDC*. L'empilement résulte du fait que le *TCSPC* ne peut enregistrer qu'un seul photon par cycle d'impulsion laser (*i.e.*, un photon subséquent pendant le cycle est perdu). Il convient donc de noter que plus le temps mort du *TCSPC* est court meilleur sera le taux de comptage et par conséquent le temps d'acquisition.

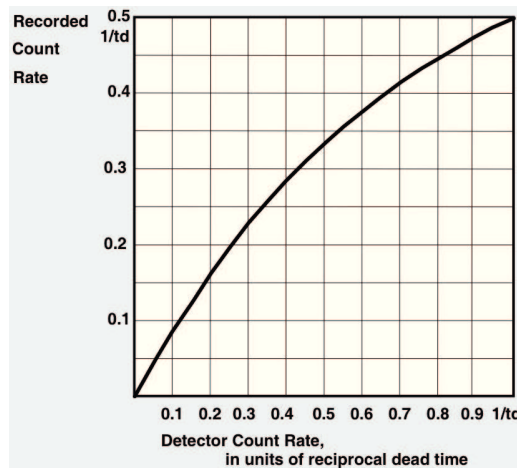


Figure 2-7 : Taux de comptage pour un système non paralysable [Wolfgang, 2010].

2.6.4 Temps d'acquisition

De nos jours, la plupart des scanners en TOD-DT utilisent des sources laser femtosecondes opérant à un taux de répétition « *pulse repetition rate* » de 50 à 100 MHz. Pour construire une *TPSF*, la chaîne d'acquisition doit cumuler quelques centaines de milliers de photons (500 000 photons en moyenne). Étant donné que le taux de comptage en TOD-DT se situe aux alentours de 1% du taux de répétition, le temps d'acquisition pour un canal de détection est de l'ordre de 100 ms. Cependant, afin de reconstruire une image tomographique, plusieurs mesures sous différents angles du milieu sous investigation doivent être prises. À titre indicatif, la durée d'une expérience pour localiser une inclusion de fluorescence dans un fantôme en utilisant un seul canal de

détection peut prendre entre 5 et 10 heures. Il convient donc d'utiliser des scanners ayant une architecture multicanale afin de réduire le temps d'acquisition. Dans ce sens, un système *TCSPC* présentant un faible temps mort offre la possibilité de multiplexer plusieurs photodétecteurs à l'entrée de celui-ci.

2.6.5 Temps de stabilité thermique

Au cours du fonctionnement d'un scanner, la température de ses différents éléments, notamment les détecteurs, la source laser et l'électronique de lecture, augmente au cours du temps. Le temps de stabilité thermique représente le temps à partir duquel la température des différents éléments du système se stabilise après leur déclenchement. Toutes mesures prises avant ce temps sont sujettes à des dérives.

2.6.6 Reproductibilité et précision des mesures

Une fois que le système devient thermiquement stable, les mesures de *TPSF* peuvent présenter certaines dérives temporelles. Ceci est dû principalement au bruit électronique et aux changements de la température environnante au scanner. Pour mettre en évidence ces dérives et par conséquent déterminer la précision du scanner, des mesures répétitives sur un échantillon de caractéristiques optiques connues (fantôme) peuvent être effectuées. Dans ce cas, la précision du scanner est exprimée en termes de pourcentage des variations de coefficients d'absorption et de diffusion, μ_a et μ_s mesurés.

2.6.7 Diaphonie

Tel qu'évoqué précédemment, les *PMT/MCP*, les caméras à balayage de fente ainsi que les caméras *GICCD* peuvent être employés pour détecter simultanément plusieurs voies via l'utilisation de fibres optiques. Cependant, certaines voies non éclairées peuvent produire un signal électrique détectable par l'électronique frontale via diaphonie. La diaphonie est évaluée en termes de pourcentage du maximum du signal d'une voie non éclairée par rapport à la voie éclairée ou en termes de pourcentage de comptage de photons d'une voie non éclairée relativement à une voie éclairée. Toutefois, avec un assemblage optique judicieux ainsi qu'un ajustement approprié de l'électronique frontale, on peut notablement réduire la diaphonie.

2.7 Tour d'horizon des scanners TOD

La TOD est une modalité à forte émergence qui a suscité l'intérêt de nombreux chercheurs et industriels du domaine. Des compagnies telles que *NIRx*, *Perkin Elmer*, *Philips*, *Imaging Diagnostic Systems*, *Advanced Research Technologies Inc (ART)*, pour ne citer que celles-là, se sont lancées dans la commercialisation de scanners TOD.

À l'heure actuelle, la majorité des scanners commerciaux n'offrent que la possibilité d'effectuer des mesures en *CW*. La section qui suit dressera un tour d'horizon des principaux scanners présents sur le marché ainsi que les prototypes en cours de réalisation dans les laboratoires de recherche. Cette étude permettra entre autres d'introduire le scanner développé par le groupe de recherche *TomOptUS* de l'Université de Sherbrooke et de le situer dans le panorama des scanners optiques.

2.7.1 Scanners en CW

De nos jours, les scanners optiques *CW* ont atteint un stade de maturité assez avancée par rapport aux systèmes *FD* et *TD*, ce qui a favorisé leur commercialisation. *NIRx*, *Philips* ainsi que *Imaging Diagnostic Systems* figurent parmi les principaux acteurs impliqués dans la conception de tels systèmes pour applications chez les humains. La géométrie de leurs scanners, le nombre et le type de détecteurs utilisés ainsi que le type de mesures effectuées (avec ou sans contact) présentent les principaux éléments qui les différencient. Pour ce qui est des scanners pour imagerie préclinique sur petits animaux, la compagnie Perkin Elmer est le gros joueur suite à son acquisition des compagnies Caliper Lifesciences et CRI. En outre, Caliper Lifesciences avait au préalable acquis Xenogen qui était la plus avancée dans la commercialisation de scanners pour petits animaux avec sa ligne de produits *IVIS*.

Le système (*DYNOT* - «*DYnamic Near-infrared Optical Tomography*») de *NIRx*, à titre d'exemple, permet de sonder l'évolution de la concentration d'hémoglobine dans le temps afin de détecter l'existence de cellules cancérogènes via des mesures dynamiques *CW* en rétro-trans-illumination et à multiples longueurs d'ondes en contact direct avec le sujet. Ce scanner emploie principalement deux sources laser (peut en accepter 4) modulées en fréquence à 5-10 kHz ayant des longueurs d'onde de 760 et 830 nm et une puissance de 100 mW dont 20 à 30 mW se rendent

sur l'objet sous investigation (Figure 2-8). Un séparateur de faisceaux non-polarisé ainsi qu'un système de couplage optique sont utilisés afin de rendre, d'une part, les faisceaux issus des sources laser colinéaires et, d'autre part, de les coupler à l'une des 32 fibres optiques bifurquées permettant de guider ces faisceaux sur l'objet sous investigation. Une commutation séquentielle rapide entre les 32 fibres optiques sources est assurée par le biais d'un démultiplexeur optique monté sur un servomoteur DC précis contrôlé par un microprocesseur. Les faisceaux réfléchis sont collectés et acheminés vers des photodiodes à avalanche en silicium (*SiAPD* - «*silicon avalanche photodiode*») via l'autre bout des 32 fibres optiques bifurquées. Les signaux électriques issus des *SiAPD* sont traités parallèlement via un circuit d'acquisition multicanal puis stockés dans un ordinateur personnel (*PC* - «*Personal computer*»). Chaque canal de détection est constitué d'un amplificateur transimpédance à gain variable suivi d'un amplificateur de tension et d'un amplificateur synchrone («*lock-in amplifier*») afin d'extraire le décalage DC et le bruit généré par la lumière ambiante. Le signal résultant est par la suite numérisé puis transmis au *PC*.

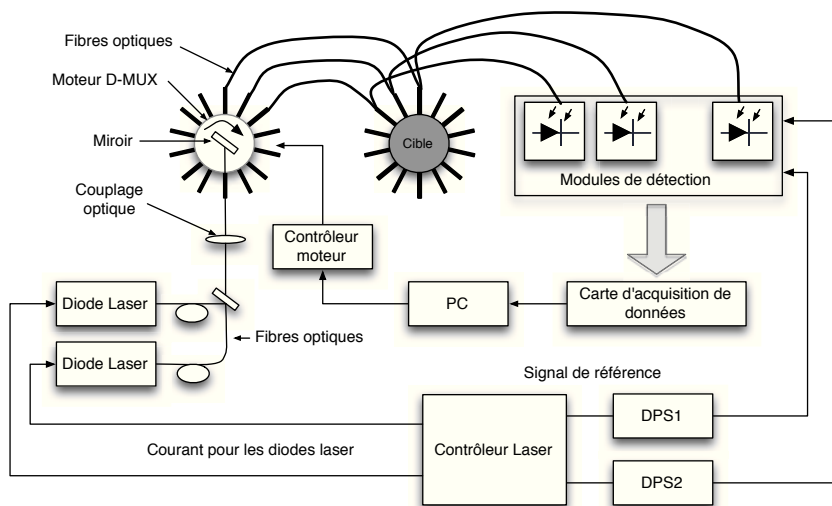


Figure 2-8 : Système DYNOT [Dynamic Optical Tomography. 2012].

Il importe de préciser que la chaîne d'acquisition de ce système présente un total de 128 détecteurs pouvant être employés simultanément afin d'augmenter le nombre d'acquisition et par suite, la résolution du système. Toutefois, le couplage direct par fibres optiques sur la surface du sujet sous investigation affecte considérablement la mesure de l'intensité lumineuse en cas de faibles mouvements ou changements de pression ce qui altère notablement la reconstruction d'images. Par ailleurs, il convient de noter que ce système permet de sonder uniquement les

caractéristiques optiques intrinsèques du milieu diffusant ; ce n'est pas un système pour l'imagerie par fluorescence.

Le système de *Philips (Philips Diffuse Optical Tomography System)* destiné à la mammographie apporte certaines améliorations en termes de nombre de récepteurs/détecteurs utilisés, de couplage avec le sujet imagé et offre la possibilité d'effectuer des mesures intrinsèques et par fluorescence. Le mammographe de *Philips* emploie quatre sources laser ayant des longueurs d'onde de 690, 730, 780 et 850 nm raccordées, via 253 fibres optiques, à un support rempli d'un liquide d'adaptation dans lequel repose le sein. Le liquide d'adaptation présente des caractéristiques optiques similaires à celles du sein, d'une part pour réduire les artéfacts sur les images reconstruites à cause des effets de bords entre le support et le sein et d'autre part pour ajuster la forme du support au sein. Ce type de couplage présente une meilleure immunité face aux variations de la surface du sujet imagé comparativement à un couplage direct.

Les 253 fibres sources sont intercalées par 254 fibres optiques de détection constituant ainsi 12 anneaux superposés de fibres de stimulation/détection comme le montre la Figure 2-9. Par ailleurs, des filtres optiques équipent les fibres de détection raccordées aux photodétecteurs afin d'offrir la possibilité d'effectuer des mesures en fluorescence. Les mesures s'effectuent séquentiellement en changeant la position de l'onde incidente au tour du sein (sélection d'une fibre optique stimulante parmi les 253) pour chacune des quatre longueurs d'onde. La durée d'une mesure pour une longueur d'onde donnée prend environ une minute contre cinq minutes pour une mesure en fluorescence ce qui donne un temps d'acquisition total de l'ordre de neuf minutes pour un sein complet.

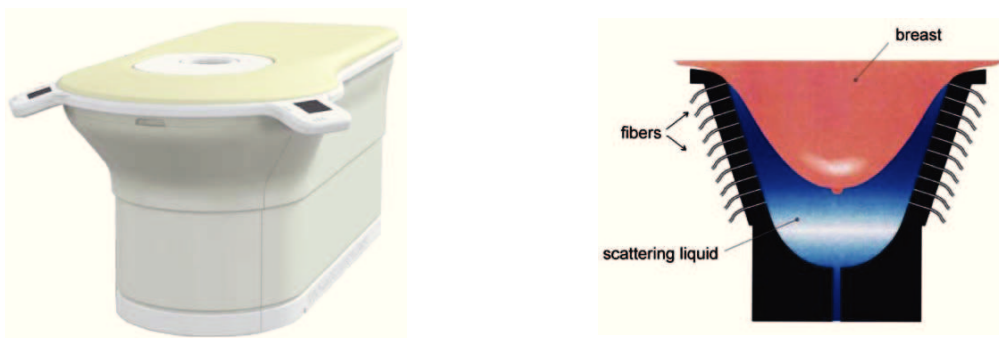


Figure 2-9 : Philips Diffuse Optical Tomography System [Nielsen *et al.*, 2009].

Toutefois, ce scanner présente l'inconvénient d'employer une approche de mesure par contact peu commode en milieu clinique. En ce sens, le système *CTLM «Computing Tomography Laser*

Mammography» de *Imaging Diagnostic Systems* apporte certaines améliorations, notamment en terme de détection. En effet, ce mammographe d'architecture annulaire, emploie une technique de mesure sans contact permettant de sonder simultanément les caractéristiques intrinsèques et en fluorescence du sein. Ce scanner se compose de deux rangées de 84 photodiodes avec optique pour détection colmatée dont une des rangées est équipée de filtres permettant d'effectuer des mesures en fluorescence. Par ailleurs, une troisième rangée de photodétecteurs a été intégrée dans ce mammographe permettant la mesure de la topographie du sein [Wake *et al.*, 2000]. L'ensemble des photodétecteurs est monté sur un servomoteur permettant de balayer le sein en hauteur avec un pas de 4 mm, et ce, sous 360°. La longueur d'onde de la source laser employée est de 808 nm pour laquelle le coefficient d'absorption de désoxyhémoglobine et d'oxyhémoglobine s'égalent ce qui procure à ce scanner la possibilité de sonder toutes les structures contenant du sang qu'elles soient saine ou cancéreuse. Le temps d'acquisition de cet appareil est de 12 minutes [Poellinger *et al.*, 2008].

2.7.2 Scanners dans le domaine fréquentiel

Tel qu'évoqué plus haut, les systèmes à mesures dans le domaine fréquentiel *FD* utilisent des sources de lumière modulées à des fréquences radio pour stimuler le sujet sous investigation et mesurent le déphasage $\Delta\phi$ entre les signaux incidents et transmis et/ou rétrodiffusés ainsi que la variation de l'indice de modulation M du signal. La détection de la lumière dans les systèmes *FD* se fait habituellement soit par des *PMT* ou par des caméras *ICCD*. Dépendamment du type d'instrument employé, deux techniques de détection se présentent pour extraire la phase ainsi que l'indice de modulation M , à savoir la technique hétérodyne, souvent employée avec des *PMT*, et la technique homodyne communément utilisée avec les caméras *ICCD*. La technique de détection hétérodyne consiste à mixer le signal optique détecté (transmis et/ou rétrodiffusé) de fréquence donnée f avec un signal de référence de fréquence $f + \Delta f$ où Δf représente la fréquence intermédiaire. Le signal résultant est par la suite filtré pour ne garder que la partie modulée à la fréquence intermédiaire Δf qui est typiquement de quelques kHz. Ce signal contient toute l'information requise à savoir la phase et l'indice de modulation M , mais à faible fréquence ce qui facilite sa numérisation.

La technique de détection homodyne consiste à mixer le signal optique transmis et/ou rétrodiffusé et détecté avec un signal de référence de fréquence égale à celui-ci. Le signal résultant est par la

suite démodulé par un démodulateur en phase et en quadrature (*I/Q demodulator*) afin de fournir l'information requise. Le choix de la fréquence du signal de stimulation dans les systèmes *SF* est souvent dicté par le rapport signal sur bruit [Kim *et al.*, 2008]. Plusieurs études portant sur le choix de la fréquence optimale ont été effectuées. Il en découle que celle-ci dépend principalement du type de tissu observé et de la géométrie d'illumination [Kim *et al.*, 2008].

Les principaux scanners abordés dans cette section sont ceux développés par les équipes de recherche de *Dartmouth College* et *Columbia University* qui se sont particulièrement investies dans la conception des systèmes *SF*.

Le premier prototype *SF* conçu à *Dartmouth College* permet de caractériser le sujet sous investigation par des mesures en rétrodiffusion/transillumination. Le système comporte 16 fibres source et 16 fibres de détection de 6 mm de diamètre intercalées, montées sur un support motorisé permettent de stimuler et de scanner séquentiellement le sujet sous investigation sous différentes positions. Les 16 fibres sources sont couplées via un multiplexeur 1:16 à une diode laser (SDL Inc., CA) à 800 nm polarisé à travers un polarisateur en T (bias Tee : Picosecond Pulse Labs model 5545, Boulder CO) (Figure 2-10). Cette configuration permet d'une part de polariser la diode laser et d'autre part de superposer le signal modulant produit par un générateur RF à 100 MHz (Marconi Instruments model 2023, Ft. Worth TX) à une composante DC. Les 16 fibres de détection sont couplées via un multiplexeur à un seul PMT (Hamamatsu Inc model R928, Japon) dont le gain (tension entre l'anode et la cathode) est modulé par un second générateur à 100,001 MHz moyennant une fréquence intermédiaire de 1 kHz. Le signal résultant à la sortie du PMT est filtré par un filtre passe-bas (fréquence de coupure 4 kHz) puis numérisé à une fréquence de 10 kHz. Ce scanner présente un rapport signal sur bruit de 100, une erreur de mesure de l'ordre de 0.5° en phase et de 0.5% en amplitude et finalement un temps d'acquisition total de 7 minutes pour une position de stimulation donnée. Une architecture assez semblable à ce scanner a été par ailleurs présentée employant un seul PMT homodyné à 140 MHz [H. Liu *et al.*, 2000]. Dans le but d'améliorer la résolution spatiale des images reconstruites et le temps d'acquisition de cet appareil, certaines améliorations ont été apportées [Brooksby *et al.*, 2004]. À cet effet, 15 PMT de détection permettant une acquisition simultanée ainsi que 6 diodes laser multiplexées émettant à des longueurs d'ondes comprises entre 660 et 850 nm modulées à 100 MHz ont été incorporés réduisant ainsi son temps d'acquisition à 40 secondes (pour une longueur d'onde et une position de stimulation données). Par ailleurs, dans l'optique d'améliorer le

contraste des images reconstruites, ce scanner a été jumelé à un scanner IRM (1.5 T whole body imager, GE Medical Systems, Milwaukee, WI) afin de bénéficier de la grande résolution spatiale qu'il offre. Récemment, ce scanner a été employé pour extraire des images fonctionnelles du sein [Carpenter et al., 2009]. Pour cela, 3 diodes laser de longueurs d'ondes différentes (658, 785, et 826 nm) respectivement modulées à des fréquences de 100,0005, 100,0009 et 100,0013 MHz ont été employées pour stimuler le sein simultanément. Les 15 PMT hétérodynées à 100 MHz sont raccordés à 3 amplificateurs lock-in d'extraire simultanément les 3 signaux aux fréquences intermédiaires. Le temps total d'acquisition du scanner est de 15 secondes pour une acquisition complète.

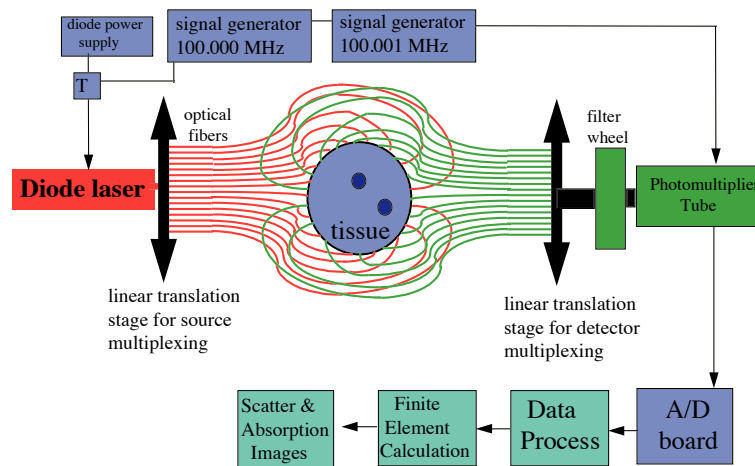


Figure 2-10 : Système fréquentiel de Dartmouth [B. Pogue *et al.*, 1997].

Le scanner développé par l'équipe de recherche du *Biophotonics and Optical Radiology Laboratory* de *Columbia University* à *New York* [Kim *et al.*, 2008] permet d'acquérir un nombre de projections plus important que le système de *Dartmouth*, et ce, par l'emploi d'une caméra ICCD (Figure 2-11). Par ailleurs, ce scanner présente l'avantage d'effectuer des mesures en transillumination sans contact avec le sujet sous investigation contrairement au système de *Dartmouth*. La stimulation est assurée par une source laser (*LDH-M-C-670*, *PicoQuant GmbH*, *Allemagne*) de puissance 8 mW et de longueur d'onde de 670 nm, modulée par un générateur (maître) ayant une plage de fréquence de 9 kHz à 1.2 GHz. La lumière transmise par le sujet est imagée via une lentille placée en amont de l'intensificateur (*HRI*, *Kentech Instruments Ltd.*, *Angleterre*) d'une caméra CCD (*PicoStar HR12*, *LaVision GmbH*, *Göttingen Allemagne*).

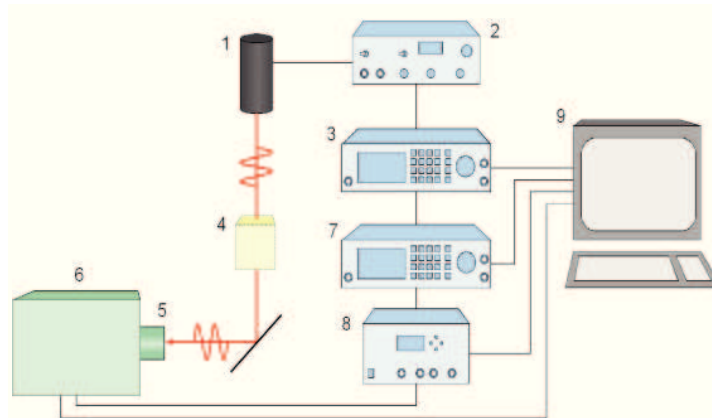


Figure 2-11 : Système de Columbia University [Kim *et al.*, 2008].

L'intensificateur est modulé à la même fréquence que la source laser par un générateur (esclave) (2023A, Aeroflex Incorporated, Plainview, NY, USA) moyennant une détection homodyne. Ce mode de détection permet de capter des images statiques qui dépendent du déphasage entre les générateurs maître et esclave et l'intensité de chaque pixel reflète le déphasage. De ce fait, afin d'obtenir une image complète, le déphasage est varié entre 0 et 360 degrés. Pour plus de détail concernant l'extraction de l'intensité ainsi que la phase du signal incident, le lecteur peut se référer à l'article [Reynolds *et al.*, 1997]. L'avantage de la détection homodyne avec une caméra ICCD est que l'image obtenue est statique et par conséquent le temps d'intégration de la lumière sur l'écran phosphorescent par la caméra CCD peut être éventuellement lent afin d'améliorer le rapport signal sur bruit. Ce système présente un rapport signal sur bruit d'environ 40 et une précision de l'ordre de 1° pour la phase et de 2 à 5% en amplitude. Par ailleurs, ce système peut être intégré à un imageur par IRM en raccordant la caméra ICCD par des fibres optiques à l'extérieur du scanner [Masciotti *et al.*, 2007].

2.7.3 Scanners TOD-DT

Les premiers prototypes de scanners TOD-DT faisaient assez souvent usage de caméras à balayage de fente (*streak cameras*). Vu le coût de celles-ci, la majorité des scanners développés intégraient une seule caméra de détection permettant de réaliser des acquisitions soit en transillumination ou en rétrodiffusion. Toutefois, l'utilisation de plusieurs fibres optiques réparties à différentes positions du milieu diffusant, permet de faire une acquisition parallèle en couplant ces dernières à la fente d'une seule caméra [Zint *et al.*, 2003].

Les scanners TOD-DT utilisant les caméras à balayage de fente intègrent communément une source laser femto ou picoseconde employée pour stimuler le sujet sous investigation et d'une photodiode rapide ou un *PMT* permettant de déclencher la caméra au moment de l'excitation [K. Chen *et al.*, 2000; Trivedi *et al.*, 2005; Pal *et al.*, 2009]. L'avantage principal d'une telle instrumentation réside en son faible temps d'acquisition et la grande résolution temporelle qu'elle offre. Cependant, la non-linéarité temporelle des caméras à balayage de fente, engendrée principalement par la tension appliquée au niveau du déflecteur, sa faible plage dynamique pour la mesure de l'amplitude du signal temporel (typiquement 8 bits; ceci étant en fait limité par l'écran de phosphore), ainsi que sa faible plage temporelle de mesure freinent son utilisation, notamment pour les applications en fluorescence qui requièrent une plage temporelle de l'ordre d'une dizaine de nanosecondes. De ce fait, les caméras à balayage de fente ont été progressivement remplacées au fil du temps dans les scanners *TOD-DT* par les caméras *GICCD* et les *PMT/MCP-PMT/SPAD-TCSPC* qui offrent une meilleure linéarité temporelle, une plus grande plage dynamique en amplitude (16 bits étant courant) et une plage temporelle de mesure beaucoup plus importante. Parmi les principaux scanners intégrant ce type d'instrumentation on note : le *MONSTIR* (*Multichannel Optoelectronic Near-infrared System for Time-resolved Image Reconstruction*), développé au Biomedical Optics Research Laboratory de University College London, le *MicroCT* guided time domain fluorescence tomography scanner du *Optics in medicine lab* de *Dartmouth College* et finalement le scanner développé par *The Optics Division* situé au *Athinoula A. Martinos Center for Biomedical Imaging* qui utilise une caméra *GICCD*.

Le *MONSTIR*, dédié à l'imagerie cérébrale pour nouveaux nés, utilise la technique de comptage de photons uniques (*TCSPC*). Celui-ci comporte 32 canaux de détection et 32 canaux d'excitation couplés à un casque en contact direct à la surface du scalp via des fibres optiques uniformément réparties sur celui-ci. Afin d'injecter la lumière à différentes positions sur la tête, les 32 canaux d'excitation sont couplés à un multiplexeur de fibres 1: 32 (*VX500, DiCon*) placé à la sortie d'une source laser picoseconde Ti-Sapphire (Tsunami, picosecond laser, Spectra-Physics, Mountain View, CA, USA) pulsée à 82 MHz délivrant des longueurs d'ondes de 720 à 850 nm. Une fraction de chaque impulsion laser est déviée via un séparateur de faisceaux pour servir de référence de temps pour les 32 canaux de détection. La fraction laser est détectée par une photodiode rapide (*Hamamatsu S4752 PIN silicon photodiode*) qui alimente l'entrée d'un amplificateur-discriminateur (*EG&G Model 9327*) permettant de marquer le temps d'arrivée de

l'impulsion laser avec une précision de 45 ps. Les 32 canaux de détection collectent simultanément la lumière (rétrodiffusée/transmise) via 32 fibres optiques à gradient d'indice ayant une ouverture numérique de 0,275 couplées par groupes de 8 à 4 *MCP-PMT* (*Hamamatsu R4110U-05MOD*) présentant un *TTS* de 45 ps. Les 32 signaux issus des *MCP-PMT* sont traités par 32 chaînes d'acquisition électroniques indépendantes pour un traitement parallèle. La chaîne d'acquisition se compose d'un préamplificateur de charge (*EG&G Quad ERA-3*) permettant de convertir la charge issue des *MCP-PMT* en tension suivi d'un discriminateur à fraction constante (*CFD – constant fraction discriminator, EG&G Model 935*) présentant une excursion en temps de 50 ps et d'un analyseur de temps comprenant un *TDC* 16 bits (*PTA, EG&G Model 9308-D*) offrant une résolution de 1.2 ps ainsi qu'une précision de 25 ps. Le scanner présente une résolution temporelle totale de 125 ps, un temps d'acquisition de 10 minutes pour un scan complet et atteint une stabilisation thermique au bout de 12 heures. Il importe de mentionner que l'emploi de *MCP-PMT* est très avantageux pour les applications multicanales vu qu'ils offrent la possibilité de détecter et traiter simultanément plusieurs sources. Toutefois, les risques de diaphonie optique entre les différents canaux augmentent considérablement avec un tel arrangement. Il convient également de signaler que certaines améliorations ont été apportées à ce scanner notamment au niveau du taux de comptage et le temps mort en changeant sa chaîne d'acquisition par des cartes *TCSPC-PCI* (*SPC-134 de Becker & Hickl, Berlin, Allemagne*) [Jennions, 2008]. L'architecture du scanner *MONSTIR* a inspiré plusieurs groupes de recherche dont le groupe de *TOD* de l'Université Louis Pasteur de Strasbourg qui a développé un scanner assez similaire à 8 canaux de détection réadapté par après pour l'imagerie sur petit animal [Montcel, 2005]. Toutefois, l'approche de mesure par contact est peu convenable pour cette application et par conséquent, une approche de mesure sans contact est souhaitable.

Le scanner *MicroCT guided time domain fluorescence tomography*, développé au *Optics in medicine lab* de *Thayer School of Engineering* de *Dartmouth College*, apporte cette amélioration et permet entre autre de jumeler l'imagerie par tomographie par rayon-X (*X-ray computing tomography*) à la *TOD-DT* intrinsèque et par fluorescence dédiée au petit animal. Le scanner, en soi, dispose de dix canaux de détection dont cinq dédiés à l'imagerie intrinsèque et cinq à la fluorescence. Chaque canal de détection est composé d'un *PMT* (*H7422P-50, Hamamatsu Photonics, Japon*) suivi d'une carte *TCSPC* (*Becker & Hickl GmbH, Berlin, Allemagne*).

Les dix *PMT* sont raccordés en paires (intrinsèque–fluorescence) via des fibres optiques multimodes de 400 μm de diamètre à cinq séparateurs de faisceaux 96/4 (fluorescence/intrinsèque). Les cinq séparateurs de faisceaux sont alimentés par cinq fibres optiques multimodes de détection, disposées uniformément sur la périphérie d'un anneau de détection rotatif de 20 cm de diamètre et espacés de 22.5° afin de capter la lumière en provenance du sujet sous investigation (Figure 2-12).

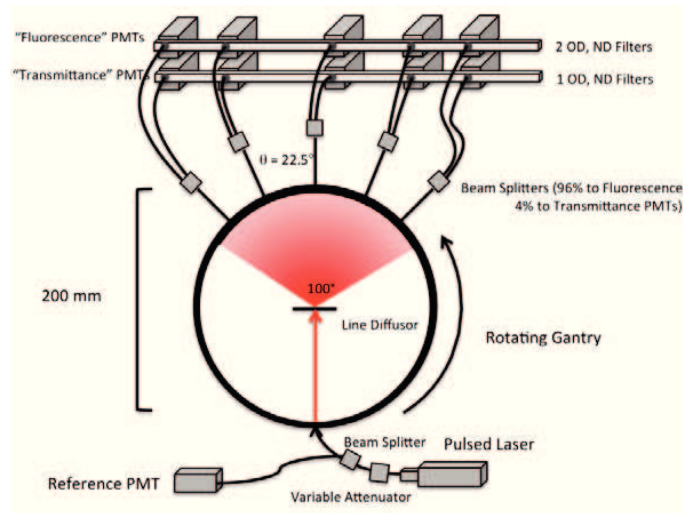
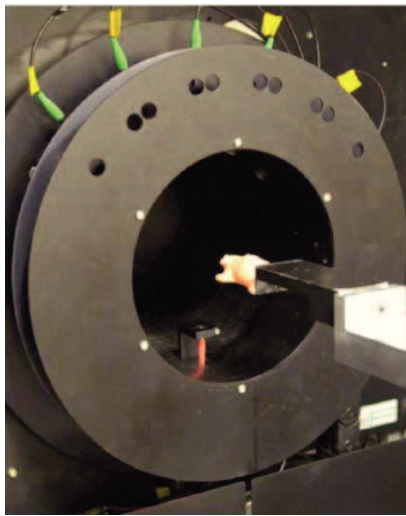


Figure 2-12 : MicroCT guided time domaine fluorescence tomography [Tichauer *et al.*, 2011].

La lumière incidente sur chaque *PMT* est filtrée par des filtres optiques disposés sur un support motorisé. Les canaux dédiés à la fluorescence sont munis de filtres passe-haut (*Chroma Technology* 650 et 780 nm pour des excitations laser respectives de 635 nm et 755 nm) tandis que des filtres à densité neutres sont présents dans les canaux dédiés à l'imagerie intrinsèque. Le sujet (animal) sous investigation, placé sur un support translatable en fibre de verre au centre de l'anneau de détection, est stimulé par une source laser picoseconde (635 nm et 755 nm) pulsée à 80 MHz (*PicoQuant Photonics North America Inc*). Le faisceau laser de la source est divisé en deux faisceaux par un séparateur 96/4 dont 96% de la lumière, raccordée via une fibre optique multimode, est focalisée au centre de l'anneau de détection et 4% de celle-ci est dirigée vers un *PMT* de référence pour marquer le début des évènements. L'architecture rotative du scanner lui confère une flexibilité pour effectuer des mesures sur 360° avec une résolution de 1° pour un temps d'acquisition de 15 minutes. Enfin, il faut noter que ce système présente une résolution temporelle de 650 ps, ce qui est relativement long pour l'imagerie sur petit animal. Toutefois,

pour des résolutions temporelles du même ordre de grandeur que les scanners susmentionnés, les scanners employant des caméras *GICCD* permettent de réduire considérablement le temps d'acquisition comme en témoigne le scanner développé par *The Optics Division* à *Athinoula A. Martinos Center for Biomedical Imaging au Massachusetts General Hospital (MGH) de Boston* présentant un temps d'acquisition de 2 à 3 minutes. La réduction du temps d'acquisition présente un grand intérêt notamment pour les applications d'imagerie fonctionnelle qui nécessitent des fréquences d'acquisition de l'ordre de quelques hertz.

La première version du mammographe développée au *MGH* associant l'imagerie par rayons-X à la TOD-DT se compose de deux plaques de compression pour fixer le sein comme le montre la Figure 2-13.

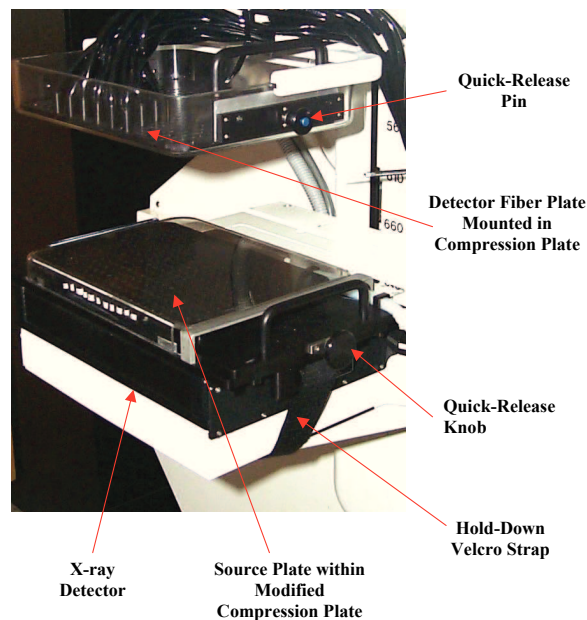


Figure 2-13 : Mammographe utilisant une caméra GICCD [Brukilacchio, 2003].

Afin de stimuler le sein séquentiellement en différentes positions, la plaque inférieure est raccordée à 150 fibres optiques (200 μm de diamètre avec une ouverture numérique de 0,39) uniformément réparties sur celle-ci et raccordées à un multiplexeur de fibres (300 μs comme temps de commutation) placé à la sortie d'une source laser femtoseconde Ti:Saphire (*Mai-Tai mode-locked laser, Spectra Physics, Mountain View, CA, USA*) pulsée à 80 MHz (des longueurs d'onde de 750 et 850 nm sont utilisées pour l'excitation). La lumière transmise par le sein est captée par 313 fibres optiques de détection réparties sur la plaque supérieure et présentées, via un

objectif, à une caméra *GICCD* (*PicoStar HR system, LaVision, Göttingen, Allemagne*). Un générateur de délais picoseconde (*PS delay-unit LaVision*), ayant un pas d'incrément et une largeur de pulsation respectifs de 600 et 25 ps et synchronisé par la source laser, contrôle le déclenchement de la caméra.

Ce mammographe présente une résolution temporelle moyenne de 560 ps et un temps d'acquisition assez rapide de 2 à 3 minutes. L'avantage majeur d'employer des caméras *GICCD* en TOD-DT, réside dans le fait qu'elles offrent la possibilité d'enregistrer le profil de l'intensité lumineuse de plusieurs fibres optiques simultanément et par conséquent de réduire considérablement le temps d'acquisition du scanner. Pour améliorer davantage le temps d'acquisition et la précision de ce dispositif, les fibres optiques de détections ont été remplacées par des ensembles de sept fibres ayant des longueurs différentes (incrément de 10 cm) assurant un délai de 500 ps sur les différentes fibres d'un même ensemble [Selb *et al.*, 2006]. Ainsi, pour chaque impulsion laser, la caméra *GICCD* est capable de générer simultanément sept échantillons d'une *TPSF* pour chacun des paquets. Ceci permet d'une part d'améliorer la précision du scanner en mode de caractérisation statique par l'acquisition d'un nombre plus important d'échantillons sur la *TPSF* et d'autre part de réduire considérablement le temps d'acquisition en mode fonctionnel vu que le système procure sept échantillons de la *TPSF* à des délais différents à chaque pulsation laser. À titre indicatif, ce scanner présente une fréquence d'acquisition de 1.8 Hz. Toutefois, il importe de noter que l'emploi de fibres optiques dégrade sensiblement la résolution spatiale du scanner [Schulz *et al.*, 2006] (ainsi que sa résolution temporelle). De ce fait, exploiter la caméra *GICCD* en champ large (sans contact) permet de capter davantage de lumière et par conséquent apporte une amélioration au niveau de la résolution spatiale du scanner [Zhao *et al.*, 2011].

2.7.4 Scanner *TomOptUS*

Le scanner développé par l'équipe *TomOptUS* de l'*Université de Sherbrooke* permet de sonder les caractéristiques optiques de petit animal en utilisant une approche purement sans contact. Ce scanner offre la possibilité de sonder simultanément les caractéristiques optiques intrinsèques du sujet sous investigation ainsi que la distribution d'un agent fluorescent injecté dans celui-ci via l'utilisation de 7 canaux doubles de détection indépendants disposés sur un support rotatif

motorisé (*Parker Automation, USA*) et espacés de 40° permettant ainsi un balayage sur 360° (Figure 2-14).

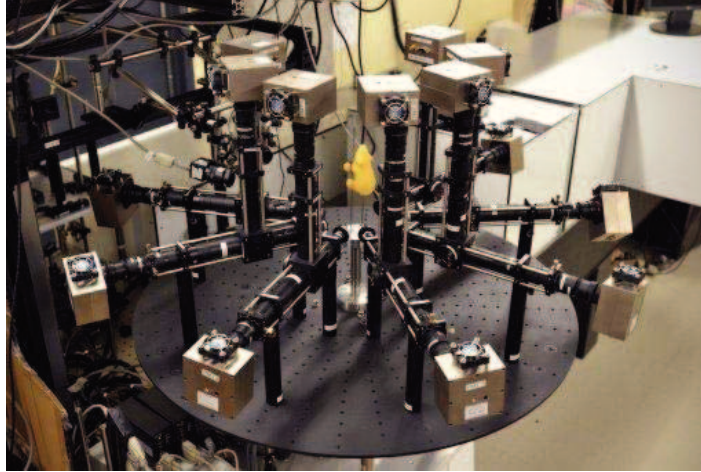


Figure 2-14 : Photographie du scanner TomOptUS [E. Lapointe *et al.*, 2012].

De plus, pour une détection complète sur toute la surface de l'animal, ce dernier peut être translaté à la verticale par un actionneur linéaire (*IAI Corp, Japan*). Quant à l'excitation, celle-ci est assurée par une source laser picoseconde Ti: Saphire (*Tsunami, Spectra-Physics, USA*) accordable délivrant des longueurs d'ondes comprises entre 700 et 1000 nm, cadencée à 80 MHz. Afin d'exciter l'animal sous différents angles, le faisceau laser incident est maintenu fixe tandis que l'animal tourne autour de lui même à l'aide d'un support rotatif motorisé (*Sigma Koki Co, Ltd, Japan*). Une fraction de chaque impulsion laser envoyée au sujet est déviée via un séparateur de faisceau puis détectée par une photodiode rapide PIN (*PHD-400N, Becker & Hickl*) pour servir à cadencer le module TCSPC (*SPC-134, Becker & Hickl*) opérée en mode *START-STOP* inversé. Le module TCSPC employé est en fait composé de 4 cartes et offre 4 canaux de détection parallèles ayant chacun une résolution temporelle de 5 ps *rms*. Le module est raccordé aux 14 PMT de détection (*Hamamatsu H5773*) via 4 routeurs 4:1 (*HRT-41, Becker & Hickl*). Le scanner présente une résolution temporelle globale de 200 ps principalement dominée par l'étalement temporel de transit (*TTS* - « transit-time spread ») des PMT utilisés (≈ 180 ps) et un temps d'acquisition relativement long de l'ordre de quelques dizaines de minutes pour un scan complet [Lapointe *et al.*, 2012].

Afin de réduire le temps d'acquisition de cet appareil et d'améliorer ses performances, le groupe *TomOptUS* œuvre actuellement sur l'intégration de 64 x 2 canaux de détection parallèles. Ceci

constitue un défi réel tant sur le plan opto-mécanique qu'électronique. En effet, de nos jours, les modules *TCSPC* les plus performants présents sur le marché n'offrent que 8 canaux de détection parallèles. De plus, bien souvent, les performances de ces modules en termes de résolution (quelques picosecondes) et de plage dynamique de mesure (centaines de nanosecondes) dépassent les caractéristiques escomptées en TOD. Ainsi pour des raisons d'intégration, de coût et de faisabilité, il serait plus judicieux d'exploiter d'autres alternatives moins coûteuses et moins encombrantes aptes à fournir les caractéristiques requises pour le développement d'un scanner TOD-DT multidimensionnel. En ce sens, l'intégration de l'électronique de comptage de photon unique sur un support monolithique *CMOS* permettrait d'une part de réduire considérablement le coût des scanners TOD-DT et d'autre part de faciliter l'intégration de plusieurs canaux de comptage de photons parallèles dans ces derniers. C'est dans cette avenue que s'est lancé le groupe *TomOptUS* sur la conception de sa prochaine version de tomographe. Comme premier pas dans ce sens, il a été convenu de concevoir un *TDC* en technologie *CMOS* répondant aux exigences de la TOD-DT pour imagerie sur petit animal.

2.8 Conclusion

Le but de ce chapitre était de présenter une revue sur la TOD ainsi que l'instrumentation associée. Par ailleurs, ce chapitre a permis de mettre en lumière les principaux scanners TOD-DT développés jusqu'à présent et notamment le prototype conçu par l'équipe *TomOptUS* de l'*Université de Sherbrooke*. La plupart des tomographes TOD-DT basés sur le comptage de photons sont équipés de cartes *TCSPC* hybrides commerciales assez performantes en terme de résolution temporelle et offrent des plages dynamiques et plages de mesure assez intéressantes [Bérubé-Lauzière *et al.*, 2007; Eruv *et al.*, 2008]. Toutefois, ces cartes présentent l'inconvénient d'être assez encombrantes et très onéreuses, limitant l'expansion à un grand nombre de canaux de détection. De nos jours, les modules *TCSPC* les plus performants présents sur le marché offrent 8 canaux de détection parallèles et présentent une précision temporelle de l'ordre de 8 ps sur une fenêtre de 65 ns et un temps mort de 80 ns (*HydraHarp 400*, *PicoQuant*). Toutefois, ces derniers demeurent assez encombrants et ne répondent pas au besoin du groupe *TomOptUS* qui œuvre présentement sur l'intégration de 64x2 canaux de détection parallèles à son tomographe dans l'optique d'augmenter la densité des mesures tout le tour du sujet sous investigation et ainsi obtenir des images tomographiques à plus haute résolution tout en ayant un temps d'acquisition

raisonnable de l'ordre de quelques minutes. De ce fait, il est judicieux de s'orienter vers des solutions faibles coûts moyennant une intégration à plus grande échelle de l'électronique de traitement *TCSPC*. C'est dans ce contexte que s'inscrit l'objectif du présent projet de recherche qui vise à concevoir un *TDC* en technologie *CMOS* standard dédiés aux applications en TOD-DT. Ceci permettrait d'une part de réduire le coût ainsi que la consommation du scanner et d'autre part de faciliter la conception mécanique de celui-ci.

Le chapitre suivant sera dédié à la présentation des différents blocs constituant un module *TCSPC* et les solutions envisageables pour leur intégration dans un procédé *CMOS* standard. L'accent sera mis essentiellement sur les *TDC* qui constituent la solution choisie pour le présent projet.

CHAPITRE 3 ÉLECTRONIQUE TCSPC

Un facteur important dans un scanner TOD-DT est la performance de son électronique de comptage de photons uniques (*i.e.*, *TCSPC*) en termes de résolution temporelle, taux de comptage, nombre de canaux de traitement et de consommation électrique. Tel qu'évoqué au chapitre précédent, le rôle majeur de cette électronique est la mesure du temps de vol des photons s'étant propagés à travers un milieu diffusant. Bien souvent, cette électronique comporte un circuit de détection pour marquer les événements d'arrivée des photons sur les photodétecteurs et alors générer un signal *START* suivi d'un *TDC* mesurant le temps séparant ces événements par rapport à des événements de référence périodiques (moments auquel les photons pénètrent le milieu diffusant donnant un signal périodique *STOP*, associé aux impulsions lumineuses d'excitation) et les convertit en des mots binaires.

La majorité des scanners TOD-DT développés jusqu'à présent exploitent des cartes *TCSPC* hybrides multi-usages. Toutefois, tel que mentionné au chapitre précédent, ces cartes présentent l'inconvénient d'être assez encombrantes, dispendieuses et non appropriées pour le développement de scanners multidimensionnels en TOD-DT. De ce fait, un recours aux technologies intégrées semble être inévitable pour l'intégration à grande échelle de canaux de détection dans l'optique de réduire le temps d'acquisition et la résolution des scanners.

Ce chapitre aura donc pour but de dresser un état de l'art sur l'intégration en technologie *CMOS* des principaux blocs constituant l'électronique frontale d'un circuit *TCSPC*. L'accent sera mis essentiellement sur les *TDC* qui s'inscrivent explicitement dans les objectifs du présent projet de recherche.

3.1 Détection des événements

La résolution de la détection ou la précision du marquage d'un événement est un paramètre très déterminant en TOD-DT [Becker *et al.*, 2005]. En effet, l'incertitude du détecteur se traduit systématiquement par une fluctuation sur la mesure du temps de vol des photons à travers le

milieu diffusant entraînant une distortion des signaux recueillis et une dégradation de la précision temporelle du tomographe.

Cette section fera l'objet d'une présentation des principales architectures de systèmes de marquage d'évènements couramment employées. Elle couvrira particulièrement les discriminateurs conventionnels (comparateurs sur seuil) et ceux utilisant la méthode de mise en forme.

3.1.1 Comparateur sur seuil

Le moyen le plus simple pour marquer l'arrivée d'un évènement est d'utiliser un comparateur qui se déclenche lorsque le signal dépasse un certain seuil. Ce type de détecteur est souvent employé conjointement avec les *SPAD* étant donné que ces dernières fournissent un signal assez stable en amplitude ainsi qu'en temps de montée. Toutefois, l'emploi des comparateurs sur seuil ne se limite pas exclusivement aux applications utilisant les *SPAD*, mais inclut également les *PMT*. Cependant, dans ce cas-ci, des considérations particulières doivent être prises en compte lors de la conception de tels comparateurs notamment, la dispersion du délai de propagation (*i.e.*, temps de réponse), la tension de décalage (« *offset* ») à son entrée (particulièrement dans les applications multicanales) et l'immunité face au bruit. La dispersion du délai de propagation dans un comparateur est principalement liée à son produit gain-bande passante fini, à l'*overdrive/underdrive* et au temps de montée du signal à son entrée [Ruotsalainen *et al.*, 1997; Turko *et al.*, 1990; Allen et Holberg, 2002]. La Figure 3-1-a illustre le cas où deux signaux de pentes différentes croisent le seuil du comparateur au même instant. Idéalement, le comparateur se déclenche après un certain délai fixe du moment de croisement des deux signaux par le seuil. Toutefois, en raison de son produit gain-bande passante fini, le temps de réponse du comparateur varie en fonction de la pente du signal à son entrée.

La mise en cascade d'étages d'amplification permet d'augmenter le produit gain-bande passante et par conséquent de réduire la dispersion du délai de propagation [Nissinen et Kostamovaara, 2004]. Par ailleurs, un diviseur de tension peut être employé pour réduire l'effet de la dispersion en ajustant l'amplitude en temps réel et par suite la pente du signal à l'entrée du comparateur [Jochmann, 1997]. Un autre facteur qui limite sensiblement la résolution du comparateur est le bruit du signal à son entrée. L'incertitude temporelle de la détection (gigue temporelle

communément appelé « *jitter* ») dans ce cas est donnée par $\sigma_{temps} = \sigma_s / (dv/dt)$, où σ_s représente le bruit en tension du signal à l'entrée du comparateur et dv/dt sa pente au moment du passage par le seuil (Figure 3-1-b). Notons que plus la pente du signal est prononcée aux alentours du seuil, meilleure sera la résolution [Spanoudaki *et al.*, 2004]. Par ailleurs, un recours à des architectures différentielles est également envisageable pour augmenter la pente du signal et par suite la précision de la détection [Chen *et al.*, 2003].

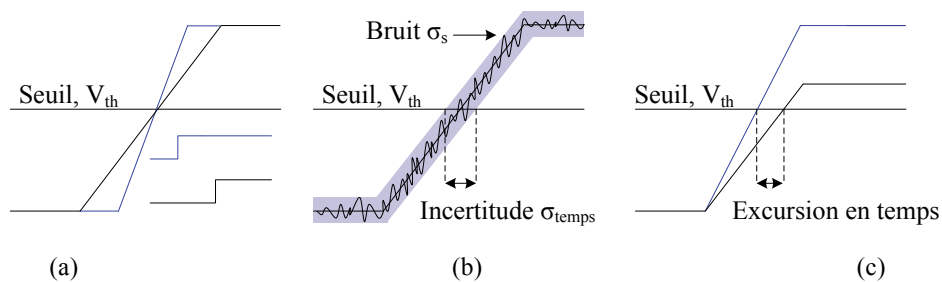


Figure 3-1 : Comparateur sur seuil (a) effet de la pente du signal (b) incertitude de la mesure due au bruit (c) effet de la variation d'amplitude sur le marquage d'évènements.

3.1.2 Méthode de mise en forme

L'inconvénient majeur du comparateur sur seuil réside du fait qu'il est très sensible aux variations d'amplitude et du temps de montée du signal à son entrée. Tel qu'évoqué au chapitre précédent, le signal à la sortie d'un photodétecteur et particulièrement les *PMT* varie considérablement en amplitude et en temps de montée. La Figure 3-1-c montre l'effet de la variation d'amplitude sur le déclenchement d'un comparateur sur seuil pour deux évènements produits au même moment. Le signal ayant une plus grande amplitude atteint le seuil plus rapidement et engendre une excursion en temps (*time walk*).

La technique de mise en forme du signal à l'entrée du comparateur peut palier au problème lié aux variations de l'amplitude ainsi qu'au temps de montée du signal. Généralement, cette technique apprête le signal unipolaire en provenance du photodétecteur de façon à créer un signal bipolaire dont le passage à zéro (niveau DC du signal) est insensible aux variations évoquées. Pour éviter tout risque de déclenchement dû au bruit, un second comparateur sur seuil est souvent intégré dans ces architectures afin de (dés)armer le marquage au passage par zéro (Figure 3-2) dépendamment de l'amplitude du signal. Plusieurs configurations ont été proposées permettant la mise en forme du signal, notamment par l'emploi d'un simple filtre dérivateur *RC* à l'entrée du

comparateur [Jochmann, 1998]. Le passage à zéro du signal bipolaire ainsi créé se situe au niveau du pic du signal unipolaire ($dV_{in}/dt = 0$).

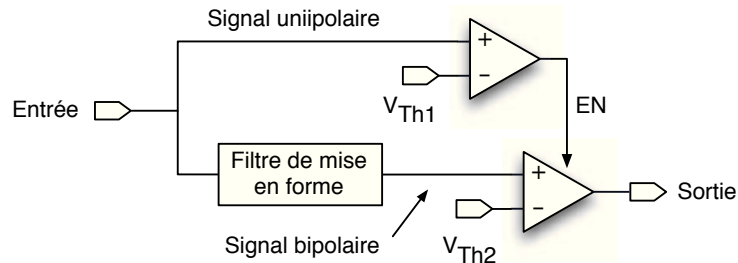


Figure 3-2 : Schéma bloc d'un discriminateur utilisant la méthode de mise en forme.

Cette méthode présente l'avantage d'être insensible aux variations d'amplitude, facilement intégrable dans un procédé *CMOS* standard et de consommer relativement peu de surface sur silicium. Elle est donc bien adaptée pour les applications multicanales. Cependant, l'inconvénient majeur de cette approche réside dans le fait que la forme ainsi que l'*underdrive* du signal bipolaire au niveau du passage par zéro dépend du front descendant du signal unipolaire. De plus, bien souvent le front descendant du signal unipolaire en provenance du photodétecteur est relativement long par rapport au front montant ce qui réduit la pente et l'*underdrive* du signal bipolaire au passage par zéro [Simpson *et al.*, 1994]. Par ailleurs, cette approche présente l'inconvénient d'être sensible aux variations du temps de montée du signal à l'entrée du comparateur. Toutefois, en retranchant une fraction (20 à 30%) du signal unipolaire du signal filtré, le signal résultant devient insensible à ces variations [Nowlin, 1992]. Les *CFD*, largement utilisés en spectroscopie nucléaire, présentent une alternative pour la détection de tels signaux. Cette approche permet l'obtention d'un signal bipolaire en faisant la soustraction d'une version retardée dans le temps du signal unipolaire par une fraction de ce dernier (Figure 3-3). Le choix du délai ainsi que de la fraction est très déterminant pour la minimisation de l'excursion en temps et l'incertitude temporelle de détections induites par le bruit électronique [Vallerga, J. and McPhate, J., 2000]. Selon le délai appliqué, le *CFD* peut être compensé uniquement en amplitude (*TCF* - «*true constant fraction*») ou également en amplitude et en temps de montée (mode *ARC* - «*amplitude and rise time compensated*») pour lequel l'incertitude au niveau de la détection est plus prononcée [Paulus, 1985].

L'efficacité du *CFD* dépend fortement de la nature de l'élément de retard employé. Les lignes de retard externes présentent de bonnes performances en *timing*, cependant leur intégration reste très

difficile dans les applications multicanales et notamment dans un procédé CMOS [Jackson *et al.*, 1997]. Plusieurs approches basées sur l'emploi de filtres pour créer le délai ont par ailleurs prouvé leur efficacité [Binkley, 1994]. Toutefois, l'ordre du filtre doit être assez important pour de ne pas dégrader la pente du signal au niveau du passage à zéro. À ce sujet, un filtre semi gaussien de 5^{ième} ordre a été conçu pour des expériences en TEP. Ce filtre présente une dégradation de 11% au niveau de la gigue temporelle comparée à un *CFD* utilisant une ligne de retard externe et 80 ps en temps d'excursion pour une plage dynamique de 1:3.7 [Binkley *et al.*, 2002].

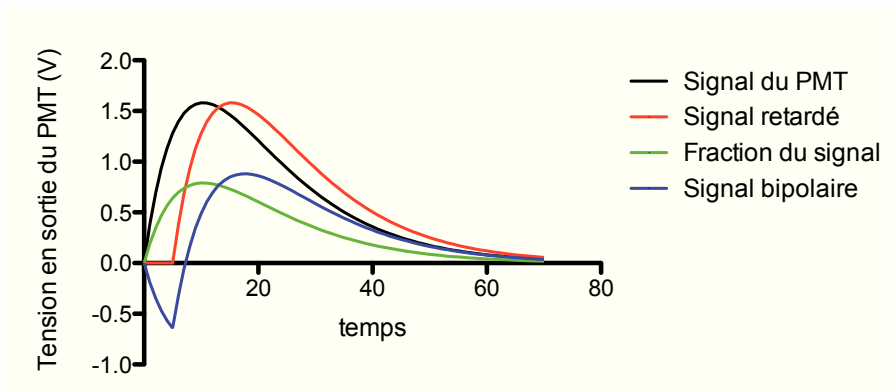


Figure 3-3 : Mise en forme du signal dans un discriminateur à fraction constante.

D'autres topologies permettant de retarder le signal en provenance du photodétecteur ont été également proposées. Un délai de 1.1 ns a été obtenu par l'emploi d'un réseau de filtres *RC* distribués (*distributed RC delay line*) créé par la superposition de deux traces de polysilicium en serpent ($96 \times 69.6 \text{ um}^2$). Cette configuration présente de meilleures performances en terme de dégradation de la pente du signal au niveau du point de déclenchement (15%) par rapport à un filtre *RC* pour le même délai ajouté [Simpson *et al.*, 1996]. Enfin, un étage en configuration source commune (*source follower*) a été également employé comme élément de retard couplé à un détecteur *MCP* [Manfredi *et al.*, 2001].

3.1.3 Tension de décalage du comparateur

La technique de mise en forme permet d'avoir un point fixe au niveau du signal à l'entrée du comparateur qui est insensible aux variations d'amplitude et de temps de montée. Toutefois, en raison de la tension de décalage à l'entrée du comparateur, celui-ci peut se déclencher en dessous ou au dessus du point de basculement engendrant ainsi une excursion en temps. Pour une

application à un seul canal, la tension de décalage peut être corrigée en ajustant simplement la tension de seuil du comparateur. Cependant, pour des applications multicanales et en raison de la nature aléatoire de la tension de décalage, cette approche devient inappropriée. Toutefois, la tension de décalage du comparateur peut être minimisée par un dimensionnement approprié et un appariement (*matching*) judicieux de ses composants d'entrée afin de balancer leurs tensions de seuil et courants de drain [Pratte *et al.*, 2007]. Pour un transistor *MOS*, l'irrégularité (*mismatch*) de la tension de seuil, $\sigma_{\Delta V}$, s'exprime par :

$$\sigma_{\Delta V} = \frac{A_{VT}}{\sqrt{WL}}, \quad (3-1)$$

où A_{VT} représente le coefficient d'irrégularité de la tension de seuil (constante pour une technologie donnée); W et L sont respectivement la largeur et longueur de grille du transistor [Kinget, 2005]. Enfin, pour de meilleures performances, un circuit d'autocorrection permettant d'annuler la tension de décalage du comparateur peut être employé [Swann *et al.*, 2003].

3.2 Convertisseurs temps-numérique

La mesure du temps de vol des photons à travers le milieu sous investigation représente l'information la plus pertinente et fondamentale en TOD-DT basée sur le comptage de photons uniques. Chaque fois qu'un photon traverse l'échantillon, le système de détection formé par les discriminateurs génère deux impulsions logiques *START* et *STOP* définissant le temps de propagation du photon dans le milieu sous investigation. Ce dernier est par la suite mesuré et converti en un mot binaire via le *TDC*. La résolution totale de l'électronique frontale d'un TOD-DT est la somme quadratique des incertitudes des différents sous-blocs. Ainsi, pour de meilleures performances, la résolution du *TDC* doit être assez élevée pour éviter la dégradation de la résolution totale du tomographe.

Les *TDC* trouvent leurs applications dans plusieurs domaines, notamment en physique nucléaire (particulièrement dans les scanners TEP), équipements de tests de circuits intégrés (mesures de *gigue temporelle*), capteurs de température, militaire (*laser ranging*), ou dans les boucles à verrouillage de phase (*PLL* - «*phase locked loop*») entièrement numériques [Tisa *et al.*, 2003]. Habituellement, les *TDC* se répartissent selon trois principales classes. Les *TDC* à résolution grossière, généralement employés pour la mesure de grands intervalles de temps, les *TDC* à

résolution fine, souvent employés pour la mesure de courts intervalles et les *TDC* interpolés combinant les deux techniques [Kalisz, 2004].

Les paramètres les plus importants caractérisant un *TDC* sont :

- le pas de quantification, ou bit de poids faible (*LSB* - «*least significant bit*») qui traduit la résolution du *TDC*,
- la précision, exprimée par l'écart-type (σ) en termes de *LSB*,
- les non linéarités : différentielles (*DNL* - «*differential non-linearity*») et intégrales (*INL* - «*integral nonlinearity*»), exprimées également en *LSB*
- la plage dynamique de mesure,
- le temps mort : temps nécessaire entre deux mesures successives,
- la consommation d'énergie.

Plusieurs architectures de *TDC* ont été proposées par le passé. La plus conventionnelle consiste à convertir l'intervalle de temps en une tension qui lui est proportionnelle et de la numériser par la suite via un convertisseur analogique-numérique (*CAN*) [Kanoun *et al.*, 2008]. Cependant, cette approche fut progressivement remplacée par des techniques de mesures entièrement numériques en raison de la faible plage dynamique en tension offerte par les nouvelles technologies de fabrication de circuits intégrés submicroniques. L'approche numérique de base consiste à utiliser une chaîne de cellules à délai dans laquelle se propage le signal de déclenchement *START*. Des bascules *D* ou des arbitres (comparateurs de temps) connectés à la sortie de chaque cellule permettent de déterminer la position du signal *START* au moment de l'arrivée du signal *STOP*. Le nombre de cellules à délai parcourues traduit le temps séparant les impulsions *START* et *STOP*. D'autres architectures plus complexes seront abordées plus loin. Toutefois, pour commencer, une revue des principales notions théoriques relatives à la conversion temps-numérique est de mise.

3.3 Caractéristiques des TDC

Cette section présente les principaux aspects théoriques régissant le fonctionnement d'un *TDC*. Elle permet de mettre en lumière des notions de base décrivant les caractéristiques d'un *TDC* tels que sa caractéristique d'entrée-sortie, l'erreur de quantification et l'erreur de gain. Elle permettra également de pointer les sources d'imperfections qui peuvent altérer ses performances telles que

les variations du procédé de fabrication (principale cause des non-linéarités) et le bruit de quantification qui affecte sa précision.

3.3.1 Erreur et bruit de quantification

L'erreur de quantification est une erreur inhérente à tout convertisseur quantifiant un signal analogique en un signal numérique, (Figure 3-4).

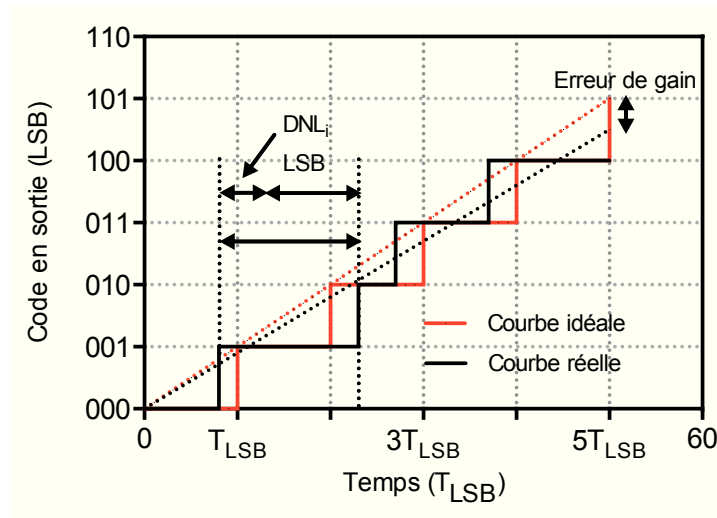


Figure 3-4 : Caractéristique d'entrée-sortie d'un TDC.

Pour un *TDC* idéal, la sortie est reliée à l'entrée par la relation :

$$T_{in} = nT_{LSB} + \varepsilon \quad \text{avec} \quad -\frac{T_{LSB}}{2} \leq \varepsilon \leq \frac{T_{LSB}}{2}, \quad (3-2)$$

où T_{in} , n , T_{LSB} et ε représentent respectivement, l'intervalle de temps en entrée, un entier (représentant le résultat de quantification), la résolution du *TDC* et l'erreur de quantification.

Le bruit de quantification, en supposant que l'erreur de quantification est une variable uniforme, est alors donné par :

$$\sigma_{LSB}^2 = \langle \varepsilon^2 \rangle = \frac{1}{T_{LSB}} \int_{-\frac{T_{LSB}}{2}}^{\frac{T_{LSB}}{2}} \varepsilon^2 d\varepsilon = \frac{T_{LSB}^2}{12}. \quad (3-3)$$

Il s'ensuit que le rapport signal/bruit (S/B) idéal (ne prenant en considération que le bruit de quantification) d'un TDC évalué pour une entrée sinusoïdale couvrant sa plage dynamique ($T_{in}(t) = 2^n T_{LSB} \sin(2\pi ft)$) s'exprime :

$$\frac{S}{B} = 20 \log \left(\frac{T_{in_{rms}}}{\text{Bruit}_{rms}} \right) = 20 \log \left(\frac{\frac{2^n T_{LSB}}{2\sqrt{2}}}{\sqrt{\frac{T_{LSB}^2}{12}}} \right) = (6,02n + 1,76) \text{ dB}, \quad (3-4)$$

où n représente le nombre de bits du TDC .

3.3.2 Erreur de décalage et de gain

L'erreur de décalage (ou d'« offset ») représente l'intervalle de temps vu à l'entrée du TDC pour une entrée nulle. Celle-ci est principalement introduite par un écart en longueur entre les traces du $START$ et $STOP$ (que ce soit au niveau du PCB ou du circuit intégré) et/ou d'une discordance sur les bascules apprêtant les signaux à l'entrée du TDC . L'erreur d'offset se traduit par un décalage temporel global de la caractéristique entrée-sortie du TDC . En négligeant les effets des non-linéarités, l'erreur d'offset se définit comme :

$$E_{Offset} = \frac{W_1 - T_{LSB}}{T_{LSB}}, \quad (3-5)$$

où W_1 représente la largeur du premier palier de la caractéristique d'entrée-sortie du TDC . Cette expression vient du fait que dans le cas où il n'y a pas d'erreur d'offset, la montée de la première marche de la fonction en escalier se trouve à T_{LSB} .

3.3.3 Les non linéarités

Les variations du procédé de fabrication affectent considérablement les performances d'un TDC . Ces variations peuvent être classées selon deux catégories, à savoir, les variations globales (*i.e.*, gaufre à gaufre et puce à puce au sein d'une gaufre) et les variations locales au sein d'une puce (ACV - «*across chip variations*»). Pour un procédé de fabrication donné, chaque gaufre présente des caractéristiques différentes de celles de la gaufre considérée comme «*typique*». Ces variations globales sont pour la plupart systématiques. La surgravure, le temps d'exposition, la quantité totale d'atomes implantés (dose d'implantation), l'épaisseur de la couche d'oxyde de grille (t_{ox})

et le polissage chimique/mécanique sont des exemples de causes engendrant de telles variations. Ces variations sont communes à tous les composants se trouvant sur une gaufre et peuvent être mis en évidence lors de la conception par des simulations dites *corners simulation*. Pour un *TDC*, de telles variations agissent sur la tension de seuil et les capacités de jonctions des transistors formant les éléments du délai. Ceci se traduit par une modification du temps de propagation (t_d) de ces derniers, qui, pour un élément de délai simple (deux inverseurs en cascade), est donné par :

$$t_d = \frac{C_{OX}V_{DD}}{KS(V_{GS}-V_T)^2}, \quad (3-6)$$

où C_{OX} représente la capacité de l'oxyde, V_{DD} la tension d'alimentation, S le rapport W/L d'un transistor, V_T la tension de seuil et K un paramètre caractéristique du transistor. De ce fait, les variations globales du procédé de fabrication peuvent engendrer une modification de la résolution globale du *TDC*. Il convient de noter qu'avec ce type de variations, plus les transistors utilisés sont gros, plus l'impact sur les délais est notable. Cependant, certaines techniques peuvent être employées pour venir à bout de ces contraintes, notamment par l'emploi d'une (*DLL*-«*Delay locked loop*») permettant d'ajuster le temps de propagation de tous les éléments de délais via une tension de contrôle.

Au sein d'une puce, les variations locales, pouvant être systématiques et/ou aléatoires, font en sorte que des composants identiques géométriquement présentent des caractéristiques électriques différentes. Les effets de contraintes par les (*STI* - «*shallow trench isolation stress*»), la position d'un composant par rapport aux bords d'un caisson («*well proximity effect*»), l'orientation du composant, les gradients du procédé et la longueur de diffusion d'un composant (*LOD* - «*length of diffusion*») sont des exemples de variations systématiques pouvant changer les caractéristiques des composants au sein d'une puce. Toutefois, l'effet des variations systématiques locales peut être éliminé ou du moins minimisé par un choix judicieux de placement des composants (même orientation, espacement adéquat par rapport aux bords des caissons, etc) et par l'emploi de certaines techniques de dessins physiques des masques notamment par l'inter-digitation et l'utilisation de structures «*common-centroid*» pour minimiser les effets de gradients du procédé.

Certaines propriétés telles que la rugosité de bord des motifs (*LER* - «*Line edge roughness*»), les variations de l'épaisseur d'oxyde et particulièrement le nombre d'atomes dopants dans un composant agissent de façon aléatoire sur ses caractéristiques et notamment sur sa tension de

seuil [Bol *et al.*, 2009; Mezzomo *et al.*, 2011]. Ces variations locales sont communément connues sous le nom de «*mismatch*». Elles sont inversement proportionnelles à la racine carrée de la surface du composant et peuvent être prédites lors de la phase de conception par des simulations *Monte Carlo* (MC). Pour un *TDC*, ces variations se traduisent par des temps de propagation aléatoires pour les différentes cellules à délai utilisées et par des erreurs d'offset sur les comparateurs de temps. Au niveau de la caractéristique d'entrée-sortie du *TDC*, l'ensemble de ces variations se traduit par des fluctuations des paliers par rapport au palier idéal (T_{LSB}), causant ainsi des non-linéarités (Figure 3-4).

Les non-linéarités différentielles (DNL_i) permettant de décrire l'effet de ces fluctuations et sont définies par rapport au pas idéal, T_{LSB} , selon :

$$DNL_i = \frac{T_{LSB_{i+1}} - T_{LSB_i}}{T_{LSB}} - 1, \quad (3-7)$$

où T_{LSB_i} représente la valeur physique réelle correspondant au code i en sortie du *TDC*.

En contrepartie, les non-linéarités intégrales décrivent l'écart entre la caractéristique entrée-sortie du *TDC* réelle par rapport à une ligne droite caractérisant un comportement idéal et sont définies par :

$$INL_i = \sum_{k=0}^i DNL_k. \quad (3-8)$$

Il est à noter que les non-linéarités différentielles et intégrales peuvent être exprimées par leurs valeurs maximales ou par leurs valeurs efficaces (*rms*).

3.3.4 Performances dynamiques d'un TDC

L'erreur d'offset et de gain ainsi que les non-linéarités différentielles et intégrales permettent d'évaluer les performances statiques d'un *TDC*. Les performances dynamiques, caractérisées par la précision de la mesure et le nombre effectif de bits (*ENOB* - «*Effective number of bits*») permettent de mettre en évidence d'autres sources de perturbations dans un *TDC* notamment le bruit et les distorsions. Dans le domaine temporel, le bruit, particulièrement le bruit de substrat, d'alimentation et le bruit intrinsèque des composants, se traduit par une gigue temporelle. Souvent exprimée en secondes *rms*, la gigue temporelle permet de décrire les variations aléatoires

du temps de propagation d'une cellule numérique stimulée par une référence non bruitée. Pour un inverseur, celle-ci se définit par :

$$\sigma_{t_d} = \frac{\sigma_v}{dv/dt|_b}, \quad (3-9)$$

où, σ_v , représente le bruit en tension ramené à l'entrée de l'inverseur et dv/dt la pente du signal d'entrée au moment de basculement de l'inverseur [Flynn et Lidholm, 1992].

Pour un *TDC*, la gigue temporelle fait en sorte que, d'une mesure à une autre, le temps de propagation des cellules à délai varie de façon aléatoire. Ainsi, pour une mesure répétitive d'un intervalle de temps fixe, le code à la sortie du *TDC* oscillera aux alentours du code escompté. Ceci revient à dire qu'en présence de bruit, le bruit de quantification du *TDC* se voit amplifié.

3.3.5 Bruit de quantification en présence de bruit et de distorsions

Le temps de propagation d'un élément à délai se définit comme le temps séparant l'instant où le signal à son entrée croise la tension de seuil de celui-ci et l'instant où le signal de sortie croise le seuil de l'élément de délai suivant. Pour un inverseur (cellule de base formant un élément de délai), le temps de propagation peut être défini par :

$$t_{d_inv} = \frac{CV_{DD}}{2I_n}, \quad (3-10)$$

où C représente la capacité de charge vue par l'inverseur, V_{DD} sa tension d'alimentation et I_n le courant de charge/décharge.

Le bruit en tension au niveau de la sortie d'un inverseur est donné par :

$$\sigma_{v_{out}}^2 = \langle v_{out}^2 \rangle = \frac{S_i t_{d_inv}}{2C^2} + \frac{k_B T}{C}, \quad (3-11)$$

où S_i représente la densité spectrale de puissance du bruit thermique associé aux porteurs du canal durant la charge/décharge et qui vaut $4k_B T \gamma g_m$ où γ est un coefficient de bruit lié à la technologie et au régime d'opération du transistor et $\frac{k_B T}{C}$ représente le bruit thermique en tension généré par la capacité de charge. On note que T représente la température dans cette expression et ne doit pas être confondu avec un intervalle de temps (qui sera aussi dénoté T ici-bas). En

utilisant les équations (3-9), (3-10) et (3-11), la gigue temporelle d'un inverseur s'exprime comme :

$$\sigma_{t_{d_{inv}}}^2 = \left(\frac{\sigma_{v_{out}}}{dv_{out}/dt} \right)^2 = \frac{\sigma_{v_{out}}^2}{(I_n/C)^2} = \frac{4kT\gamma_n g_m t_{d_{inv}}}{I_n(V_{DD}-V_{tn})} + \frac{k_B T C}{I_n^2}. \quad (3-12)$$

Il en découle que la gigue temporelle d'une cellule à délai formée par deux inverseurs ainsi que la densité de probabilité du délai par rapport à sa valeur nominale sont données par [Abidi, 2006; Henzler, 2010] :

$$\sigma_{t_d}^2 = \sigma_{t_{dn}}^2 + \sigma_{t_{dp}}^2 = \frac{4k_B T g_m (\gamma_n + \gamma_p) t_d}{I_n (V_{DD} - V_{tn})} + \frac{2k_B T C}{I_n^2}, \quad (3-13)$$

$$p_{t_d}(t_d) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{t_d}} \exp\left(-\frac{t_d^2}{\sigma_{t_d}^2}\right). \quad (3-14)$$

Pour un intervalle de temps T à l'entrée du TDC, $T - kT_{LSB} = T'$ (où k représente le code en sortie) décrit sa position dans un pas de quantification. La densité de probabilité conjointe pour que T' soit dans un pas de quantification est donnée par :

$$p_{T',t_d}(T', t_d) = \frac{p_{t_d}(t_d)}{T_{LSB}} = \frac{1}{T_{LSB}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{t_d}} \exp\left(-\frac{t_d^2}{\sigma_{t_d}^2}\right). \quad (3-15)$$

Par conséquent, en présence de bruit (*i.e.*, gigue temporelle), le bruit de quantification est donné par :

$$\sigma_{LSB,jitter}^2 = \langle \varepsilon^2 \rangle = \int_{-\frac{1}{2}T_{LSB}}^{\frac{1}{2}T_{LSB}} \int_{-\infty}^{+\infty} \varepsilon^2(T', t_d) p_{T-kT_{LSB},t_d}(T') dt_d dT' = RCD^2 \sigma_{LSB}^2, \quad (3-16)$$

où RCD représente un coefficient de dégradation de la résolution du TDC exprimé par :

$$RCD^2 = \frac{12}{T_{LSB}^3} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{-\frac{1}{2}T_{LSB}}^{\frac{1}{2}T_{LSB}} (T' - nT_{LSB})^2 \left[\frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{(n+\frac{1}{2})T_{LSB}-T'}{\sqrt{2}\sigma_{t_d}}\right) - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{(n-\frac{1}{2})T_{LSB}-T'}{\sqrt{2}\sigma_{t_d}}\right) \right] dT', \quad (3-17)$$

Par ailleurs, les distorsions de la caractéristique d'entrée-sortie d'un *TDC* engendrées par les *INL* présentent un écart type donné par :

$$\sigma_{LSB,INL}^2 = \frac{\sigma_{INL}^2}{4} T_{LSB}^2 = 3\sigma_{INL}^2 \sigma_{LSB}^2. \quad (3-18)$$

La somme quadratique de l'ensemble des sources perturbatrices comprenant la gigue temporelle ainsi que les distorsions définit le bruit de quantification (réel) lequel est donné par :

$$\sigma_{réel}^2 = \sigma_{LSB}^2 + \sigma_{LSB,INL}^2 + \sigma_{LSB,Jitter}^2 = \sigma_{LSB}^2 (1 + 3\sigma_{LSB,INL}^2 + RCD^2). \quad (3-19)$$

3.3.6 Nombre effectif de bits

Le nombre effectif de bits (*ENOB*) présente un outil de comparaison permettant de fournir le nombre de bits nécessaires pour qu'un *TDC* idéal présente les mêmes performances dynamiques qu'un *TDC* en présence de bruit et de distorsions (réel). Celui-ci se définit comme [*IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-To-Digital Converters 2001*] :

$$\begin{aligned} ENOB &:= n - \log_2 \left(\frac{\sigma_{réel}}{\sigma_{idéal}} \right) = n - \log_2 \left(\frac{\sigma_{LSB} \sqrt{1 + 3\sigma_{LSB,INL}^2 + RCD^2}}{\sigma_{LSB}} \right) \\ &= n - \log_2 \left(\sqrt{1 + 3\sigma_{INL}^2 + RCD^2} \right), \end{aligned} \quad (3-20)$$

où n représente le nombre de bits du *TDC* réel.

Toutefois, il convient de signaler que l'évaluation de l'*ENOB* d'un *TDC* requiert la mesure d'intervalles de temps évoluant sinusoidalement dans le temps et couvrant la plage dynamique de celui-ci, ce qui dans la pratique, s'avère très difficile à réaliser.

3.3.7 Figure de mérite

Par analogie avec les *CAN*, l'*ENOB* permet d'évaluer les figures de mérite (*FOM* - «*Figure of merit*») qualifiant les performances d'un *TDC* en termes de puissance consommée et de surface. Celles-ci s'expriment respectivement par :

$$FOM_P = \frac{\langle P \rangle}{f_{2ENOB}^2}, \quad (3-21)$$

$$FOM_S = \frac{\langle S \rangle}{f_{2ENOB}^2}. \quad (3-22)$$

3.4 Architectures de TDC

Les caractéristiques ainsi que les sources provoquant la dégradation des performances des *TDC* étant présentées, cette section a pour objectif d'exposer un état de l'art des principales architectures proposées de ces derniers ainsi qu'une revue de leur mode d'opération. Pour des fins de clarification, les *TDC* seront classés selon trois catégories; les *TDC* à résolution grossière, à résolution fine et les *TDC* interpolés. Il convient de noter que la plupart des architectures présentées ont été implémentées sous forme de circuits dédiés (*ASIC* - «*Application-specific integrated Circuit*»). Toutefois, certaines d'entre elles peuvent être implantées sur un (*FPGA* - «*Field-programmable gate array*»).

3.4.1 TDC à résolution grossière

La façon la plus commode de mesurer un intervalle de temps se base sur le comptage du nombre de cycles d'une horloge de référence de période T_0 , durant cet intervalle (Figure 3-5-a). Cette méthode offre une résolution grossière de l'ordre de T_0 et une stabilité de mesure assez notable. Par ailleurs, le temps de conversion est très court ce qui procure à cette méthode un taux de mesures assez élevé. Comme le montre la Figure 3-5-b, l'inconvénient majeur de cette technique provient du fait que l'intervalle de temps mesuré, T , est asynchrone par rapport à l'horloge de référence.

Par conséquent, celui-ci peut s'exprimer par une partie intégrale Q et une partie fractionnaire F ($0 \leq F < 1$) selon :

$$T = T_0(Q + F). \quad (3-23)$$

Il se déduit que la précision de la mesure (exprimée par l'écart-type σ) s'écrit :

$$\sigma = T_0\sqrt{F(1 - F)}. \quad (3-24)$$

De ce fait, l'emploi d'une horloge stable et de haute fréquence permet d'améliorer davantage la résolution de cette architecture qui peut atteindre 30 ps en utilisant une horloge supraconductrice à quantum de flux (*SFQ*) à 33 GHz [Kirichenko *et al.*, 2003] et 1 ns de résolution en technologie *CMOS* 0.5 μm via l'utilisation d'une horloge de 1 GHz [Veneziano, 1998]. Cependant, le recours à des oscillateurs de hautes fréquences engendre une surconsommation d'énergie et rend difficile l'usage d'une technologie *CMOS* standard [Boujrad *et al.*, 2001].

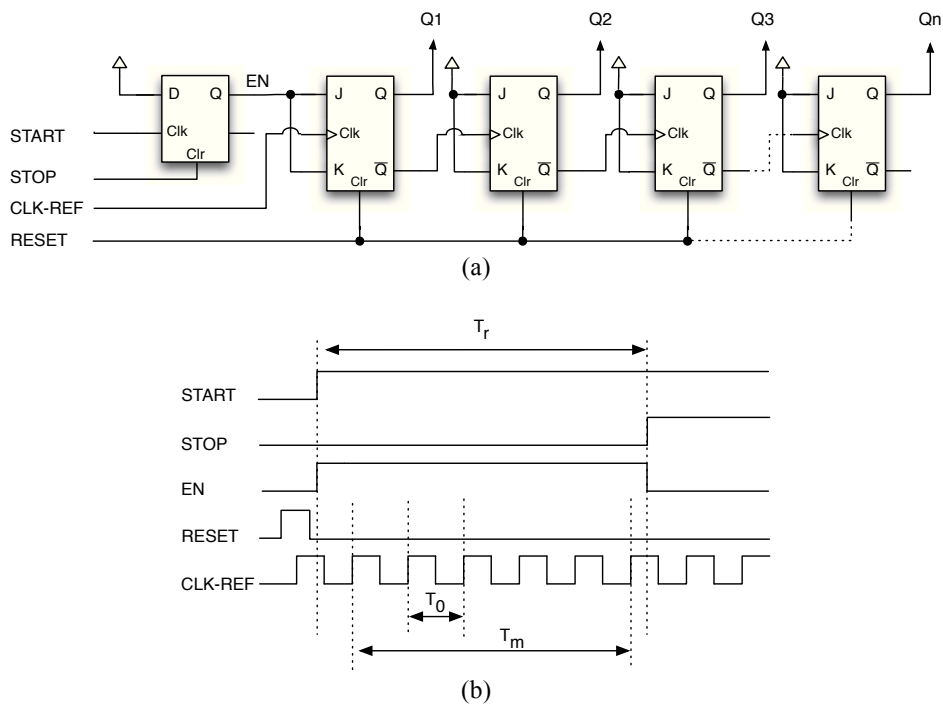


Figure 3-5 : Schéma bloc d'un TDC à résolution grossière (a) et digramme temporel associé (b).

Une autre approche permettant de concevoir un *TDC* à résolution grossière est basée sur l'emploi de lignes à délai numériques. En effet, la propagation d'un signal à travers des cellules à délai peut être employée pour mesurer et numériser un intervalle de temps comme l'illustre la Figure 3-6. Dans de telles structures, l'évènement *START* se propage à travers les cellules à délai (généralement constituées de deux inverseurs logiques) fixant progressivement les entrées *DATA* des bascules. À l'arrivée de l'évènement *STOP*, celui-ci déclenche les bascules qui renvoient, via un encodeur, le nombre de cellules à délai parcourues entre les deux évènements. Pour ce type de structure, la résolution se définit par le temps de propagation d'une cellule à délai unitaire utilisée.

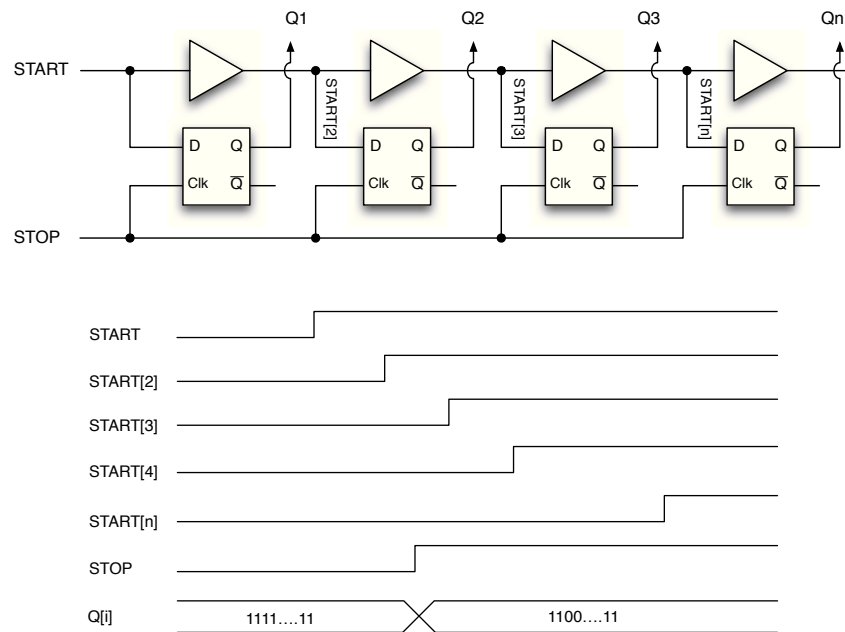


Figure 3-6 : Structure du TDC à ligne de délai et diagramme temporel associé.

3.4.2 TDC à résolution fine

Les *TDC* à résolution fine sont particulièrement employés pour la mesure de courts intervalles de temps. Ceux-ci trouvent leurs applications particulièrement dans les circuits auto-testables, dans les *PLL* et *DLL* entièrement numériques comme les détecteurs de phase ou de délai ainsi que dans les *TDC* interpolés.

On retrouve principalement deux classes de *TDC* à résolution fine dans la littérature. Les *TDC* analogiques (charge, décharge d'une capacité) et les *TDC* numériques principalement constitués de cellules logiques (lignes à délai, bascules, arbitres, etc.)

Cette section introduira les principales structures à résolution fine de *TDC* numériques et analogiques couramment utilisées. Elle couvrira principalement les structures *Vernier*, la méthode par rétrécissement d'impulsion, les amplificateurs de temps ainsi que les *TDC* analogiques, dont notamment les convertisseurs temps-amplitude. (*TAC* – « *Time-to-amplitude converter* »)

Architectures numériques

Comme il a été évoqué précédemment, les structures basées sur les lignes à délai permettent de quantifier les intervalles de temps moyennant une résolution grossière définie par le temps de propagation d'une cellule à délai unitaire utilisée. Ainsi, afin d'améliorer la résolution de telles structures, des cellules à court temps de propagation doivent être employées. Cependant, le temps de propagation minimal d'une porte logique est fixé par la technologie utilisée.

Il convient de noter que les délais susmentionnés représentent les temps de propagation intrinsèques des buffers et ne prennent pas en considération des effets de charges sur ces derniers. De plus, dans l'optique de réduire les non-linéarités, il est souvent recommandé d'employer des transistors à grandes surfaces, ce qui entraîne des grands temps de propagation.

Une des solutions permettant de minimiser le temps de propagation serait d'utiliser un inverseur au lieu d'un buffer vu que celui-ci présente la cellule logique la plus rapide dans un procédé *CMOS* standard. Ainsi, une résolution de l'ordre de 17 à 20 ps est parfaitement concevable en technologie *CMOS*, 90 nm [Staszewski *et al.*, 2006]. L'inconvénient d'une telle structure est l'asymétrie du circuit notamment la disparité des temps de montée et de descente qui engendre davantage de non-linéarités au niveau de la conversion.

Toutefois, d'autres architectures ont été développées permettant de s'affranchir des limitations imposées par la technologie (délai intrinsèque d'une porte logique), parmi lesquelles, la méthode *Vernier* ou *VDL* pour *Vernier delay line* et la méthode par rétrécissement d'impulsion.

La méthode par rétrécissement d'impulsion «*shrinking method*» comme son nom l'indique consiste à contracter périodiquement l'impulsion formant l'intervalle de temps, en se propageant dans une ligne à délai constituée d'inverseurs asymétriques (ayant des temps de montée et de descente différents). L'écart entre le temps de montée et de descente des inverseurs ($T_{HL} - T_{LH}$) fixe la résolution du *TDC* [Chen *et al.*, 2005].

Dans la même philosophie, la méthode *Vernier* (Figure 3-7), se base sur l'utilisation de la différence de temps de propagation entre deux cellules à délais comme pas de quantification ($\tau = T_a - T_b$) ce qui lui procure une excellente résolution.

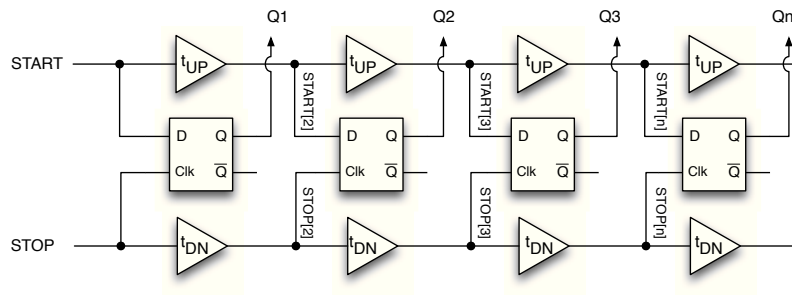


Figure 3-7 : Convertisseur *Vernier*.

La méthode par rétrécissement d'impulsion ainsi que la méthode *Vernier* ont été largement utilisées dans les applications de physique nucléaire [Boujrad *et al.*, 2001] et de tests de circuit intégrés [Tsai et Lee, 2003]. Cependant, il convient de noter que ces méthodes ne sont pas très adaptées pour la mesure de grands intervalles de temps en raison du nombre de bascules et de cellules à délai exigé pour ces fins. De plus, le nombre de cellules à délai mises en série engendre un cumul de non-linéarités (incertitude) en raison des variations du procédé ainsi qu'un temps de conversion assez important. Pour réduire cet effet sans pour autant diminuer la dynamique de mesures, d'autres techniques ont été proposées.

En effet, le fait de disposer les cellules à délai de façon hiérarchique comme le montre la Figure 3-8 permet d'une part de réduire la latence de l'ensemble des éléments de retard et de réduire les non-linéarités du convertisseur [Nose *et al.*, 2006].

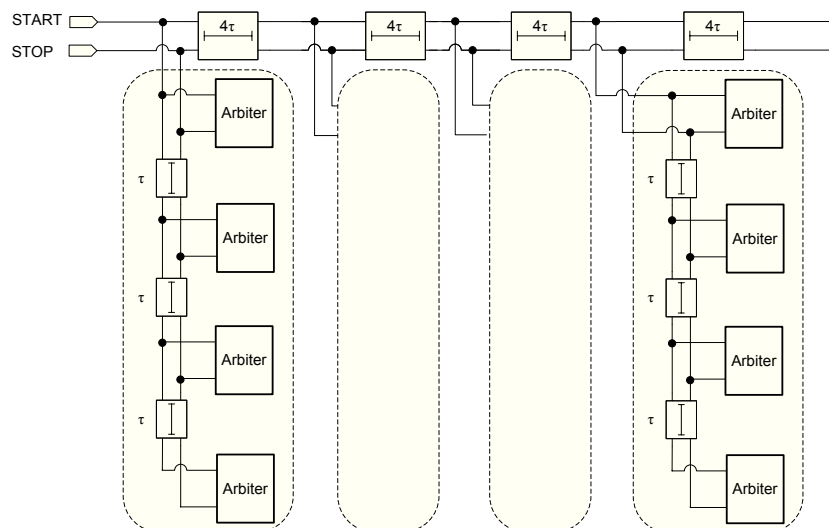


Figure 3-8 : Structure hiérarchique.

Un autre moyen permettant de réduire les effets des non-linéarités est d'utiliser deux niveaux de *VDL* dont un ayant une résolution grossière et un second de résolution fine [Hwang *et al.*, 2004; Li et Chou, 2007; Huang *et al.*, 2007].

Dans ce même contexte, les structures *Vernier* ainsi que la méthode par rétrécissement d'impulsion peuvent être employées de façon cyclique (en anneau) permettant de contourner la mise en série de plusieurs cellules à délai et réduire ainsi l'effet des non linéarités. La méthode *Vernier* en boucle se base sur l'utilisation de deux oscillateurs (généralement des oscillateurs en anneau) de fréquences légèrement différentes [Chan et Roberts, 2004]. Son principe de fonctionnement reste identique à celui de la méthode *Vernier* conventionnelle sauf que dans ce cas, le circuit se réduit à quelques cellules à délai et, par conséquent, l'effet des non-linéarités est considérablement réduit. Toutefois, les deux oscillateurs doivent être assez stables en fréquence. À ce sujet, deux circuits intégrés employant la méthode *Vernier* en boucle ont été réalisés dont un en technologie *CMOS* 0,18 μm présentant une précision de 46 ps [I. Nissinen et Kostamovaara, 2006] et un second en technologie *CMOS* 0,35 μm présentant une précision de 37.5 ps [P. Chen *et al.*, 2007]. Toutefois, la latence de telles structures peut s'avérer assez importante. De ce fait, l'utilisation d'inverseurs comme éléments à délai unitaire dans la chaîne peut considérablement diminuer le temps de conversion de cette structure [Yu *et al.*, 2010b]. Enfin, il importe de noter que pour des mesures de contrôle et de stabilisation du temps de propagation des cellules face aux variations *PVT*, il convient d'intégrer une *DLL* [Dudek *et al.*, 2000], ou une *PLL* pour le cas de *Vernier en boucle* [Arai, 2004]. En effet, en utilisant une *DLL*, l'écart-type au niveau de la $m^{\text{ème}}$ cellule d'une ligne à n délais se réduit à :

$$\sigma_{DLL}(m) = \sigma_C \sqrt{\frac{m(n-m)}{n}}, \quad (3-25)$$

où σ_C représente l'écart-type relatif à une seule cellule à délai et n le nombre total de cellules dans la chaîne [Toifl *et al.*, 1999]. L'écart-type, $\sigma_{DLL}(m)$, atteint son maximum au milieu de la chaîne de délai (*i.e.*, $m = n/2$), d'où un écart-type maximal de :

$$\sigma_{DLL_{max}} = \sigma_{DLL}\left(\frac{n}{2}\right) = \frac{1}{2} \sigma_C \sqrt{n}. \quad (3-26)$$

Par conséquent, l'insertion d'une *DLL* réduit l'écart-type maximal d'une chaîne de cellules à délai par un facteur de deux. Dans la même optique, l'effet d'irrégularité ou d'appariement entre les différentes cellules à délai pourrait être considérablement réduit par l'utilisation de gros transistors vu que cet effet est dû principalement aux variations du procédé de fabrication [Pelgrom *et al.*, 1989].

Il est à noter que certaines des architectures entièrement numériques citées jusqu'à présent peuvent être implantées sur un *FPGA*, tel que les *TDCs* à ligne à délai ainsi que les *Verniers* conventionnels et en boucle [S. S. Junnarkar *et al.*, 2007]. A titre d'exemple, un *Vernier*, peut être réalisé à partir d'une chaîne de *latches* et une chaîne de buffer. L'écart de propagation entre une bascule et un buffer fixe le pas (*i.e.*, la résolution) du *TDC*. Cependant, un des principaux inconvénients d'une réalisation *FPGA* est le placement imprévisible des cellules de délai dans celui-ci, ce qui engendre des non-linéarités (délais inégaux). Par ailleurs, le manque de contrôle actif sur les délais face aux variations *PVT* rend ce type de réalisation instable vis-à-vis ces variations. Toutefois, le placement imprévisible des cellules peut être contourné à raison que les compilateurs et les outils de synthèses évoluent. Cependant, vu la structure d'un *FPGA*, une ligne à délai peut s'étendre sur plusieurs (*LAB* - «*Logic array block*»). De ce fait, lorsque le signal *START* se propage dans une ligne à délai, le passage à travers les frontières des *LAB* introduit des délais assez grands engendrant des non-linéarités. Par ailleurs, le *STOP* peut ne pas déclencher les bascules simultanément au même moment, ce qui influence le résultat de la conversion. Toutefois, il est possible de tirer profit des fluctuations au niveau du temps de propagation des cellules à délai pour améliorer la résolution du *TDC* sur *FPGA*. À cet effet, *Wu*, propose pour son *TDC* dénommé *wave union*, de faire propager dans une chaîne à délais standard un signal (*i.e.*, un motif) ayant trois transitions logiques, une première de 0 à 1, une seconde de 1 à 0 et une troisième de 0 à 1 comme signal de *START* contrairement à un simple front montant [J. Wu et Shi, 2008]. Ceci a pour but de générer plus de transitions au niveau du code en sortie du *TDC* (sorties des comparateurs de timing). En effet, en prenant le cas d'un simple front montant qui se propage dans une chaîne à délai, le code en sortie aura toujours la forme d'un code thermométrique '11...100...0' où le nombre de '1' représente le nombre de cellules parcourues par le front montant du signal *START* avant l'arrivée du signal *STOP*. Un tel code ne peut prendre que *M* valeurs, où *M* représente le nombre total des cellules à délai (*i.e.*, bin). Dans ces conditions, le *LSB* est donné par P/M où *P* représente la plage de mesure totale du *TDC*.

Cependant, dans la mesure où c'est un motif qui se propage avec trois transitions, le code en sortie prendra une autre forme et présentera plus de valeurs (N valeurs) que dans le premier cas. Ainsi, le LSB qui est donnée par P/N , est inférieur à celui d'un TDC employant une chaîne à délai conventionnelle.

D'autres topologies de TDC faisant référence au CAN ont permis récemment d'atteindre des résolutions plus élevées que celles obtenues par les méthodes susmentionnées (des résolutions de l'ordre de quelques picosecondes). En effet, certains CAN emploient une technique dite d'amplification de résidus [Minjae et Abidi, 2008]. Celle-ci consiste à générer un résidu à partir de la soustraction du signal à l'entrée du CAN par une version analogique du signal quantifié. Le résidu formé est alors amplifié puis soumis à une deuxième quantification ce qui se traduit par une amélioration considérable au niveau de la résolution. La mesure d'intervalles de temps peut être améliorée en tirant profit des avancées techniques qu'ont connu les CAN , et particulièrement par la méthode d'amplification de résidus temporels. En effet, un court intervalle de temps (t), une fois amplifié (At), peut être quantifié par un TDC de faible résolution (t_{LSB}) moyennant une résolution de l'ordre de $\frac{t_{LSB}}{A}$ [Abas *et al.*, 2002].

Le circuit d'exclusion mutuelle ($MUTEX$ - «*Mutual exclusion*»), montré à la Figure 3-9, constitue la pièce maîtresse d'un amplificateur de temps ($TAMP$ - «*Time amplifier*») numérique. Celui-ci comporte une bascule RS et un filtre de métastabilité qui bloque la sortie de la bascule jusqu'à ce que l'état métastable soit résolu. Lorsque les deux entrées R et S de la bascule passent au niveau logique '1', celle-ci prend un état métastable. La tension initiale, ΔV_0 développée à la sortie de la bascule est proportionnelle au laps de temps, ΔT_{IN} séparant le déclenchement des deux entrées. Cette tension évolue en fonction du temps (Figure 3-10) selon :

$$\Delta V(t) = \Delta V_0 e^{t/\frac{C}{g_m}} = \Delta V_0 e^{t/\tau} \text{ pour } \Delta V_0 = \alpha \Delta T_{IN}, \quad (3-27)$$

où α représente un facteur de proportionnalité, g_m la transconductance de la porte $NAND$ et C la capacité vue à sa sortie.

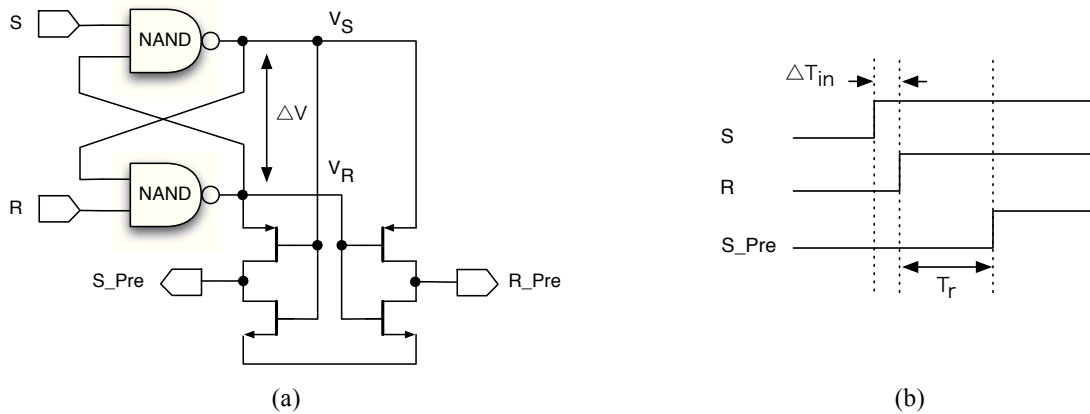


Figure 3-9 : (a) Circuit d'exclusion mutuelle (MUTEX) et son (b) diagramme temporel.

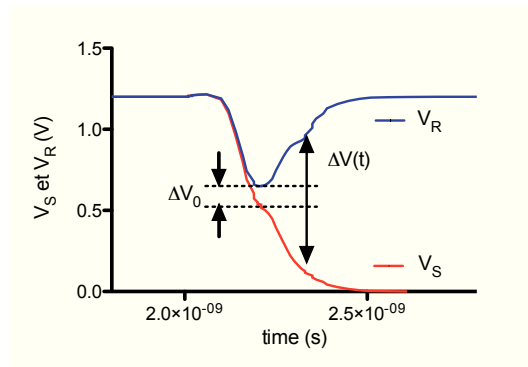


Figure 3-10 : Évolution de la tension à la sortie de la bascule RS.

Le filtre de métastabilité bloque la sortie de la bascule jusqu'à ce que $\Delta V(t)$, qui constitue $V_{gs}(t)$ des PMOS de ce dernier, dépasse la tension de seuil V_T , lequel basculera la sortie du filtre indiquant la fin de l'état métastable. Le temps de rétablissement de la bascule défini par T_r est lié au laps de temps ΔT_{IN} séparant les deux entrées par une fonction logarithmique symétrique selon (Figure 3-9-b) :

$$T_r = \tau \{ \log(V_T) - \log(|\alpha \Delta T_{IN}|) \}. \quad (3-28)$$

Cependant, en intégrant un retard T_{OFF} sur l'une des entrées de la bascule, la courbe caractéristique du temps de rétablissement se décale à gauche ou à droite selon l'entrée retardée. De ce fait, en utilisant deux *MUTEX* dont les entrées sont retardées comme l'illustre la Figure 3-11, la sortie du système, ΔT_{OUT} , qui représente l'intervalle de temps (*IT*) entre les deux sorties de ces deux derniers prendra la forme :

$$\Delta T_{OUT} = T_{r_1} - T_{r_2} = \tau \{ \log(T_{OFF} + \Delta T_{IN}) - \log(T_{OFF} - \Delta T_{IN}) \}. \quad (3-29)$$

Ainsi, pour $\Delta T_{IN} \ll T_{OFF}$, l'équation (3-29) se réduit à :

$$\Delta T_{OUT} = 2 \frac{c}{g_m T_{OFF}} \Delta T_{IN} = A_T \Delta T_{IN}. \quad (3-30)$$

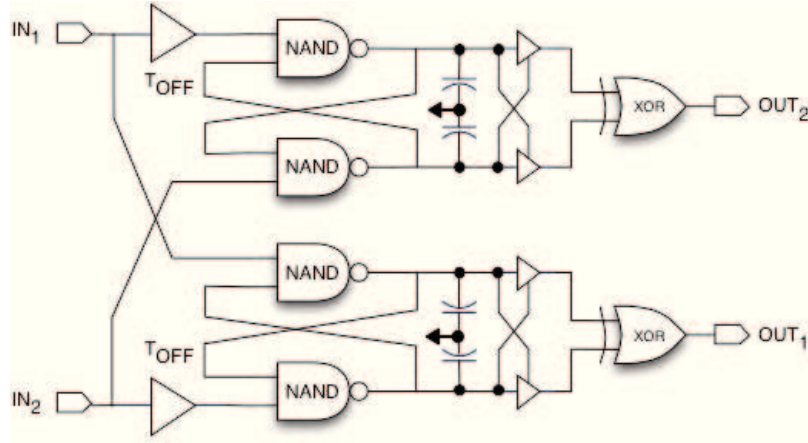


Figure 3-11 : Amplificateur de temps (TAMP).

À noter que le retard T_{OFF} introduit est inversement proportionnel au gain du *TAMP*. Cependant, plus ce dernier est grand, plus la zone linéaire de fonctionnement du *TAMP* est importante [Minjae et Abidi, 2008]. Il importe de mentionner, par ailleurs, que la plage linéaire d'amplification est généralement de quelques dizaines de picosecondes.

Une autre approche permettant d'amplifier un intervalle de temps a été également proposée [Oulmane et Roberts, 2005]. Celle-ci repose sur le principe de transfert de charge dans une paire différentielle. Les caractéristiques de cette architecture découlent de l'étude du comportement transitoire de la paire différentielle présentée à la Figure 3-12. Les transistors *M1* et *M2* sont dimensionnés de sorte qu'ils peuvent faire passer tout le courant de polarisation (et éventuellement un courant de décharge).

À l'état initial, tout le courant de polarisation passe à travers le transistor *M2* qui est en régime triode vu la haute impédance connectée à son drain. Par ailleurs, la tension au niveau du drain de *M1* est initialement à V_{DD} . À l'arrivée d'un front montant sur la grille de *M1*, celui-ci devient subitement conducteur. Par conséquent, un courant de décharge circule à travers *M1* qui charge en partie la capacité parasite de la source de courant, et par la suite fait monter la tension aux

bornes de celle-ci. Ainsi, le transistor $M2$ devient passant dans le sens opposé (courant de la source au drain) et chemine le courant vers C_2 . Ceci se traduit par une élévation abrupte de la tension au niveau du drain de $M2$ dû à la quantité de charge transmise suivi d'une relaxation gouvernée par la tension de référence, V_{REF} , appliquée au niveau de la grille de $M2$.

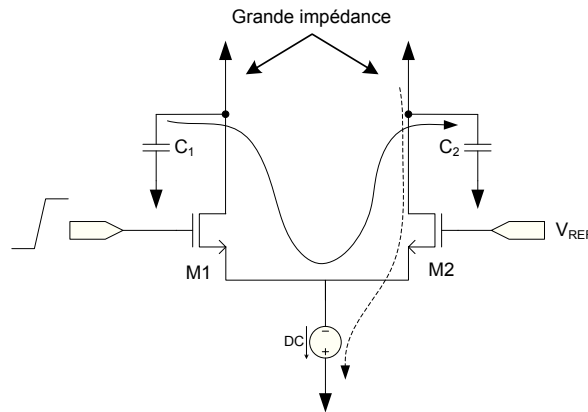


Figure 3-12 : Transfert de charge dans une paire différentielle.

Le comportement transitoire de la paire différentielle permet d'introduire le fonctionnement du $TAMP$ analogique présenté à la Figure 3-13. À l'arrivée d'un front montant sur la grille de $M1$, une impulsion de courant de décharge est transmise du drain de $M1$ vers celui de $M2$. La tension au niveau du drain de $M2$ croît brusquement selon la charge transmise puis se relaxe lentement selon la tension de sa grille qui dépend du moment d'arrivée du second front montant sur $M3$. Cependant, à l'arrivée du second front montant sur la grille de $M3$, une deuxième impulsion de courant de décharge, moins importante que la précédente, est transmise de $M3$ vers $M4$. Ceci revient au fait que la tension au niveau du drain de $M1$, subséquemment la tension de grille de $M4$, s'est diminuée durant l'intervalle de temps séparent les deux fronts montants, ΔT_{IN} .

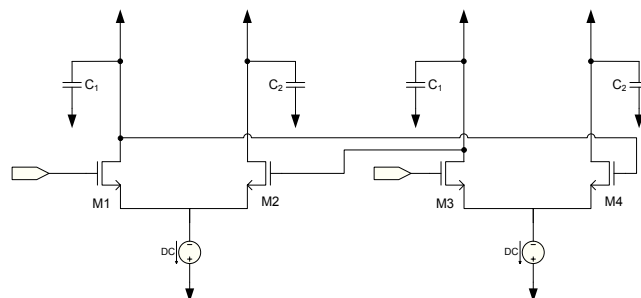


Figure 3-13 : Amplificateur de temps analogique.

La Figure 3-14, illustre l'évolution de la tension au niveau du drain de chaque transistor, $M1-M4$, en fonction du temps.

Les instants séparant l'inversion de phase de chaque paire différentielle constituent la réponse, ΔT_{OUT} , du $TAMP$. Celle-ci est donnée par :

$$\Delta T_{OUT} = \frac{\tau \Delta V}{V_{DD} - V_{TH}}, \quad (3-31)$$

où τ et ΔV , représentent respectivement, la constante de temps associée à la charge de la paire différentielle et la différence de tension entre V_{D4} et V_{D2} avant la relaxation.

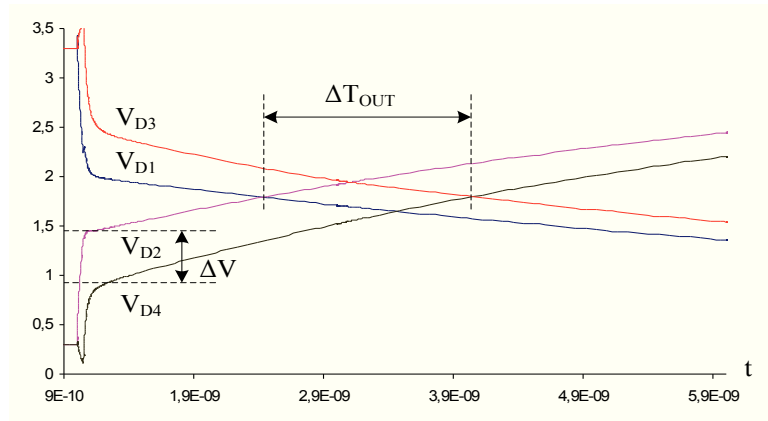


Figure 3-14 : Réponse temporelle de l'amplificateur de temps (simulée).

ΔV est approximée par :

$$\Delta V = \frac{g I_{DD}}{C_1} \Delta T_{IN}, \quad (3-32)$$

où I_{DD} représente le courant de saturation des transistors pour un V_{GS} égal à la tension d'alimentation V_{DD} et g un paramètre qui peut être caractérisé en fonction des dimensions des transistors et de la capacité C_2 [Oulmane et Roberts, 2005].

Ainsi, le gain du $TAMP$ est donné par :

$$A_T = \frac{\tau g I_{DD}}{C_1 (V_{DD} - V_{TH})}. \quad (3-33)$$

Cependant, la plage dynamique de fonctionnement linéaire de ce *TAMP* se résume à quelques picosecondes ce qui limite l'utilisation de cette architecture à la mesure de très courts *IT*.

Architectures analogiques

Les premiers *TDC* à résolution fine se basaient principalement sur une technique de conversion analogique. Ces *TDC* sont principalement basés sur des convertisseurs temps-amplitude suivis d'un *CAN*. Le convertisseur temps-amplitude, communément appelé (*TAC* - «*Time to amplitude converter*»), a été largement employé dans les applications de physique nucléaire, principalement dans les tomographes TEP [Simpson *et al.*, 1997; Bassini *et al.*, 1998]. Celui-ci convertit l'intervalle de temps en une tension (amplitude) qui lui est proportionnelle via le (dé)chargement d'une capacité par un courant constant [Kanoun *et al.*, 2008]. La Figure 3-15-a montre un schéma bloc d'un circuit *TAC* conventionnel constitué d'une capacité, d'un buffer et d'une source de courant. À l'arrivée de l'évènement *START*, le commutateur T_{STR} s'ouvre favorisant le chargement de la capacité C par le courant I_p . Ainsi, la tension aux bornes de la capacité croît linéairement jusqu'à l'arrivée de l'évènement *STOP* qui chemine le courant hors de la capacité via le commutateur T_{STP} mettant fin au chargement. Par conséquent, la tension obtenue aux bornes de la capacité est proportionnelle au temps séparant les deux évènements selon :

$$V_{OUT} = \frac{I_p}{C} (T_{START} - T_{STOP}). \quad (3-34)$$

Cette tension est par la suite convertie en un mot binaire via un *CAN*. La résolution ainsi que le temps mort de cette architecture sont donc liés essentiellement aux caractéristiques du *CAN* employé (fréquence d'échantillonnage et résolution).

Un des principaux inconvénients de cette structure réside dans la non-linéarité de la conversion pour les très courts intervalles de temps. En effet, en présence d'un intervalle de temps court, les deux commutateurs tendent à basculer simultanément causant ainsi une instabilité au niveau du courant de charge. Intercaler un signal intermédiaire au *START* et *STOP*, permet, via l'utilisation de deux *TAC* (*i.e.*, deux mesures), d'éviter ce problème [Tanaka *et al.*, 1991]. Cependant, cette solution requiert une grande surface en silicium et dépend fortement de l'appariement entre les deux *TAC*. La version commerciale *ORTEC* (Figure 3-15-b) intègre une ligne de délai à l'entrée *START* permettant ainsi, via l'utilisation d'un seul *TAC*, de contourner l'effet de non linéarité pour les courts intervalles de temps [Rochelle et Simpson, 1992]. Toutefois, les *TAC* demeurent

très vulnérables face aux variations *PVT* ce qui limite leur stabilité [Xie *et al.*, 2004]. De plus, le recours aux *CAN* augmente la consommation en énergie du circuit et requiert une surface en silicium assez importante [Swann *et al.*, 2004]. Les structures *TAC* à double pentes viennent à bout des contraintes liées aux variations *PVT* et à l'emploi de *CAN* [Raisanen-Ruotsalainen *et al.*, 2000].

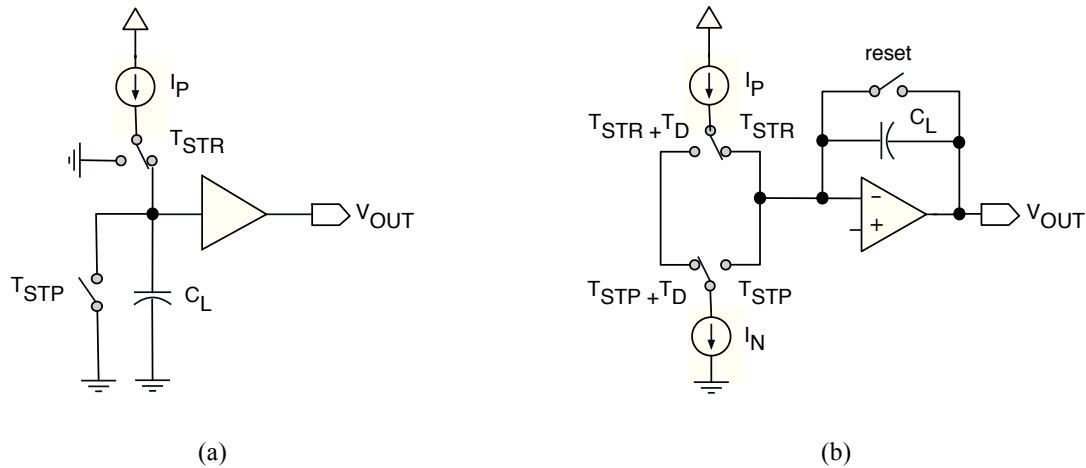


Figure 3-15 : Schéma bloc d'un TAC (a) conventionnel (b) version Ortec.

En effet, ces structures mettent en œuvre deux *TAC* à pentes différentes (lente et rapide) comme l'illustre la Figure 3-16 afin d'élargir l'*IT* en question d'un facteur *K* selon :

$$T_{OUT} = KT_{IN} = \frac{I_1 C_2}{I_2 C_1} T_{IN}. \quad (3-35)$$

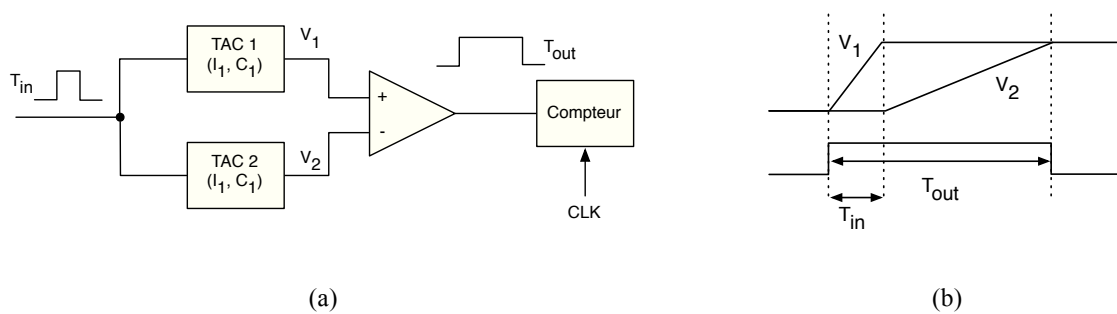


Figure 3-16 : Structure d'un TAC à double pentes et digramme temporel.

Il importe de noter que le facteur *K* ne dépend que du rapport des courants et des capacités du circuit ce qui procure à cette architecture une immunité accrue face aux variations *PVT*. Par ailleurs, cette structure ne requiert pas de *CAN* puisque la conversion se fait via un compteur. Un circuit intégré *CMOS*, bénéficiant de cette structure, présente une résolution de 50 ps *rms* avec

une dérive en température et en tension de 0.12 ps/°C et 3.8 ps/V [P. Chen *et al.*, 2006]. Néanmoins, le temps de conversion d'une telle structure est assez grand, limitant ainsi son utilisation à des applications à faibles taux de répétition.

Enfin, il est à noter qu'une architecture principalement dédiée pour les circuits auto-testables propose de remplacer le *CAN* par un oscillateur contrôlé en tension (*VCO* - «*Voltage controlled oscillator*») afin de convertir la tension du *TAC* en fréquence. Un compteur compte le nombre de cycles d'horloge en provenance du *VCO* pendant un temps fixe ce qui permet de déterminer la fréquence de celui-ci et par conséquent la tension à la sortie du *TAC* [Hsu et Su, 2008].

3.4.3 Interpolation

Comme il a été évoqué précédemment, les *TDC* à résolution fine ne permettent de mesurer que de courts intervalles de temps (de quelques centaines de picosecondes à quelques nanosecondes). Cependant, certaines applications requièrent des mesures de grands intervalles de temps avec une résolution accrue. Les *TDC* à résolution grossière (basés sur des compteurs) permettent d'effectuer de telles mesures. Toutefois, la résolution atteignable est faible en raison de l'asynchronisme des événements *START* et *STOP* par rapport à l'horloge de référence utilisée dans ces derniers. Néanmoins, un intervalle de temps peut se décomposer en trois parties dont une synchrone à l'horloge de référence du compteur. Les deux intervalles résiduels peuvent être interpolés par la suite par un ou deux *TDC* à résolution fine. Par conséquent, le résultat de la mesure est une combinaison du nombre de cycles d'horloge et des résidus résolus par les interpolateurs. Le temps de conversion d'une telle structure dépend principalement de l'architecture et de la nature de l'interpolateur. Cette structure bénéficie considérablement de la présence de l'horloge de référence afin d'ajuster et de stabiliser les cellules à délai via l'intégration d'une *DLL*.

Dépendamment de la fréquence de l'horloge de référence utilisée, les intervalles de temps résiduels peuvent s'avérer assez grands par rapport à la plage de mesure de l'interpolateur. Les solutions évoquées dans les sections précédentes peuvent palier à cette contrainte, notamment par l'emploi de *TDC* multi-niveaux. Par ailleurs, les *DLL* multiplicatives, *MDLL*, offrent d'autres issues à ce sujet [Jansson *et al.*, 2006].

Pour résumer, le Tableau 3-1 récapitule les caractéristiques les plus pertinentes des différentes architectures de *TDC* traitées dans ce chapitre.

En termes de résolution, les structures *Vernier* ainsi que les *TAMP* présentent les meilleures performances. Toutefois ces derniers présentent une dynamique de mesure assez faible, qui est de l'ordre de quelques picosecondes à quelques nanosecondes. La structure *Vernier en anneau* permet de mesurer des intervalles de temps plus grands moyennant une grande résolution. Cependant, son instabilité et sa latence limitent son utilisation dans des applications requérant un taux de comptage assez élevé.

Par ailleurs, les *TAC* présentent une résolution ainsi qu'une plage de mesure assez importante. Toutefois, la surface en silicium qu'ils requièrent, le courant statique qu'ils consomment et particulièrement la difficulté de les intégrer dans les nouvelles technologies de fabrication de circuits intégrés ont contribué à leur abandon progressif vis-à-vis des structures complètement numériques. En termes de latence et de plage de mesure, les *TDC* basés sur des lignes à délai s'avèrent les plus appropriés. En effet, leurs temps de réponse sont assez rapides. De plus, ils présentent l'avantage d'être contrôlés en délai via l'utilisation de *DLL* ce qui leur procurent une stabilité accrue face aux variations *PVT*. Toutefois, la résolution atteignable avec ces structures est exclusivement liée à la technologie employée. Concernant les structures hiérarchiques, celles-ci présentent un compromis intéressant entre résolution, plage dynamique de mesure et latence dépendamment des sous-structures et sous-blocs de *TDC* employés.

Tableau 3-1 : Caractéristiques de différentes architectures de TDC.

	<i>Résolution</i>	<i>Dynamique</i>	<i>Consommation</i>	<i>Latence</i>	<i>PVT</i>
<i>TAC</i>	+	+	++	-	--
<i>Vernier</i>	++	-	+	-	++
<i>Hiérarchique</i>	+ à ++	+	+	+	+
<i>Ligne à délais</i>	-	+	+	++	-
<i>Vernier oscillator</i>	++	++	+	-	++
<i>TAMP</i>	+++	--	+	+	+
<i>Rétrécissement</i>	++	-	+	--	++

3.5 Caractérisation des TDC

Cette section introduit les principales méthodes de caractérisation couramment employées permettant d'extraire les informations, telles que les non-linéarités (*INL* et *DNL*), la précision de la mesure ainsi que l'*ENOB* d'un *TDC*.

3.5.1 Extraction des non-linéarités

Les non-linéarités différentielles et intégrales constituent une des principales caractéristiques distinctives d'un *TDC* [Pelka *et al.*, 1996]. Une fois identifiées, celles-ci peuvent être corrigées ou compensées afin d'améliorer la linéarité du *TDC*. Les deux principales méthodes couramment employées permettant d'extraire les non-linéarités sont la méthode statistique (*statistical code density test*) et la méthode par génération de pente. La méthode statistique consiste à mesurer une distribution aléatoire uniforme de N intervalles de temps couvrant la plage dynamique du *TDC* générée via un générateur d'impulsions aléatoires [Song *et al.*, 2006; Lee *et al.*, 2006]. Les résultats de mesures sont rangés dans 2^n classes où n représente le nombre de bits du *TDC* constituant ainsi un histogramme. Idéalement, le contenu de chaque classe n_i est le même pour l'ensemble des classes constituant l'histogramme (*i.e.*, $n_i = n_s = N/2^n$). Cependant, les non linéarités se manifestent par une dispersion non-uniforme de celui-ci. En effet, chaque classe i présente une non linéarité différentielle DNL_i et intégrale INL_i définies par :

$$DNL_i = \frac{n_i - n_s}{n_s}, \quad (3-36)$$

$$INL_i = \sum_{k=0}^i DNL_k, \quad (3-37)$$

Toutefois, il importe de noter que cette méthode ne permet pas d'identifier la non-monotonie du convertisseur. Néanmoins, l'application d'une rampe linéaire de temps à l'entrée du *TDC* permet d'une part d'extraire les non-linéarités et d'autre part, d'identifier d'éventuelles non-monotonies. Cette méthode consiste à mesurer des intervalles de temps incrémentés de façon linéaire pour couvrir la plage dynamique du *TDC*. Bien évidemment, l'incrément choisi doit être bien inférieur à un T_{LSB} . Pour ce faire, un générateur d'impulsion génère deux impulsions (*START* et *STOP*) ayant un léger écart en fréquence permettant un glissement de phase. Le pas d'incrément dans ce cas est donné par :

$$t_{inc} = \frac{1}{f_{STOP}} - \frac{1}{f_{START}}. \quad (3-38)$$

De façon analogue à la méthode statistique, les résultats acquis sont rangés dans un histogramme à partir duquel les non-linéarités peuvent être extraites.

3.5.2 Test dynamique

Le test dynamique permet d'une part d'extraire le rapport signal sur bruit et l'*ENOB* du *TDC* et par conséquent la figure de mérite de celui-ci. Ce test consiste à stimuler le convertisseur par un signal sinusoïdal afin d'évaluer la transformée de Fourier à partir des codes en sortie. Idéalement, le spectre à la sortie présente un seul pic centré à la fréquence du signal stimulant. Cependant, d'autres pics apparaissent à des fréquences multiples du signal stimulant et d'amplitudes moins élevées que celui-ci traduisant les distorsions ainsi que le bruit du convertisseur. Le rapport signal+distorsion sur bruit (*SNDR* - «*Signal-to-noise and distortion ratio*») peut être déterminé à partir de ce spectre et est donnée par :

$$SNDR = 10 \log \left(\frac{P_{Stimulant}}{P_{noise+distorsion}} \right), \quad (3-39)$$

Dans ce cas, l'*ENOB* peut être calculé selon :

$$ENOB := \frac{SNDR-1,76}{6,02}, \quad (3-40)$$

Cependant, il faut noter que ce type de test est expérimentalement difficile à mettre en œuvre pour un *TDC*. En effet, générer une séquence sinusoïdale d'intervalles de temps avec une précision inférieure à la résolution du *TDC* et couvrant la plage dynamique de celui-ci est assez complexe à réaliser à moins d'utiliser des délais électromécaniques contrôlables en tension.

3.5.3 Précision du TDC (single shot measurement)

La précision d'un *TDC*, souvent exprimée en seconde *rms*, décrit la reproductibilité d'une mesure par le *TDC*. En effet, en présence de bruit et pour des mesures répétitives d'un intervalle de temps constant, le code en sortie du *TDC* présentera des variations aléatoires par rapport à la moyenne

comme le montre la Figure 3-17. L'écart-type de ces variations décrit la précision du *TDC*, connue aussi sous le nom de *single-shot precision*.

Bien évidemment, la précision du *TDC* dépendra de la largeur de l'intervalle de temps en question. Dépendamment de la structure du *TDC* (excluant les *TDC* hiérarchiques), plus l'intervalle de temps est petit, meilleure sera la précision.

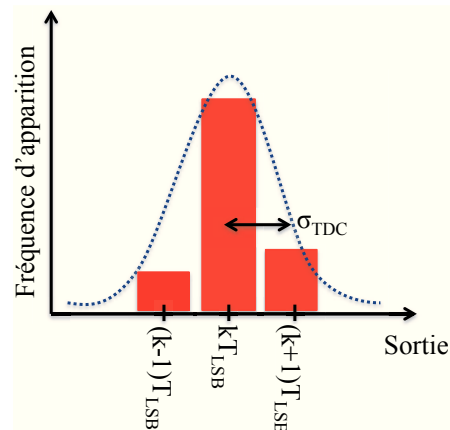


Figure 3-17 : Sortie d'un TDC en présence de bruit et extraction de la précision.

Expérimentalement, pour éviter ou du moins minimiser la contribution en bruit du générateur d'impulsions sur la précision du *TDC*, l'intervalle de temps est souvent constitué par une seule impulsion (*START*) et une version retardée de celle-ci (*STOP*) en utilisant un délai passif (microstrip, câble coaxial, etc). Notons que pour un *TDC* interpolé, il convient d'utiliser un générateur d'impulsion à fréquences aléatoires pour écarter toute cause de synchronisation avec l'horloge de ce dernier [Maatta et Kostamovaara, 1998]. L'ensemble de ces mesures peut être effectué pour différentes températures et tensions d'alimentation afin d'extraire leurs dérives et vérifier la stabilité du *TDC*.

3.6 Conclusion

Le but de ce chapitre a été de présenter certaines alternatives monolithiques permettant l'intégration en technologie *CMOS* standard de toute l'électronique frontale sur une seule puce. L'accent était mis sur les *TDC* qui constituent l'objectif principal du présent projet de recherche. Les aspects théoriques sur la conversion ainsi que les imperfections qui peuvent altérer les performances des *TDC*, notamment les non-linéarités ainsi que le bruit, ont été revus. Par ailleurs,

un état de l'art sur les différentes topologies de *TDC* a été dressé. Certains *TDC* cités présentent l'avantage de fournir des résolutions assez élevées, notamment les *verniers* conventionnels ou en boucle ainsi que les *TDC* utilisant la méthode de rétrécissement d'impulsion et les amplificateurs de temps. Toutefois, leur latence ainsi que la plage dynamique de mesure qu'ils offrent ne conviennent pas pour les applications en TOD-DT. D'autre part, les convertisseurs analogiques tels que les *TAC* présentent certaines caractéristiques assez intéressantes pour la TOD-DT notamment en termes de plage dynamique de mesure et de résolution. Cependant, la faible plage dynamique en tension requise par les nouvelles technologies submicroniques limite l'utilisation des *TAC* qui requièrent une plage de tension assez grande. Par ailleurs, il convient de noter que les non-linéarités engendrées par les *TAC* peuvent être assez importantes vu que celles-ci résultent non seulement des non-linéarités du *CAN* utilisé mais aussi de la non-linéarité de conversion temps-tension de ces derniers. Les *TDC* hiérarchiques présentent un compromis fort intéressant entre résolution, plage de mesure et temps de conversion pour la TOD-DT. Toutefois, ces structures n'ont pas été assez explorées et il convient donc de susciter à leur égard une attention particulière vu les avantages qu'elles peuvent apporter pour les applications en TOD-DT.

Le chapitre suivant introduira le *TDC* conçu dans le cadre de ce projet de recherche. Rappelons qu'un *TDC* dans les applications de TOD-DT devrait répondre à certains critères notamment une plage dynamique de mesure d'une dizaine de nanosecondes pour être en mesure d'enregistrer les déclins de fluorescence, une résolution de l'ordre de quelques picosecondes à quelques dizaines de picosecondes et un temps mort de quelques centaines de nanosecondes moyennant un taux de comptage considérable de l'ordre de 1 MHz pour les applications en tomographie optique diffuse.

CHAPITRE 4 Architecture du *TDC* proposé

Les chapitres précédents ont permis d'introduire la TOD-DT ainsi que l'instrumentation associée. L'électronique *TCSPC* ainsi que les solutions envisageables moyennant une implémentation dans un procédé *CMOS* standard ont été par ailleurs revues au CHAPITRE 1. L'accent a été particulièrement porté sur les *TDC* constituant la pièce maîtresse de l'électronique frontale d'un système de comptage de photons uniques. Plusieurs architectures de *TDC* ainsi que leurs modes de fonctionnement ont été présentés. Le présent chapitre a pour vocation de présenter une solution architecturale de *TDC* apte à répondre aux exigences requises par les applications en TOD-DT. Il convient de rappeler ici les spécifications auxquelles devrait répondre le *TDC* :

- Une résolution de l'ordre de la dizaine de ps (*LSB*) et une précision de ± 0.5 *LSB* de sorte que la résolution globale du scanner soit principalement limitée par les détecteurs,
- Une plage dynamique de mesure de 12,5 ns permettant l'enregistrement des *TPSF*,
- Non-linéarités différentielles ne dépassant pas ± 1 *LSB*,
- Un taux de comptage de l'ordre de 1 MHz,
- Consommation en puissance de l'ordre de quelques dizaines de mW.

4.1 Structure du *TDC*

Les spécifications susmentionnées imposent certaines restrictions quant au choix de la structure du *TDC*. En effet, une résolution d'une dizaine de ps nécessite une architecture de *TDC* à grande résolution, tels que les *Verniers*, les amplificateurs de temps ou bien encore la méthode de rétrécissement d'impulsion. Toutefois, pour une plage de mesure de 12,5 ns, de telles structures requerront plusieurs étages de conversion ce qui entraînera un cumule de gigue temporelles (*i.e.*, détérioration de la précision), davantage de non-linéarités ainsi qu'un temps mort important et par conséquent un faible taux de comptage. Pour leur part, les *TDC* interpolés permettent de mesurer de grands intervalles de temps tout en offrant une résolution notable. Cependant, ces derniers requièrent pour la plupart un ou deux *TDC* à résolution fine couvrant une plage dynamique de mesure du même ordre que la période de l'horloge de référence utilisée pour la résolution

grossière. De ce fait, mesurer un intervalle de 12,5 ns avec un *TDC* interpolé nécessiterait une horloge de référence de haute fréquence (quelques milliers de MHz) ce qui entraînera une surconsommation significative et une gigue temporelle substantielle pouvant compromettre la résolution escomptée. Les architectures hiérarchiques apportent certains avantages par rapport aux méthodes évoquées ci-dessus. En effet, ces dernières permettent d'une part de réduire la latence du circuit (*i.e.*, d'avoir des taux de comptage appréciables) et d'autre part d'avoir une haute résolution temporelle pour des intervalles de temps de l'ordre d'une douzaine de nanosecondes. De ce fait, et compte tenu des spécifications susmentionnées, il a été jugé préférable de se baser sur une architecture hiérarchique pour la réalisation du *TDC* dédiée aux applications de TOD-DT pour le scanner *TomOptUS*.

L'architecture globale simplifiée du *TDC* proposé est présentée à la Figure 4-1. Le *TDC* se compose essentiellement de 3 niveaux de quantification (*TDC1*, *TDC2* et *TDC3*) et d'un circuit d'interfaçage permettant le transfert des données à un *FPGA* pour le traitement numérique. Le premier niveau de conversion (*TDC1*) quantifie l'intervalle de temps en entrée, t_{in} (formé par les impulsions *START* et *STOP*) avec une résolution grossière (t_{tdc_1}), puis transfère la partie résiduelle, r_1 (intervalle de temps constituant le reste de la division de t_{in} par t_{tdc_1}) au deuxième niveau de conversion *TDC2*. Ce dernier quantifie la partie résiduelle r_1 avec une résolution fine (t_{tdc_2}) et renvoie à son tour une partie résiduelle r_2 . Celle-ci est dans un premier temps amplifiée par un *TAMP* de gain A_{TAMP} puis transmise au troisième niveau de conversion (*TDC3*) pour une dernière quantification avec une résolution (t_{tdc_3}) [Kanoun *et al.*, 2014].

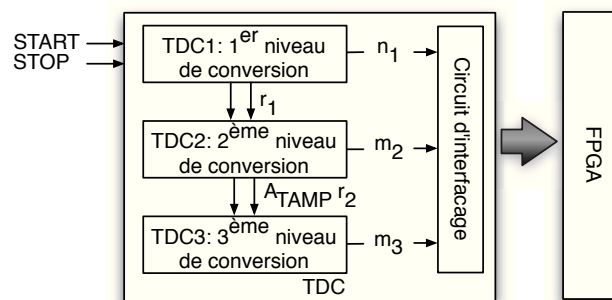


Figure 4-1 : Architecture globale simplifiée du *TDC* proposé.

Ainsi, l'intervalle de temps en entrée, t_{in} , s'exprime :

$$t_{in} = n_1 t_{tdc1} + m_2 t_{tdc2} + m_3 \frac{t_{tdc3}}{A_{TAMP}} + \varepsilon, \quad (4-1)$$

où n_1 , m_2 et m_3 représentent respectivement les résultats de quantification de $TDC1$, $TDC2$ et $TDC3$ et ε l'erreur de quantification du TDC . Ainsi, comme le montre cette équation, le pas de quantification global du TDC est de $\frac{t_{tdc3}}{A_{TAMP}}$. De ce fait, un LSB de 2.5 ps est parfaitement concevable en fixant un gain A_{TAMP} de 12 et un pas de quantification t_{tdc3} de 30 ps.

4.2 Choix de la technologie

Le circuit intégré du TDC bénéficiera des services de fabrication offerts par la Société canadienne de microélectronique (CMC - «*Canadian Microelectronics Corporation*»). Le choix de la technologie pour la conception du TDC repose sur certains critères dont la consommation, les performances des composants en termes d'appariement et de bruit, le coût de fabrication ainsi que la surface sur silicium occupée par le circuit.

Du point de vue consommation et compte tenu de la structure purement numérique du TDC proposée, les technologies 0,8, 0,35, 0,18 μm ont été écartées en raison de la surconsommation qu'elles peuvent engendrer.

En termes d'appariement des composants, une spécificité cruciale pour l'optimisation des non-linéarités du TDC , les nouvelles technologies de fabrication submicroniques présentent de meilleures coefficients d'appariement comparativement aux plus anciennes. En effet, les coefficients d'appariement, notamment le coefficient d'appariement de la tension de seuil (A_{VT}), dépend principalement de la technologie de fabrication et particulièrement de l'épaisseur de la couche d'oxyde de grille t_{ox} . Celui-ci s'exprime comme [Sugii *et al.*, 2010; Mezzomo *et al.*, 2011] :

$$A_{VT} = \frac{t_{ox}}{\varepsilon_{ox}} \sqrt[4]{\frac{2q\varepsilon_{Si}N_a(2\phi_f - V_b)}{2}} \propto t_{ox}N_a^{1/4}, \quad (4-2)$$

où ε_{ox} , ε_{Si} représentent respectivement les constantes diélectriques de l'oxyde et du silicium, N_a la concentration de dopage du canal, ϕ_f le potentiel de Fermi et V_b la tension du substrat. Il convient de noter par ailleurs que la concentration de dopage N_a augmente à mesure que la

technologie évolue contrairement à l'épaisseur de la couche d'oxyde de grille t_{ox} [Bol *et al.*, 2009]. Ainsi, et en référence à l'équation (3-1), il se déduit qu'à surfaces égales de composants (WL), la tension de seuil présente moins de variabilités pour les nouvelles générations de transistors submicroniques.

En revanche, en termes de bruit, les technologies submicroniques, notamment celles ayant des longueurs de grille inférieures à 100 nm, semblent générer plus de bruit que les technologies micrométriques pouvant altérer la précision du *TDC* [Mahajan *et al.*, 2012]. En effet, le coefficient de bruit γ augmente à mesure que les longueurs de grille diminuent, entraînant ainsi une augmentation de la densité spectrale de puissance du bruit thermique associé aux porteurs du canal et par suite une augmentation de la gigue temporelle (en référence à l'équation (3-13)). Par ailleurs, le délai introduit par les interconnexions dans ces technologies est du même ordre de grandeur que le temps de propagation des cellules élémentaires, ce qui augmenterait le niveau de complexité de la conception du *TDC*. Enfin, les coûts excessifs de production de telles technologies ont fait de sorte qu'elles ont été écartées.

Compte tenu de tous les aspects présentés dans cette section, il a été jugé que la technologie *CMOS* 0,13 μm d'*IBM* présente le meilleur compromis entre performances des composants (appariement et bruit), consommation et notamment de coût qui est à titre indicatif deux fois inférieur à celui de la technologie 0,18 μm de *TSMC* - «*Taiwan Semiconductor Manufacturing Company*».

4.3 Premier niveau de conversion : *TDC1*

Comme il été évoqué précédemment, le *TDC* proposé se base sur une architecture hiérarchique à 3 niveaux de conversion (Figure 4-1). Le premier niveau de conversion, *TDC1*, quantifie l'intervalle de temps en entrée (t_{in}) avec une résolution grossière t_{tdc_1} de 390 ps et génère une partie résiduelle, r_1 qui sera acheminée au deuxième niveau de conversion. En effet, l'intervalle de temps t_{in} se compose d'une partie intégrale Q_1 constituant un multiple entier de t_{tdc_1} et d'une partie résiduelle r_1 :

$$t_{in} = Q_1 + r_1 = n_1 t_{tdc_1} + r_1, \quad (4-3)$$

où n_1 représente le résultat de conversion du *TDC1*.

Le schéma bloc du *TDC1* est donné à la Figure 4-2. Celui-ci se base sur une architecture à ligne de délais simple et comporte essentiellement 32 cellules à délai fixant le pas de quantification, d'arbitres (*A*) jouant le rôle de comparateurs de temps (*i.e.*, ils déterminent l'ordre d'arrivée des signaux à son entrée), d'un convertisseur thermométrique-binaire (*T/B*) et d'un circuit de prise de décision incluant un détecteur de transitions '10' (*Détecteur'10'*) et un multiplexeur 2:32 (*MUX-TDC1*).

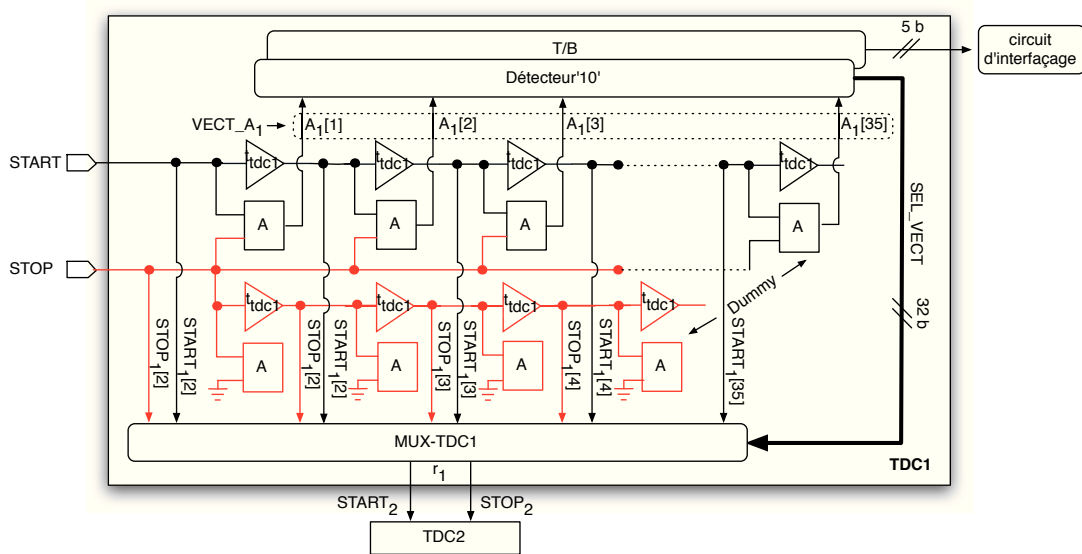


Figure 4-2 : Premier niveau de conversion : TDC1.

Le mode d'opération du *TDC1* se résume comme suit : À l'état initial, les sorties d'arbitres ($A_1[i]$) sont au niveau logique haut. Lorsqu'un évènement survient, le signal *START* commence à se propager dans la ligne à délais produisant des fronts montants $START_1[i]$ espacés de t_{tdc1} . À l'arrivée du signal *STOP*, les arbitres comparent le front montant de ce dernier par rapport aux fronts montants $START_1[i]$, permettant ainsi de retrouver la position du *START* dans la chaîne à délais au moment d'arrivée du *STOP*. Le code thermométrique produit par les arbitres ($VECT_A_1[i]$) est par la suite transmis simultanément au *Détecteur'10'*, afin de détecter et localiser le résidu critique r_1 , et au convertisseur *T/B* afin de générer le code binaire traduisant le résultat de quantification.

4.3.1 Comparateur de temps : Arbitre

La plupart des *TDC* numériques rencontrés dans la littérature utilisent des bascules-D comme comparateurs de temps. Cependant, l'asymétrie de ces bascules, notamment au niveau de la disparité des chemins de propagation entre le signal de données (*DATA*) et l'horloge (*CLK*), entraîne un grand décalage (*offset*) temporel pouvant compromettre la résolution du *TDC* [Yu *et al.*, 2010a]. Par ailleurs, le temps de pré-positionnement et de maintien des bascules peut engendrer des zones mortes causant des erreurs de conversion. Afin d'atténuer cet effet, un arbitre avec une structure symétrique a été employé (Figure 4-3-a).

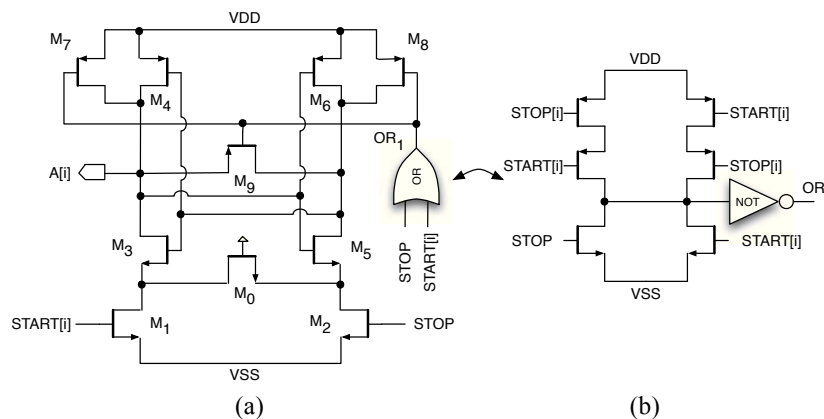


Figure 4-3 : (a) Arbitre et (b) schéma de la porte logique *OU* symétrique utilisée.

Cet arbitre comprend principalement un circuit de maintien «*latch*» constitué de deux inverseurs tête bêche (*M3-M6*), une paire d'entrée symétrique formée par les transistors *M1* et *M2* et un circuit d'initialisation composé d'une porte logique *OU* agissant sur les transistors *M7-M9*.

Afin d'assurer une symétrie parfaite de l'arbitre, la porte logique *OU* a été conçue de sorte à ce que les signaux *START[i]* et *STOP* présentent les mêmes impédances en entrée comme l'illustre la Figure 4-3-b. Par ailleurs, dans cette même optique, deux buffers ont été également intégrés aux sorties de cet arbitre, permettant de conserver les mêmes capacités au niveau des drains des transistors *M3* et *M5* et par suite d'annuler le décalage (*offset*) temporel systématique au niveau de l'entrée de l'arbitre. Le mode de fonctionnement de cet arbitre se résume comme suit : à l'état initial, les deux entrées *START[i]* et *STOP* sont au niveau logique bas forçant la sortie *A[i]* à maintenir un niveau logique haut. À l'arrivée du signal *STOP*, les transistors *M7-M9* se bloquent

et le transistor $M2$ s'active créant un chemin à la masse au circuit de maintien provoquant ainsi le basculement de la sortie $A[i]$ au niveau logique bas.

4.3.2 Formation et sélection du résidu critique

Tel qu'évoqué, l'intervalle de temps t_{in} se compose d'une partie intégrale Q_I constituant un multiple entier de t_{tdc_1} et d'une partie résiduelle r_1 formée par le front montant de l'impulsion $STOP$ et le $START[i]$ qui le précède ($START[3]$, à titre d'exemple, pour le cas de la Figure 4-4 où $n_1 = 2$).

Afin d'affiner davantage la résolution du TDC , le résidu critique r_1 est transmis au $TDC2$ pour une deuxième quantification moyennant une résolution de t_{tdc_2} inférieure à t_{tdc_1} . Toutefois, la transmission du résidu critique requiert un circuit de prise de décision permettant la sélection et le transfert de celui-ci vers le second niveau de conversion. Il convient de noter qu'un tel circuit présente un certain temps de réponse. De ce fait, il serait impossible de transférer le résidu aussitôt qu'il est formé à moins de le sauvegarder ou de le mémoriser sous une autre forme (courant, tension), ce qui peut introduire des distorsions et du bruit non désirés. Pour contourner cet effet, 4 cellules à délais dont un fictif-«Dummy» identiques à celles utilisées sur l'entrée $START$ ont été intégrées à l'entrée $STOP$ permettant de générer une version retardée d'un temps ($3t_{tdc_1}$) du résidu critique et assurant ainsi le temps nécessaire au circuit de prise de décision de générer un vecteur de sélection (SEL_VECT) bien avant la création du résidu retardé (les 4 cellules à délais sont marquées par la couleur rouge à la Figure 4-2).

La Figure 4-4 présente le diagramme temporel montrant le fonctionnement du $TDC1$ auquel les 3 cellules à délai ont été intégrées pour l'extraction du résidu critique.

À l'état initial, toutes les sorties d'arbitres $A_i[i]$ sont au niveau logique haut ($VECT_A_1 = 1111 \dots 11$). À l'arrivée du signal $STOP$, les arbitres comparent le front montant de ce dernier par rapport aux fronts montants produits par le signal $START$ durant sa propagation ($START[i]$), permettant ainsi de retourner la position de ce dernier dans la chaîne à délais au moment de l'arrivée du $STOP$. Les sorties des arbitres amorcés (dont le $STOP$ atteint l'entrée avant le $START[i]$) basculent au niveau logique bas après un certain délai ($t_{arbitre}$), créant ainsi un vecteur thermométrique de 32 bits parallèles, $VECT_A_1$, traduisant la position du signal $START[i]$ ainsi que le résultat de quantification.

Le circuit *Détecteur '10'*, illustré à la Figure 4-5, détecte la transition logique '1' à '0' au niveau de $VECT_A_1$ et génère un vecteur de sélection SEL_VECT de 32 bits parallèles agissant sur le multiplexeur MUX_TDC1 .

Le multiplexeur $MUX-TDC1$ (Figure 4-6) consiste en une porte logique pseudo-NMOS à rapport d'impédances «*ratioed logic*» réalisant la fonction logique $\sum(START_1[i + 3].SEL_START[i])$. Les transistors M_{SEL} permettent d'une part de sélectionner le résidu critique et d'autre part d'isoler la sortie du $MUX-TDC1$ sujette à des variations temporelle dues à l'injection de charge attribuée au front montant des $START_1[i]$.

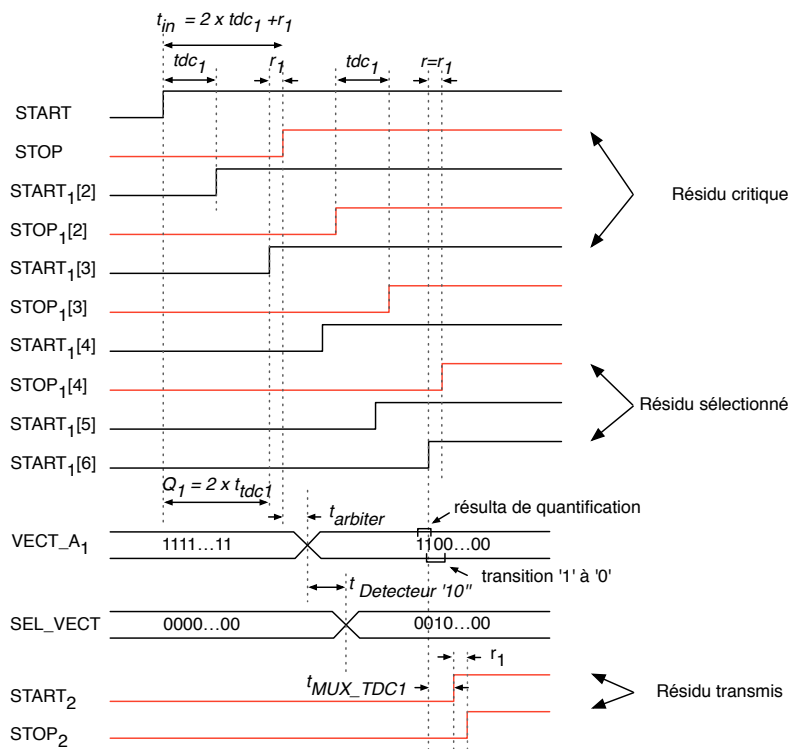


Figure 4-4 : Diagramme temporel du TDC1.

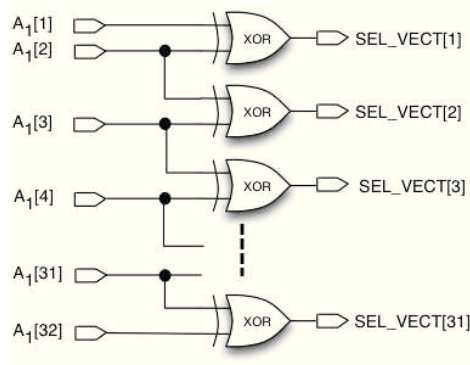


Figure 4-5 : Détecteur '10'.

Par ailleurs, le temps de réponse du multiplexeur dépend fortement de l'écart temporel entre le signal $START_1[i]$ et $SEL_START[i]$ dû à l'effet de partage de charge «*charge sharing*» entre les transistors M_{START} et M_{SEL} . Ceci peut engendrer des erreurs temporelles sur les résidus formés. En effet, lorsque le signal $SEL_START[i]$ passe au niveau logique haut, le transistor M_{SEL} s'active et charge graduellement la capacité parasite au niveau du drain du transistor M_{START} , entraînant ainsi un changement de la tension au niveau de ce nœud. À l'arrivée du signal $START[i]$, M_{START} s'active et génère un courant de décharge proportionnel à sa tension V_{DS} (liée au temps séparant les signaux $SEL_START[i]$ et $START[i]$). Afin d'éviter cet effet, un transistor M_P «*pull-up*» a été placé au drain du transistor M_{START} permettant de charger celui-ci continuellement à la tension d'alimentation.

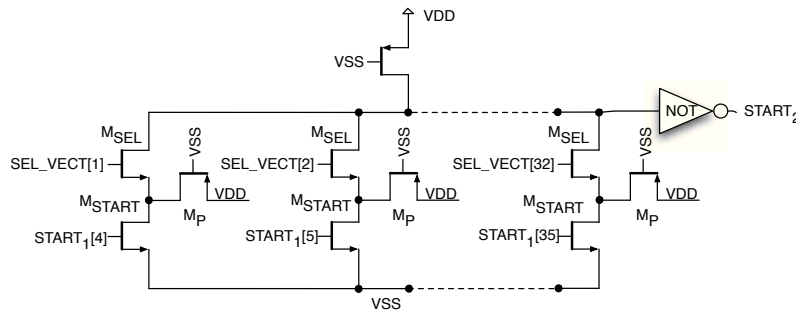


Figure 4-6 : Multiplexeur : MUX_TDC1.

4.4 Second niveau de conversion : $TDC2$

Le second niveau de conversion, $TDC2$, a pour rôle de quantifier le résidu critique r_1 , généré par $TDC1$ et de produire un second résidu r_2 qui sera par la suite amplifié et transmis au dernier niveau de conversion $TDC3$. Pour affiner davantage la résolution globale du TDC et être en

mesure de générer un résidu r_2 ne dépassant pas la plage dynamique d'entrée des $TAMP$, le pas de quantification du $TDC2$ a été fixé à $t_{tdc_2} = 30$ ps. Le schéma bloc de ce dernier est donné à la Figure 4-7. Celui-ci repose essentiellement sur une structure *Vernier* conventionnelle adoptée principalement en raison de la résolution envisagée ($t_{tdc_2} = 30$ ps) et notamment en termes d'immunité face aux variations *PVT*. En effet, le temps de propagation minimal d'une cellule à délai élémentaire imposé par la technologie considérée (*IBM, 130 nm*) est de l'ordre de 42 ps, ce qui entrave l'emploi d'une structure à ligne de délais simple. Par ailleurs, l'architecture *Vernier* présente une immunité considérable face aux variations *PVT* offrant ainsi un meilleur contrôle sur la résolution globale du TDC . Cependant, l'inconvénient de cette architecture réside dans le fait qu'elle engendre une gigue temporelle plus grande comparativement à une simple ligne à délai vu le nombre de cellules à délai utilisées.

Comme le montre la Figure 4-7, $TDC2$ se compose principalement de 32 cellules à délai (UP et DN), d'arbitres (A), d'un ensemble de $TAMP$ et d'un circuit de détection de transitions (*DéTECT_trans*) agissant sur un multiplexeur (MUX_TDC2 , identique à MUX_TDC1) permettant de détecter et localiser le résidu critique amplifié.

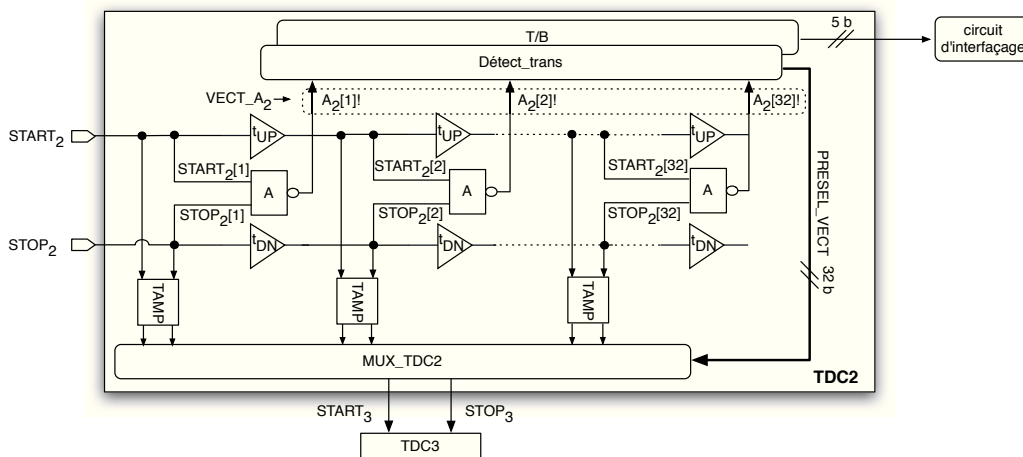


Figure 4-7 : Deuxième niveau de conversion : $TDC2$.

4.4.1 Fonctionnement et diagramme temporel de $TDC2$

L'intervalle de temps à l'entrée du $TDC2$, r_1 , se compose d'une partie intégrale Q_2 , constituant un multiple entier de t_{tdc_2} et d'une partie résiduelle r_2 :

$$r_1 = Q_2 + r_2 = m_2 t_{tdc_2} + r_2, \quad (4-4)$$

où m_2 représente le résultat de quantification du $TDC2$ et r_2 le résidu critique généré par celui-ci. La Figure 4-8 présente le diagramme temporel montrant le fonctionnement du $TDC2$ traitant à titre indicatif le cas où $m_2 = 2$.

Les fronts montants $START_2$ et $STOP_2$ constituant l'intervalle de temps r_1 se propagent à travers les cellules à délai produisant des fronts montants $START_2[i]$ et $STOP_2[i]$ formant tous les résidus possibles de la conversion. Les cellules à délais UP et DN présentent des temps de propagation respectifs de t_{UP} et t_{DN} dont la différence définit le pas de quantification du $TDC2$ ($t_{tdc_2} = t_{UP} - t_{DN}$). À l'état initial (avant l'arrivée des impulsions $START_2$ et $STOP_2$), toutes les sorties d'arbitres ($A_2[i]!$) sont au niveau logique bas. Lorsqu'un changement de polarité de phase se produit entre un $START_2[k]$ et un $STOP_2[k]$ (i.e., le $STOP_2[k]$ atteint le $k^{ème}$ arbitre avant le $START_2[k]$), les sorties du $k^{ème}$ arbitre ($A_2[k]!$) ainsi que celles qui leur succèdent (i.e., $A_2[k+1]!$ à $A_2[32]!$) basculent successivement (avec un délai de t_{DN}) à l'état logique haut formant un vecteur de données $VECT_A_2$ traduisant le résultat de quantification de la partie intégrale Q_2 .

Le circuit *DéTECT_trans* (Figure 4-7) détecte la position du résidu critique à partir de $VECT_A_2$ et génère un vecteur de sélection $PRESEL_VECT$ permettant d'activer le MUX_TDC2 et d'acheminer le résidu critique amplifié ($A_{TAMP}r_2$) vers $TDC3$. Le circuit *DéTECT_trans*, comme le montre la Figure 4-9, se compose d'une porte logique OU (OR) à rapport d'impédances, de 31 entrées et de 31 circuits d'exclusion mutuelle ($MUTEX$). La porte logique OR permet de détecter la transition du premier arbitre de la chaîne faisant feu et génère un signal OR_{OUT} après un certain délai de celui-ci (t_{OR}). En comparant dans le temps le front montant du signal OR_{OUT} aux différentes sorties d'arbitres et en supposant que le front montant du signal OR_{OUT} se produit avant le basculement de l'arbitre $k+1$, les $MUTEX$ génèrent le vecteur de sélection $PRESEL_VECT$ (à 32 bits) permettant de situer la position du résidu critique. Toutefois, il convient de noter que les $MUTEX$ peuvent présenter un décalage temporel à leurs entrées pouvant altérer le résultat de comparaison, notamment pendant le basculement de $A_2[k]!$ et $A_2[k+1]!$.

Afin de contourner cet effet, les cellules à délai de la chaîne DN ont été conçues de sorte à ce que t_{DN} soit de l'ordre de 400 ps, garantissant ainsi une grande plage temporelle entre les fronts montants des sorties d'arbitres faisant feu. Par ailleurs, la porte logique OR présente un temps de

propagation de l'ordre de 200 ps. De ce fait, le front montant du signal OR_{OUT} se situe à 200 ps de part et d'autre des fronts montants $A_2[k]!$ et $A_2[k+1]!$, procurant ainsi une bonne marge de détection pour les *MUTEX*.

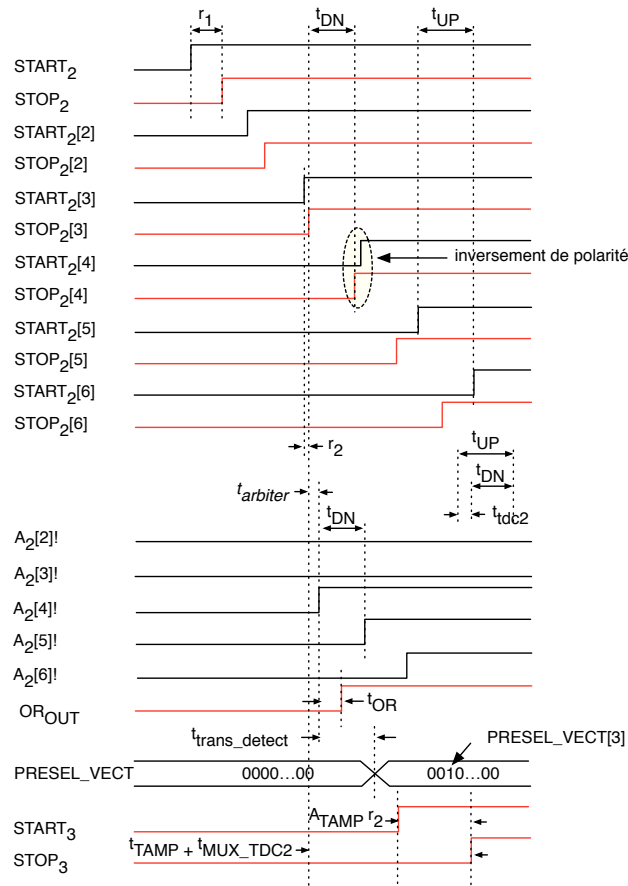


Figure 4-8 : Digramme temporel du *TDC2*.

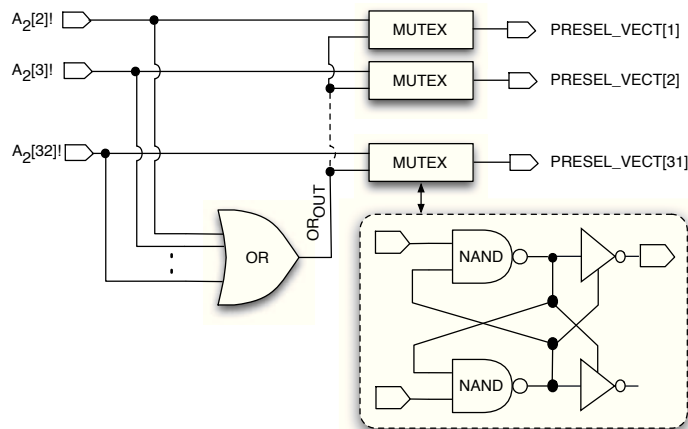


Figure 4-9 : Détecteur de transition : Détekt_trans.

4.4.2 L'amplificateur de temps - *TAMP*

Tel que mentionné précédemment, les différents fronts montants $START_2[i]$ et $STOP_2[i]$ peuvent constituer un éventuel résidu critique. De ce fait, et dans le but d'éviter d'introduire d'éventuelles distorsions temporelles sur ces résidus en les sauvegardant, il a été choisi de les amplifier simultanément et séparément. Vu le nombre assez important de *TAMP* requis, un recours à une structure numérique (introduite à la section 3.4.2) permet de réduire considérablement la consommation comparativement à une architecture analogique. Le schéma bloc du *TAMP* utilisé est rapporté à la Figure 4-10-a.

Afin d'étendre la zone linéaire d'amplification de celui-ci et en référence à l'équation (3-30), les cellules à délai utilisées (T_{OFF}) présentent un temps de propagation cinq fois plus important que la plage dynamique des résidus à l'entrée du *TAMP* ($T_{OFF} = 5t_{tdc2} = 150$ ps). Cependant, l'équation (3-30), montre que le gain A_{TAMP} est inversement proportionnel à l'offset introduit (*i.e.*, à la zone linéaire d'amplification). Pour cela, des capacités CMOS de 0,25 pF ($\approx 3,5$ fF/ μm^2) ont été placées à la sortie des portes NAND permettant d'augmenter substantiellement le gain du *TAMP* tout en minimisant la surface en silicium utilisée. La Figure 4-10-b montre la caractéristique d'entrée-sortie du *TAMP* simulée en prenant en considération les effets parasites extraits à partir du dessin de masques physiques ; Δt_{in} et Δt_{out} représentent respectivement les intervalles de temps d'entrée-sortie du *TAMP*. On en retire que la zone linéaire d'amplification s'étend sur ± 50 ps ($\approx \pm 2 t_{tdc2}$) et présente un coefficient de détermination r^2 de 0,9999. Par ailleurs, le gain du *TAMP* exprimé par $A_{TAMP} = \frac{\Delta t_{out}}{\Delta t_{in}}$ présente une valeur moyenne de 12. Il importe de mentionner également que le temps de réponse du *TAMP*, t_{TAMP} , est de 1,8 ns dépassant celui totalisé par l'arbitre et le *Défect_trans* ($t_{arbitre} + t_{Défect_trans} < t_{TAMP}$) permettant ainsi l'activation du *MUX_TDC2* bien avant la formation du résidu critique amplifié $A_{TAMP}r_2$.

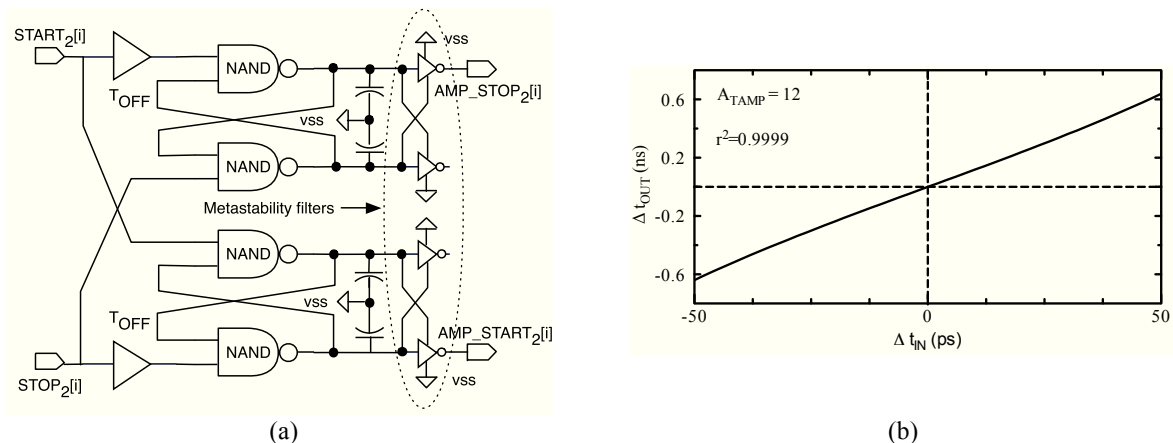


Figure 4-10 : (a) *TAMP* utilisé ainsi que (b) sa caractéristique d'entrée-sortie.

En ce qui concerne les variations *PVT*, les simulations corners prenant en considération les fluctuations extrêmes du procédé de fabrication montrent une variation de $\pm 8\%$ par rapport à la valeur typique du gain (*i.e.*, 12) et une variation de $\pm 4\%$ de ce dernier pour des températures allant de 20 à 100°C. Il convient de mentionner par ailleurs qu'il est possible d'utiliser un circuit de contre réaction pour contrôler le gain du *TAMP* en ajustant les délais T_{OFF} . Toutefois, un tel circuit compliquera davantage la calibration des *TAMP* vu leur nombre dans la chaîne de conversion.

4.5 Troisième niveau de conversion : *TDC3*

TDC3 constitue le dernier niveau de conversion. Celui-ci quantifie le résidu critique amplifié $A_{TAMP}r_2$ avec une résolution t_{tdc3} . Pour des raisons de simplicité, la résolution du *TDC3* a été fixée à $t_{tdc3} = t_{tdc2}$. Par conséquent, *TDC3* présentera une structure identique à celle de *TDC2*. Par ailleurs, les charges appliquées aux cellules à délais *UP* et *DN* sont conservées pour maintenir un pas de quantification identique à celui de *TDC2* ($t_{tdc3} = t_{tdc2}$).

4.6 Imperfections et solutions apportées

Le *TDC* conçu fait face à plusieurs imperfections, particulièrement celles engendrées par les variations locales du procédé de fabrication, pouvant compromettre son fonctionnement ainsi que ses performances escomptées. Les sections qui suivent permettront de mettre en lumière les sources de ces imperfections et les solutions apportées pour les contourner.

4.6.1 Décalage temporel et variabilité du gain du *TAMP*

Comme il a été évoqué au chapitre précédent, les fluctuations du procédé de fabrication, notamment les fluctuations locales, introduisent des disparités électroniques et géométriques sur les dispositifs constituant un circuit. Pour un *TAMP*, de telles disparités peuvent engendrer un décalage temporel (offset) à l'entrée de celui-ci se traduisant par une translation verticale de sa courbe caractéristique d'entrée-sortie. Il convient de noter que cet offset peut éventuellement être négatif, ce qui peut se traduire par un résidu critique amplifié négatif à l'entrée du *TDC3*. Par ailleurs, un offset positif peut produire un résidu critique amplifié dépassant la dynamique de mesure du *TDC3*. Il importe aussi de signaler que l'offset introduit est aléatoire et varie d'un *TAMP* à un autre dans la chaîne. La Figure 4-11-a montre la distribution de l'offset temporel à l'entrée du *TAMP* engendré par les variations locales produites à partir d'une simulation *MC-ACV* (1000 itérations). Il se déduit que l'offset temporel des *TAMP* présente un écart-type de 38,3 ps.

Dans l'optique de calibrer l'offset introduit par les différents *TAMP*, un multiplexeur permettant d'appliquer une entrée nulle a été placé à l'entrée de ces derniers. Ainsi, en mode de calibration, les offset des différents *TAMP* peuvent être quantifiés séquentiellement via *TDC3* puis sauvegarder afin de corriger les résultats de conversion durant le mode de fonctionnement normal du *TDC*. Par ailleurs, afin d'éviter le dépassement de la plage dynamique de mesure du *TDC3* engendré par les offsets positifs, ce dernier comporte 32 cellules de délais permettant d'étendre sa plage de mesure et de résoudre ainsi les résidus critiques amplifiés sur 5 bits. De plus, pour que *TDC3* soit en mesure de quantifier d'éventuels résidus critiques amplifiés négatifs engendrés par un offset temporel négatif du *TAMP*, une cellule de retard t_{offset} de 200 ps ($\approx 5\sigma_{offset}$) a été intégrée à la sortie du *MUX_TDC2* permettant d'imposer des résidus amplifiés positifs. Ceci évite d'utiliser un second *TDC3* pour quantifier les résidus négatifs et simplifie la logique de contrôle sur les codes en sortie. La cellule à délai intégrée à la sortie du *MUX_TDC2* présente une gigue temporelle de l'ordre ~ 30 fs qui est toutefois négligeable par rapport à la contribution de l'ensemble des cellules à délais des différents niveaux de conversion. Enfin, il importe de signaler que ce retard introduit sera quantifié par *TDC3* puis étalonné en mode de calibration.

Un autre aspect compromettant la performance du *TDC* engendré par les fluctuations locales du procédé de fabrication est la disparité des gains des différents *TAMP* utilisés. Celle-ci a pour effet

d'introduire des non-linéarités au niveau de la conversion et de compliquer l'estimation des différents gains requis pour la reconstitution de l'intervalle de temps mesuré. La Figure 4-11-b illustre les variations du gain engendrées par les fluctuations locales du procédé de fabrication.

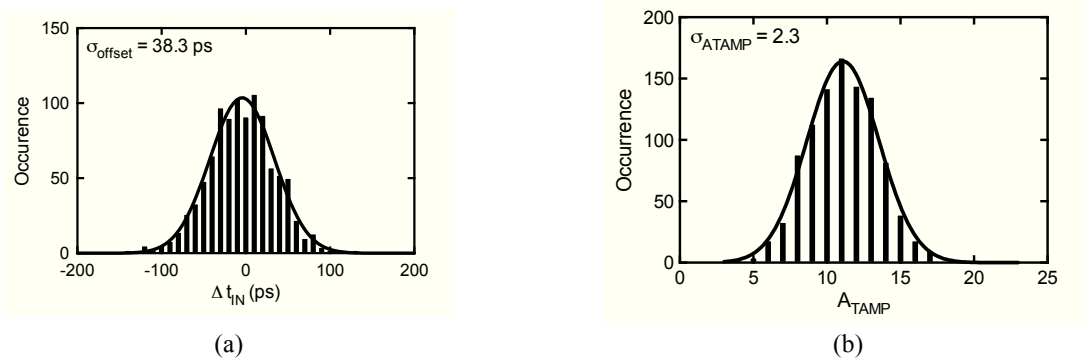


Figure 4-11 : L'offset du $TAMP$ (a) ainsi que les variations du gain (b) causés par les ACV .

Il se déduit que le gain A_{TAMP} présente un écart-type de 2,3. Comme il a été mentionné, l'intégration d'un circuit de contre réaction permettant d'ajuster le gain est assez difficile à appliquer pour un $TAMP$. Toutefois, la détermination du résidu critique maximal dans chaque pas de quantification du $TDC2$ permet d'avoir une estimation du gain et de réduire ainsi les non-linéarités du TDC . La section suivante introduit l'approche utilisée permettant de déterminer le résidu critique maximal ainsi qu'une estimation du gain de chaque $TAMP$.

4.6.2 Estimation du gain

Comme le montre la Figure 4-12, un pas de quantification $t_{tdc_2}[i]$ peut être défini par la somme du résidu critique $r_2[i]$ formé par $START_2[i]$ et $STOP_2[i]$ et du résidu complémentaire r_{2c} (*i.e.*, $r_2[i + 1]$ formé par $START_2[i+1]$ et $STOP_2[i+1]$). La somme de ces deux résidus est toujours égale au pas de quantification $t_{tdc_2}[i]$. Par ailleurs, ces deux résidus sont respectivement amplifiés par des $TAMP$ adjacents $TAMP[i]$ et $TAMP[i+1]$. Ainsi, la somme de ces deux résidus amplifiés peut s'écrire sous la forme :

$$A_{TAMP}[i] r_2[i] + A_{TAMP}[i + 1] r_2[i + 1] = A_{TAMP_Q} t_{tdc_2}[i], \quad (4-5)$$

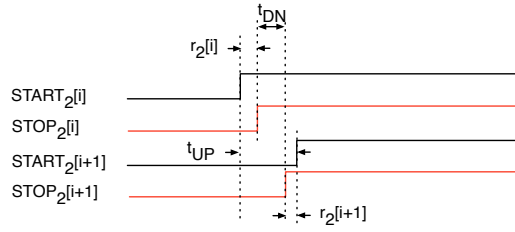


Figure 4-12 : Estimation du gain du *TAMP*.

où A_{TAMP_Q} est une variable qui traduit la disparité des gains. La quantification de la somme des résidus amplifiés par *TDC3* (*i.e.*, par un *LSB* de $t_{tdc3} = t_{tdc2}$) donne une estimation continue de la valeur du gain :

$$A_{TAMP_Q}[i] = Q(A_{TAMP}[i] r_2[i]) + Q(A_{TAMP}[i + 1] r_2[i + 1]) + 1 = m_{31} + m_{32} + 1, \quad (4-6)$$

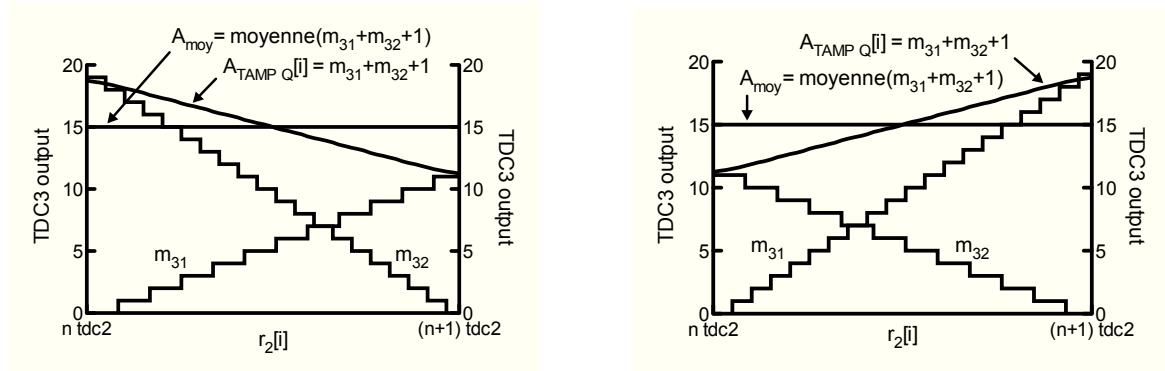
où m_{31} et m_{32} présentent le résultat de quantification des résidus critiques amplifiés $A_{TAMP}r_2$ et $A_{TAMP}r_{2C}$. Toutefois, le gain, $A_{TAMP_Q}[i]$, obtenu par l'addition de deux valeurs quantifiées augmente le bruit de quantification du *TDC* [Minjae et Abidi, 2008]. La moyenne de ce dernier (A_{moy}) sur un pas de quantification $t_{tdc2}[i]$ permet de diminuer le bruit de quantification. Cependant, la disparité des gains peut entraîner l'apparition d'imperfections notamment une non-monotonie de conversion (Figure 4-13-b) dans le cas où $A_{TAMP}[i] > A_{TAMP}[i + 1]$ ainsi que des codes manquants (Figure 4-13-a) dans le cas où $A_{TAMP}[i] < A_{TAMP}[i + 1]$ dégradant sensiblement les *DNL* du *TDC*. De ce fait, afin de réduire les *DNL*, ce *TDC* emploie l'estimation du gain $A_{TAMP_Q}[i]$.

4.6.3 Structure finale du *TDC2*

L'estimation du gain ainsi que la calibration des différents *TAMP* requiert certaines modifications dans l'architecture du *TDC2*. En effet, en vue de générer les résidus critiques amplifiés $A_{TAMP}r_2$ et $A_{TAMP}r_{2C}$ pour l'estimation du gain, *MUX_TDC2* a été dupliqué. Par ailleurs, un second *TDC3* (*TDC32*) a été intégré permettant la quantification du résidu complémentaire amplifié $A_{TAMP}r_{2C}$ comme le montre la Figure 4-14.

De plus, pour calibrer les différents *TAMP*, un multiplexeur (*MUX_CAL*) permettant de passer en mode calibration a été intégré au *TDC2*. Celui-ci permet de désactiver la pré-sélection automatique des résidus amplifiés et d'introduire un vecteur de sélection spécifique permettant la

calibration d'un *TAMP* particulier. De plus, chacun des *TAMP* a été précédé d'un multiplexeur (*MUX*) permettant d'appliquer à son entrée un intervalle de temps nul (formé par $STOP_2[i]$) afin d'extraire les offsets temporels. Ainsi, en mode calibration (*i.e.*, CAL_ENB au niveau logique haut), les différents décalages temporels des *TAMP* sont quantifiés séquentiellement via les *TDC3* puis sauvegardés afin de rectifier le résultat de conversion final.



Après normalisation par rapport à t_{tdc2} .

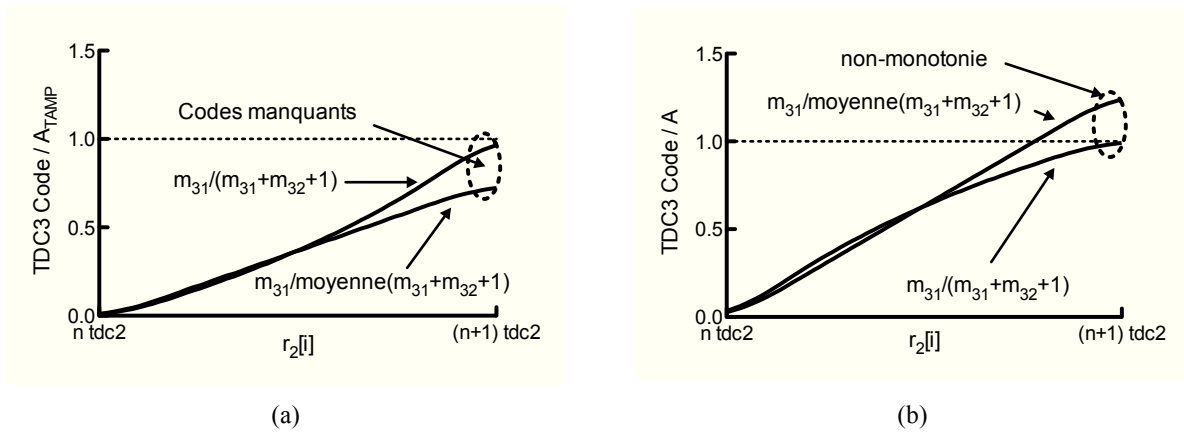


Figure 4-13 : Moyenne et effet de disparité des gains : (a) Codes manquants et (b) non-monotonie de conversion.

Une architecture symétrique a été adoptée pour le *MUX* afin d'annuler son offset temporel systématique, que ce soit en mode de calibration ou en mode de fonctionnement normal (Figure 4-15).

De plus, dans cette même optique, des buffers ont été placés sur la grille des transistors de sorties du *MUX* réduisant ainsi l'effet d'injection de charges au niveau des sorties de ce dernier. En ce qui concerne les offsets négatifs des *TAMP*, des cellules de retard (t_{offset}) ont été intégrées à la sortie du MUX_TDC2 permettant d'imposer des intervalles de temps positifs à l'entrée des *TDC3*. En mode de calibration, les intervalles de temps quantifiés par le *TDC3* représentent la

somme de l'offset du *TAMP* sous test ainsi que celle du retard introduit. De ce fait, en mode de fonctionnement normal, l'effet de tous les décalages sera annulé.

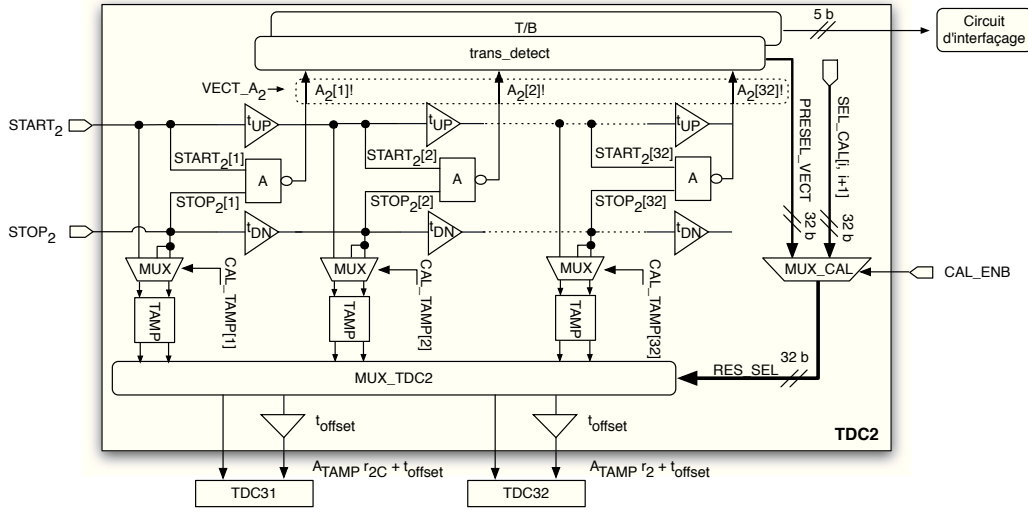


Figure 4-14 : Structure finale du *TDC2*.

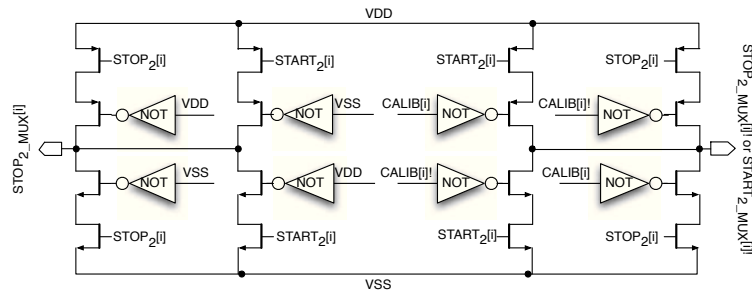


Figure 4-15 : Schéma du multiplexeur : MUX.

4.6.4 Normalisation et structure globale du *TDC*

Le résultat de conversion du *TDC* nécessite la connaissance ou une estimation des variables t_{tdc1} , t_{tdc2} ainsi que le gain des différents *TAMP* (équation (4-1)). Toutefois, les variations globales du procédé de fabrication entraînent l'écartement de ces variables par rapport à leurs valeurs moyennes. Par ailleurs, les variations locales engendrent des fluctuations aléatoires de ces derniers dans la chaîne de conversion. L'utilisation de valeurs moyennes de t_{tdc1} , t_{tdc2} ainsi que pour le gain des différents *TAMP* peut détériorer les *DNL* notamment par l'introduction de codes manquants ainsi que par des non-monotonies de conversion. De ce fait, il serait plus judicieux de normaliser toutes ces variables par rapport aux différents pas de quantification $t_{tdc1}[i]$ du *TDC1*.

Comme le montre la Figure 4-16 un pas de quantification $t_{tdc1}[i]$ défini par $START_1[i]$ et $START_1[i+1]$ se compose du résidu critique $r_1[i]$ et d'un résidu critique complémentaire $r_{1c}[i]$:

$$t_{tdc1}[i] = r_1[i] + r_{1c}[i]. \quad (4-7)$$

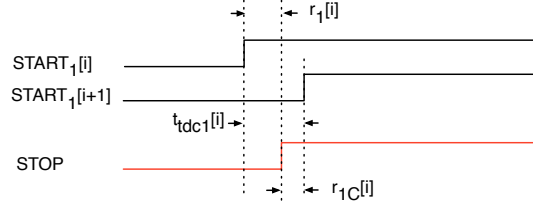


Figure 4-16 : Extraction du résidu critique et du résidu critique complémentaire.

La quantification de ces deux résidus par $TDC2$ permet de normaliser les différents $t_{tdc2}[i]$ par rapport aux $t_{tdc1}[i]$. Cependant, le temps de conversion de $TDC2$ est assez lent et ne permet pas la quantification des deux résidus successivement. De ce fait, un second $TDC2$ ($TDC22$) a été intégré dans le deuxième niveau de conversion permettant une quantification simultanée des résidus r_1 et r_{1c} . Toutefois, cet arrangement nécessite également l'intégration de 2 $TDC3$ additionnels afin de quantifier le résidu critique complémentaire avec la même résolution que le résidu r_1 .

La Figure 4-17 montre l'architecture finale du TDC proposé incluant les différentes modifications apportées. Le premier niveau de conversion $TDC1$ quantifie l'intervalle de temps en entrée avec une résolution de t_{tdc1} puis génère le résidu critique ainsi que le résidu critique complémentaire (r_1 et r_{1c}) respectivement à $TDC21$ et $TDC22$. Ces deux derniers quantifient à leur tour ces résidus avec une résolution de t_{tdc2} sur 5 bits puis génèrent des résidus amplifiés aux différents $TDC3$ ($TDC31$, $TDC32$, $TDC33$ et $TDC34$) pour une dernière quantification avec une résolution de $t_{tdc3} = t_{tdc2} = 30$ ps (Figure 4-17). Cette structure permet donc de normaliser toutes les variables du système par rapport aux pas de quantification $t_{tdc1}[i]$. En effet, à partir de l'équation (4-7), les résidus r_1 et r_{1c} peuvent être écrits comme :

$$r_1[i] = \left(m_{21} + \frac{m_{31}}{m_{31} + m_{32} + 1} \right) t_{tdc2} + \varepsilon = X_1 t_{tdc2} + \varepsilon, \text{ avec } 0 \leq X_1 \leq 1$$

et

$$r_{1c}[i] = \left(m_{22} + \frac{m_{33}}{m_{33} + m_{34} + 1} \right) t_{tdc2} + \varepsilon = X_2 t_{tdc2} + \varepsilon, \text{ avec } 0 \leq X_2 \leq 1. \quad (4-8)$$

Ceci permet d'exprimer les différents pas de quantification $t_{tdc2}[i]$ en fonction des $t_{tdc1}[i]$:

$$t_{tdc2}[i] = \frac{1}{x_1+x_2} t_{tdc1}[i]. \quad (4-9)$$

Ainsi, finalement, le résultat de quantification du *TDC* s'exprime :

$$t_{in} = \left(n_1 + \frac{x_1}{x_1+x_2} \right) t_{tdc1} + \varepsilon, 0 \leq \frac{x_1}{x_1+x_2} \leq 1. \quad (4-10)$$

4.7 Circuit d'interfaçage

Une des principales caractéristiques d'un *TDC* dans les applications de TOD-DT par *TCSPC* réside en sa capacité à traiter les intervalles de temps avec le minimum de temps mort afin de maximiser le taux de comptage. Le temps de traitement d'un *TDC* ne dépend pas uniquement de son architecture mais également de son électronique de lecture et son interfaçage avec le monde extérieur. En effet, le *TDC* conçu sera raccordé à un *FPGA* afin de stocker, traiter et classer les différents codes à la sortie de celui-ci et de les acheminer par la suite à un *PC*. Le circuit d'interfaçage permettra d'une part de réduire le nombre de sorties du *TDC* et d'autre part de minimiser le temps mort de ce dernier. Comme le montre la Figure 4-17, le résultat de conversion du *TDC* se définit par 7 bus de données de 5 bits parallèles. De plus, dans le but de vérifier l'exactitude des données de conversion, le *TDC* génère les signaux de contrôle '*r_{ij_neg}*' permettant de détecter d'éventuels résidus négatifs ($r_1, r_{1C}, r_{21}, r_{21C}, r_{22}$ et r_{22C}) ainsi que le signal '*over_range*' signalant le dépassement de la plage dynamique de mesure du *TDC*. Afin de réduire le nombre de sorties du *TDC* tout en gardant un bon taux de transfert, le circuit de lecture comporte 4 registres parallèle-série à débit de données double (*DDR* - «*Double data rate*») opérés à 1,2 V suivis de 4 convertisseurs de niveau commandant 4 transmetteurs (*LVDS* - «*Low voltage differential signaling*») opérés à 3,3 V pour une meilleure immunité face au bruit et aux diaphonies pouvant compromettre les performances du *TDC* [Boni *et al.*, 2001]. Par ailleurs, le circuit de lecture est synchronisé par une horloge *LVDS* de 100 MHz moyennant un temps de transfert de 60 ns, ce qui est largement en dessous du taux de comptage préalablement fixé par les spécifications.

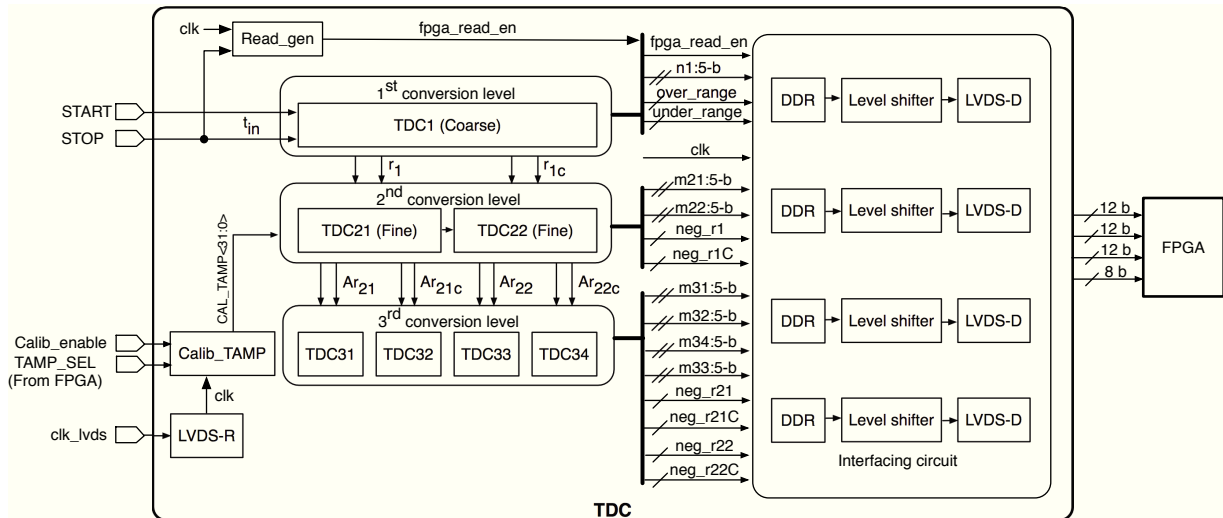


Figure 4-17 : Architecture finale simplifiée du TDC proposé.

4.8 Dessin de masques physiques

Tel que mentionné, le *TDC* conçu est implémenté en technologie *CMOS Twin well* 0,13 μm sur substrat P⁻ non-épitaxié d'*IBM* offrant 8 niveaux de métallisation. La Figure 4-18 montre une micrographie du *TDC* occupant une surface de 1,83 x 2,23 mm^2 incluant les ilots (« *plots* ») de connexion. Les différents niveaux de quantification, les circuits de protection contre les décharges électrostatiques ainsi que les blocs numériques incluant les *DDR*, les récepteur/transmetteurs *LVDS* et le circuit de calibration sont alimentés séparément afin de réduire la diaphonie entre les différents blocs et d'isoler ainsi le cœur du *TDC*. Par ailleurs, une isolation physique permettant de réduire l'effet du bruit de substrat induit par les parties numériques est utilisée par la création d'une région de haute résistivité (masque physique, *BF-MOAT*, bloquant les implants *Pwell* et *Nwell*) entourant le cœur du *TDC* et la partie numérique. De plus, pour réduire la disparité entre les différents blocs constituant le cœur du *TDC*, des techniques de dessin de masques physiques ont été employées, notamment l'interdigitation, l'isolation des transistors par des grilles fictives permettant de réduire les irrégularités de gravure ainsi que l'effet des contraintes par les *STI*, un espacement adéquat des transistors *NMOS* par rapport aux caissons *Nwell* afin de réduire l'effet de proximité et enfin, l'utilisation d'une longueur de grille de 2 à 3 fois supérieure à la valeur minimale imposée par la technologie (130 nm).

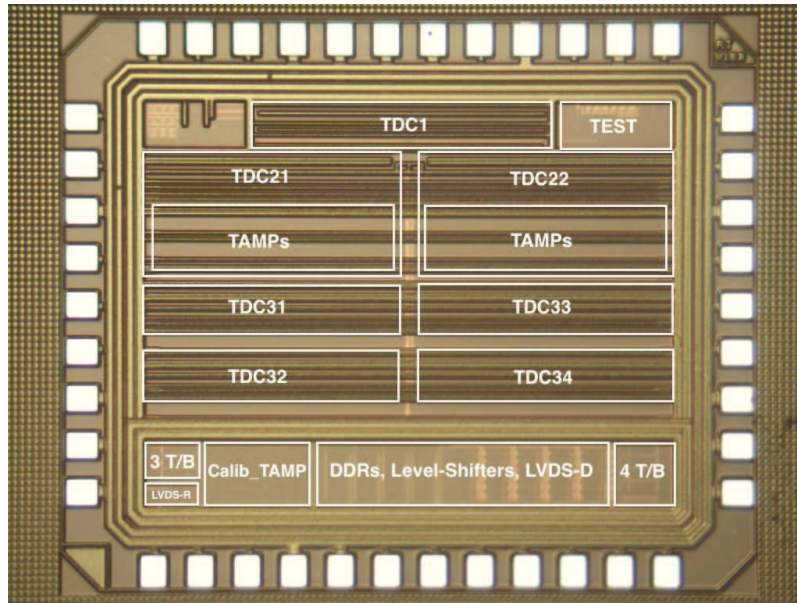


Figure 4-18 : Micrographie du *TDC*.

4.9 Performances du *TDC*

Cette section introduit les principaux résultats de simulation des performances du *TDC* proposé, notamment sa consommation, son fonctionnement, son taux de comptage ainsi qu'une estimation des *INL* et *DNL* effectués par l'outil *Virtuoso AMS* - « *Analog-mixed signal* » du logiciel *Cadence*.

4.9.1 Simulation transitoire et fonctionnelle du *TDC*

Dans le but de mettre en évidence le fonctionnement du *TDC* conçu, une simulation transitoire, post-dessin de masques physiques, incluant les éléments parasites *RC* a été effectuée en utilisant le simulateur (*APS* - « *Accelerated parallel simulator* ») fourni par *Cadence*. Les résultats de simulation donnés à la Figure 4-19 montrent la réponse du *TDC* (*i.e.*, *LVDS1:4*) pour un intervalle de temps en entrée de 3 ns. L'horloge *LVDS* utilisée, cadencée à 100 MHz ($T_{CLK} = 10$ ns), permet de synchroniser les *DDR* et par suite les sorties du *TDC*. Le signal *LVDS_READ*, de largeur $6T_{CLK}$ (12 bits *DDR*), généré à $9T_{CLK}$ de l'arrivée du signal *STOP*, sert à amorcer le *FPGA* pour effectuer une acquisition. Quand le signal *LVDS_READ* est au niveau haut (*i.e.*, activation de l'acquisition), les sorties *LVDS1-4* traduisent le résultat de quantification de l'intervalle en entrée. En effets, les 5 premiers bits du signal *LVDS1* traduisent le code m_1 tandis que les 7 bits

qui suivent reflètent les signaux de contrôle '*r_{ij_neg}*' permettant de détecter les résidus négatifs ainsi que le signal '*over_range*' signalant le dépassement de la plage dynamique de mesure du *TDC*. Par ailleurs, les 5 premiers bits des signaux *LVDS2-4* représentent respectivement les codes m_{21} , m_{31} et m_{33} et les 5 bits suivants représentent respectivement les codes m_{22} , m_{32} et m_{34} .

Afin d'extraire la résolution du *TDC*, une rampe de temps est appliquée à son entrée via l'utilisation d'une différence de fréquence de 2 Hz sur les impulsions *START* et *STOP* portées à une fréquence moyenne de 1 MHz moyennant ainsi un pas d'incrément de 500 fs. Cette simulation a été effectuée avec le simulateur *AMS* de signaux mixtes de *Cadence* dans le but d'intégrer un bloc numérique (*VHDL* - «*Very high speed integrated circuit hardware description language*») permettant l'acquisition des données.

La Figure 4-20 présente l'évolution des codes en sortie du *TDC21*, *TDC31* et *TDC32* en fonction du temps appliqué à l'entrée du *TDC* sur une plage de 37 ps. On déduit que les codes m_{31} et m_{32} présentent 12 transitions sur une plage de 30 ps (palier de m_{21}) ce qui se traduit par une résolution théorique de 2,5 ps ($LSB_{TH} = 2,5 \text{ ps}$).

De point de vue consommation, le cœur du *TDC* alimenté par une tension de 1,2 V présente une consommation moyenne de 4,06 mA pour un taux de comptage de 1 M-événement/s. Quant à la partie numérique alimentée à 3,3 V, celle-ci présente une consommation moyenne de 33 mA. Ceci revient essentiellement aux courants statiques consommés par les transmetteurs (4,4 mA/transmetteur) et récepteurs *LVDS* (2 mA). Enfin, les circuits numériques alimentés à 1,2 V présentent une consommation moyenne de 0,8 mA.

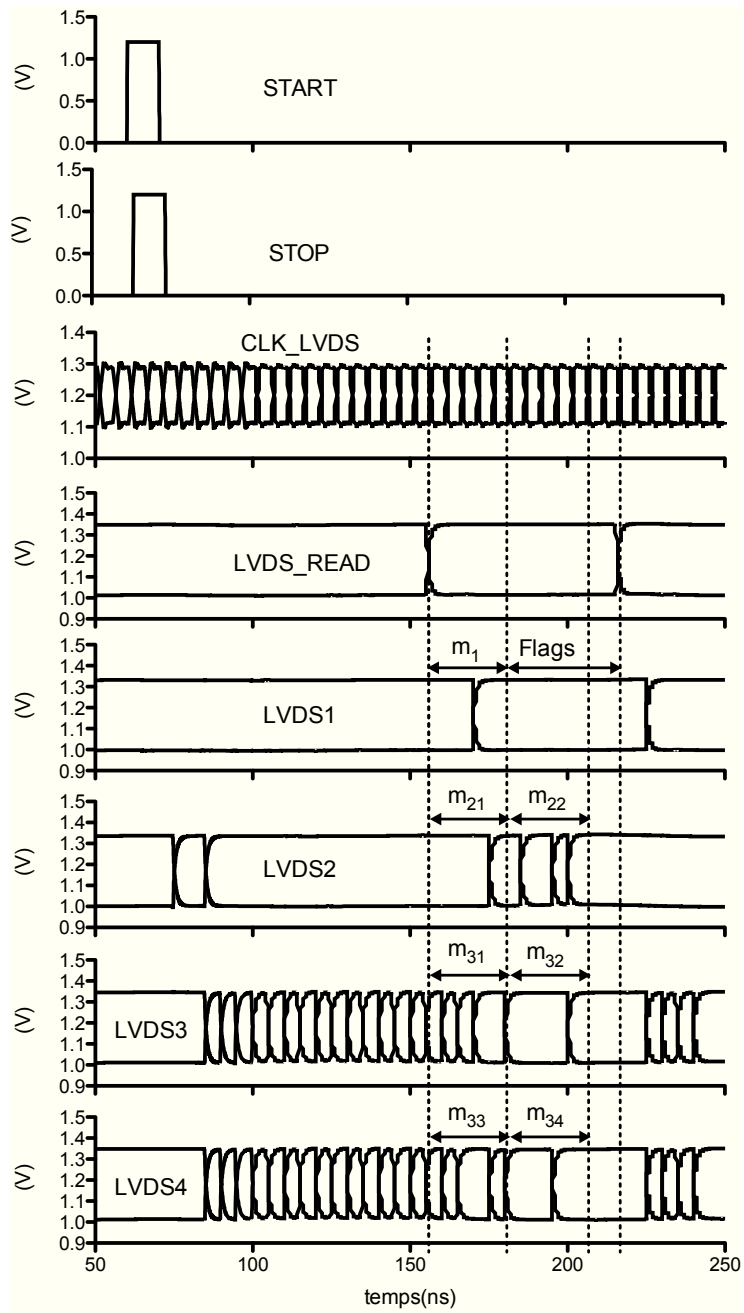


Figure 4-19: Simulation transitoire du *TDC*.

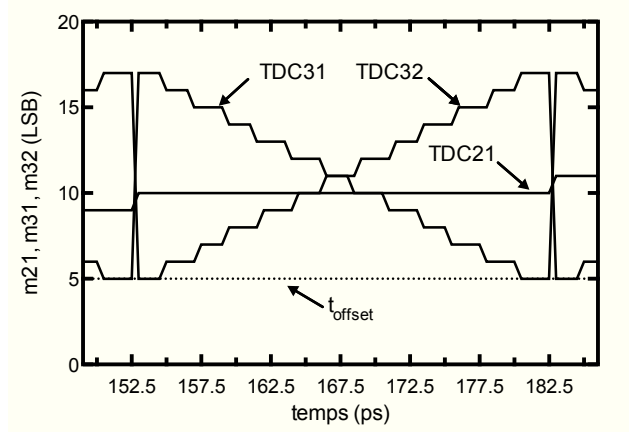


Figure 4-20 : Simulation fonctionnelle du *TDC*.

4.9.2 Gigue temporelle du *TDC*

Un des principaux avantages d'une structure hiérarchique, mis à part la réduction du temps de conversion, consiste en sa capacité à réduire le cumul de giges temporelles, ce qui se traduit par une amélioration de la précision du *TDC*. En effet, la gigue temporelle totale du *TDC* proposé est donnée par

$$\sigma_{TDC}^2 \approx k\sigma_{buf_{TDC1}}^2 + 2m_2^*\sigma_{buf_{TDC2}}^2 + \frac{4\sigma_{TAMP}^2 + 2m_3^*\sigma_{buf_{TDC3}}^2}{A_{TAMP}^2},$$

où $m_2^* = m_{21} + m_{22}$,

$$\text{et } m_3^* = m_{31} + m_{32} + m_{33} + m_{34},$$

où $\sigma_{buf_{TDC1}}$, $\sigma_{buf_{TDC2}} = \sigma_{buf_{TDC3}}$, σ_{TAMP} , $\sigma_{MUX_{TDC2}}$, σ_{MUX} et σ_{offset} représentent respectivement les giges temporelles de la cellule de retard élémentaire du *TDC1*, *TDC2*, *TDC3* et du *TAMP* et n_1 , m_{2i} ($i = 1, 2$) et m_{3j} ($j = 1, \dots, 4$) les sorties des différents étages de conversion. Toutefois, il importe de mentionner que pour une résolution de 12 ps sur une fenêtre temporelle de 12,5 ns, une structure *Vernier* conventionnelle suscitera $\approx 1024 \times 2$ cellules de retard unitaire, soit une gigue temporelle maximale de l'ordre de $45 \sigma_{buf}$ comparativement à $10 \sigma_{buf}$ dans le cas du *TDC* proposé (en considérant que la contribution de tous les éléments du *TDC* s'égalent), soit un rapport de plus que 4.

Le Tableau 4-1 énumère la gigue temporelle des différents sous blocs constituant le *TDC* prenant en considération le bruit thermique, en fréquence et de grenaille des composants. Ces résultats sont obtenus par l'utilisation conjointe des analyses (*PSS* - «*Periodic steady state*») et (*Pnoise* - «*Periodic noise*») disponibles dans le simulateur *Spectre RF*. Ces résultats peuvent également être obtenus par une simulation «*transient noise*». Toutefois, cette dernière requiert un temps de calcul assez important.

Tableau 4-1 : Gigue temporelle des différents éléments constituant le *TDC*.

$\sigma_{bufTDC1}$	$\sigma_{bufTDC2} = \sigma_{bufTDC3}$	σ_{MUX}	σ_{TAMP}	σ_{offset}
113,45 fs	72,16 fs	92,29 fs	930,05 fs	29,85 fs

Les résultats de simulation présentés au Tableau 4-1 montrent que le *TAMP* présente la plus grande contribution en termes de gigue. Ceci est dû essentiellement à sa faible transconductance, g_m (qui est proportionnelle à la pente du signal en sortie de ce dernier) requise pour assurer le gain escompté. Il s'ensuit que la gigue temporelle du *TDC* induite par les sources intrinsèques des composants excluant le bruit des alimentations et le bruit induit par substrat est de l'ordre de 1,1 ps *rms* selon l'équation (4-11).

4.9.3 Estimation de la *DNL* et de l'*INL* du *TDC*

Afin d'estimer la *DNL* et l'*INL* du *TDC*, des simulations *MC-ACV* ont été effectuées pour extraire les écarts-types des différents éléments contribuant à la dégradation de la linéarité. Le Tableau 4-2 résume les résultats de simulation *MC-ACV* (1000 itérations) pour chacun des éléments du *TDC* ainsi que les simulations corners.

Tableau 4-2 : Effets des variations du procédé et de la température sur les éléments constituant le *TDC*.

	Valeur moyenne	Écart-type (<i>ACV</i>)	Corner	Température
t_{tdc1}	390 ps	3,5 ps	343-486 ps	0,8 ps/°C
$t_{tdc2} = t_{tdc3}$	30 ps	2 ps	26-36 ps	0,08 ps/°C
$MUX_TDC_1\&2_{offset}$	0 ps	1,4 ps	#	#
A_{TAMP}	12	2,3	10,8-12,8	0,01/°C
$TAMP_{offset}$	0 ps	38,3 ps	#	#
$Aribtre_{offset}$	0 ps	4,23 ps	#	#
t_{offset}	150 ps	2,5 ps	118-190 ps	0,3 ps/°C
# Non effectué				

En ce qui concerne les variations corners, les pas de quantification de $TDC2$ et $TDC3$ présentent relativement de faibles déviations (10 ps) en raison de la structure *Vernier* conventionnelle utilisée. De telles variations jumelées à celles des $TAMP$ auront un impact direct sur la résolution du TDC . En contre partie, les variations du pas de quantification du $TDC1$ (43 ps) influenceront la plage dynamique de mesure du TDC . En termes de variations ACV , l'offset temporel du $TAMP$ présente la plus grande variation comparativement aux différents blocs constituant le TDC . Toutefois, sa calibration par $TDC3$ permettra de réduire considérablement son impact sur les DNL . En revanche, l'offset temporel aléatoire des arbitres ainsi que l'effet des variations ACV sur $TDC1$ constitueront les principales sources de dégradation des DNL .

Un modèle décrivant le fonctionnement du TDC a par ailleurs été élaboré sur *Matlab*. Ce modèle permet de générer des configurations statistiques du TDC . Chaque configuration reflète les variations locales ACV des différents éléments du TDC (les cellules de retard utilisées dans les différents étages de conversion, le gain des différents $TAMP$ ainsi que leurs offsets, les offsets ajoutés à la sortie des $TDC2$, l'offset des arbitres, etc.) selon une loi normale en se basant sur les résultats fournis au Tableau 4-2.

La Figure 4-21 montre les résultats de calibration du TDC pour une configuration statistique donnée (*i.e.*, quantification des offsets par les $TDC3j$ pour des entrées nulles) permettant l'extraction des offsets des différents $TAMP$ ainsi que ceux introduits par les MUX_TDC2 et les cellules à délais (t_{offset}) intégrés à leurs sorties.

Les colonnes (a) et (b) de la Figure 4-21 présentent la quantification des offsets à la sortie de $TDC21$ et $TDC22$ respectivement par ($TDC31$ et $TDC32$) et ($TDC33$ et $TDC34$). Bien que l'offset quantifié par $TDC31$ (respectivement par $TDC33$) soit le même que celui quantifié par $TDC32$ (respectivement par $TDC34$), les résultats de quantification de ces deux derniers diffèrent. Ceci revient essentiellement aux disparités entre les différents $TDC3i$.

Une fois que tous les offsets sont quantifiés par les différents $TDC3j$, ces résultats sont utilisés pour calibrer les codes en sorties du TDC en mode de fonctionnement normal.

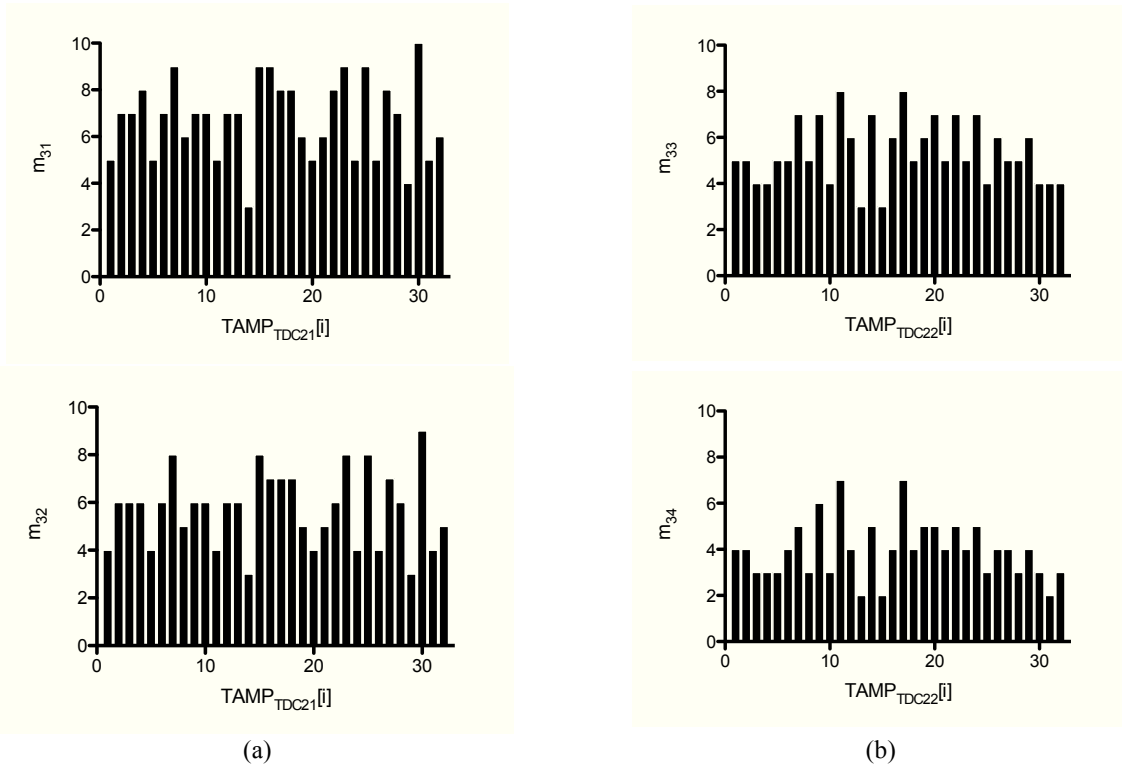


Figure 4-21: Calibration des $TAMP$ par les différents $TDC3j$.

Les graphiques (a) et (b) de la Figure 4-22 montrent les résultats de conversion (m_{21} , m_{22} , m_{31} , m_{32} , m_{33} et m_{34}), pour la même configuration statistique du TDC , après la calibration des offsets, pour un intervalle de temps en entrée variant de 390 à 757 ps. Le résultat de quantification du TDC codé sur 10-bits (*i.e.*, pour un LSB de 12 ps) établi à partir de l'équation (4-10) est représenté à la Figure 4-22-c. L'irrégularité des pas de quantification reflète les variations locales du procédé de fabrication.

La Figure 4-23 présente l' INL et DNL extraites pour une configuration statistique donnée du TDC pour un LSB de 12 ps sur toute la plage dynamique du TDC . Il en découle que les DNL et INL maximales sont respectivement de 0,7 et 2 LSB . Par ailleurs, ces deux dernières présentent respectivement des écarts-types de 0,21 et 0,55 LSB (rms).

La distribution en valeur absolue des INL et DNL maximales obtenues pour 1000 itérations (*i.e.*, 1000 configurations statistiques de TDC) présentent des écarts-types respectifs de 0,17 et 0,94 LSB (pour un LSB de 12 ps) centrés sur des moyennes respectives de 0,73 et 2,02 LSB comme l'illustre la Figure 4-24. Toutefois, les INL du TDC peuvent être compensées par une table de correspondance (LUT - «*Lookup table*») afin de réduire leur effet sur la conversion.

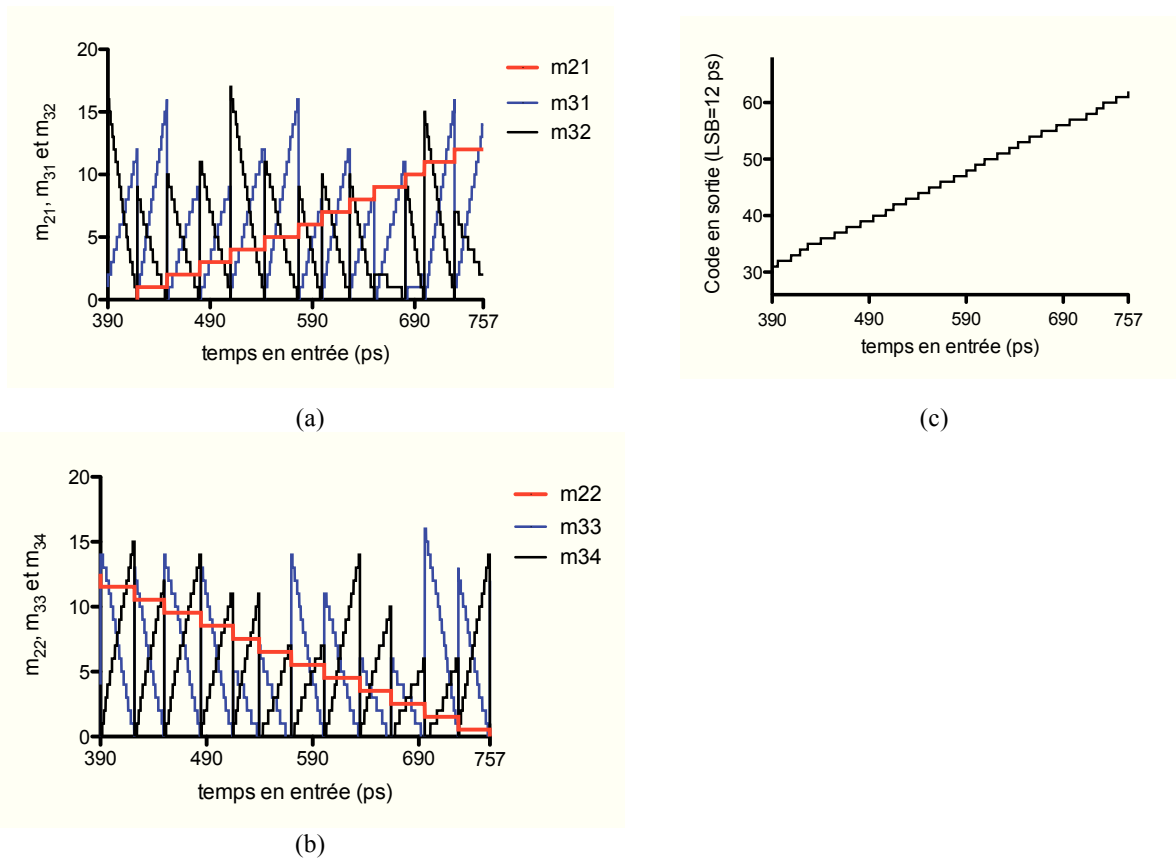


Figure 4-22 : Codes en sorties des TDC2i et TDC3j reflétant les variations ACV.

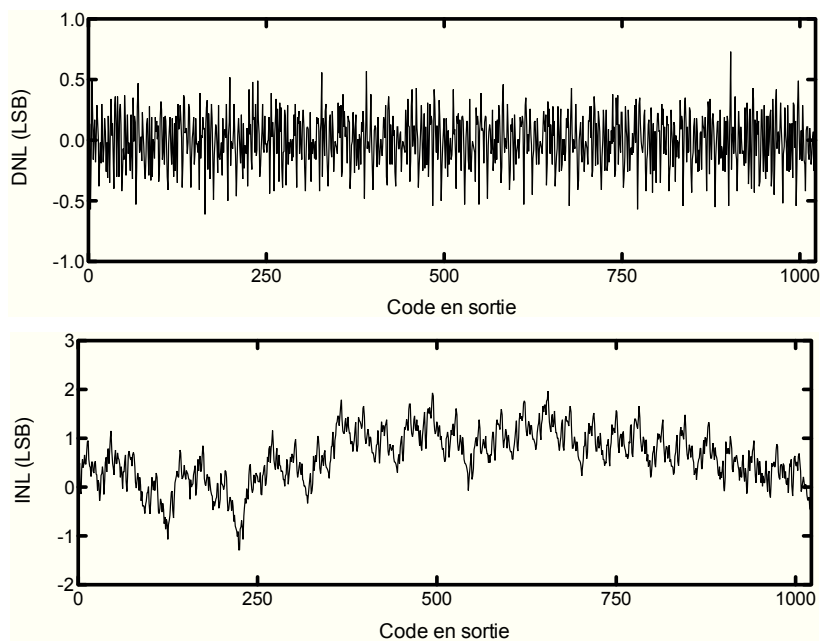


Figure 4-23 : *DNL* et *INL* du *TDC* pour une configuration statistique donnée.

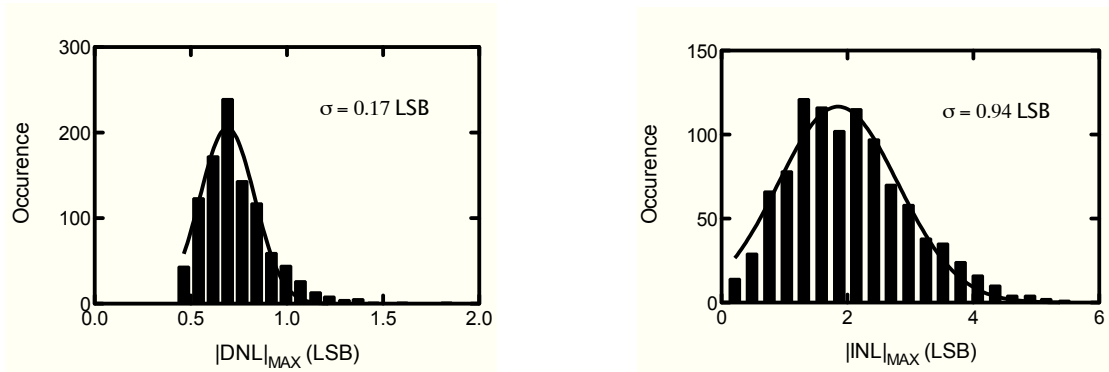


Figure 4-24: Distributions des DNL et INL pour 1000 configurations de TDC.

4.10 Conclusion

Le but du présent chapitre a été de présenter une solution architecturale de *TDC* conforme aux exigences requises pour les applications en TOD-DT. Le *TDC* proposé tire profit des avantages offerts par les structures hiérarchiques notamment en termes de latence et d'immunité au bruit (cumul de giges temporelles), critères fortement sollicités en TOD-DT. Par ailleurs, dans le but d'offrir une résolution fine de quelques ps, le *TDC* conçu met en œuvre une structure *Vernier* conventionnelle jumelée à des *TAMP*. Cette architecture procure au *TDC* une immunité considérable face aux variations *PVT* et présente l'avantage d'offrir une grande résolution (de l'ordre de quelques picosecondes) sur une large plage dynamique de mesure (12,5 ns) et ce, indépendamment de la technologie de fabrication ciblée. Le *TDC* est implémenté en technologie *CMOS* 0,13 μm d'*IBM* et occupe une surface totale sur silicium de 1,83 x 2,23 mm^2 incluant les plots de connexion.

L'ensemble des simulations effectuées sur le *TDC* se conforme adéquatement aux spécifications préalablement fixées. En effet, le *TDC* 10-bits proposé présente une résolution de l'ordre de 12 ps sur fenêtre temporelle de 12,5 ns (2,5 ps de résolution étant la résolution maximale pouvant entraîner des *DNL* supérieures à 1 *LSB*) et consomme 115 mW dont 110 mW par les transmetteurs-récepteur *LVDS*. Par ailleurs, les simulations *MC* ont permis d'avoir une estimation sur les *DNL* et *INL* du *TDC*. En effet, ces simulations révèlent que les *INL* et *DNL* présentent des écarts-types respectifs de 0,17 et 0,94 *LSB* centrés sur des moyennes respectives de 0,73 et 2,02 *LSB*.

En vue de tester les caractéristiques réelles du *TDC*, un prototype dénommé *ICGSHTDC* a été fabriqué via la *CMC* en partenariat avec *MOSIS*. Les résultats de mesures effectués sur le *TDC* feront l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 5 Tests et validation de la puce ICGSHTDC

Suite aux validations du *TDC* par simulations et par modélisation *Matlab*, les dessins des masques physiques de ce dernier ont été envoyés en fabrication à *IBM* par le biais de la *CMC*. La puce, une fois fabriquée, a été ensuite encapsulée dans un boîtier en céramique de type *CQFP* à 44 broches. Un circuit imprimé (*PCB* - «*printed circuit board*») a été conçu puis fabriqué pour accueillir la puce et la tester expérimentalement.

La caractérisation expérimentale du *TDC* proposé représente l'ultime étape de sa validation. Elle consiste en la validation des différents points mis de l'avant au chapitre précédent, notamment la vérification du bon fonctionnement du *TDC*, l'extraction de sa résolution temporelle et sa précision en prenant en considération toutes les sources de bruits (intrinsèques et extrinsèques) auxquelles ce dernier fait face, le taux de comptage et enfin, la vérification de sa linéarité de conversion (*DNL* et *INL*). Ce chapitre fera donc le point sur les résultats de la caractérisation électrique du *TDC*.

5.1 *PCB* de test

Afin de valider les performances de la puce *ICGSHTDC*, un *PCB* de test à 8 couches a été conçu puis fabriqué par le biais de la compagnie *Myro PCB*. Comme le montre la Figure 5-1, le *PCB* de test comprend essentiellement :

- Deux oscillateurs programmables (*SI514* de Silicon laboratories) permettant de générer des impulsions différentielles *START* et *STOP*,
- Un microcontrôleur (*PIC16LF1503* de *Microchip*) permettant d'ajuster la fréquence des oscillateurs programmables,
- Des régulateurs de tension à faible bruit dont principalement deux à 1.2 V alimentant séparément les parties analogiques et numériques de la puce *ICGSHTDC* et trois à 3.3 V alimentant les 2 oscillateurs, le microcontrôleur ainsi que le bloc de transmission/réception de la puce *ICGSHTDC*,

- 6 connecteurs (SMA - «SubMiniature version A») d'entrée/sortie dont 4 assurant le raccordement des entrées *START* et *STOP* de la puce à un générateur d'impulsions et 2 permettant de mesurer les fréquences délivrées par les oscillateurs programmables.

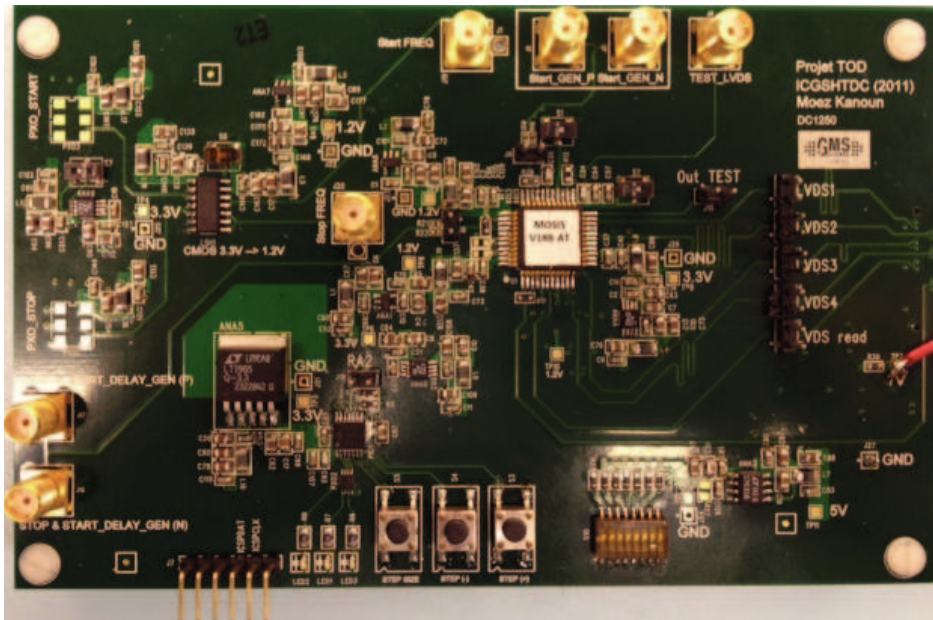


Figure 5-1: PCB de test de la puce ICGSHTDC.

Certaines précautions ont également été prises en considération lors de la conception du *PCB* afin d'assurer l'intégrité des signaux en minimisant l'induction de bruit par émission électromagnétique. L'utilisation de plans de masse continus ainsi que la minimisation des boucles de retour de courant à travers les plans de masse font parties des mesures prises à cet effet. Par ailleurs, des capacités de découplage montées en surface ont été utilisées afin de réduire le bruit sur les ports d'alimentation des dispositifs. Différentes valeurs de capacité ont été utilisées afin d'assurer une faible impédance sur une large bande de fréquence et de réduire aussi l'inductance totale de ces derniers (les plus faibles valeurs ont été placées le plus proche possible des dispositifs pour minimiser l'effet inductif des traces). De plus, en vue d'isoler les sorties des régulateurs, des filtres en π intégrant des ferrites ont été placés aux entrées des différents dispositifs.

5.2 Caractérisation expérimentale du *TDC*

5.2.1 Plateforme expérimentale de caractérisation

La plateforme expérimentale de caractérisation du prototype du *TDC* est présentée à la Figure 5-2. Celle-ci se compose essentiellement des instruments suivants:

- un générateur d'impulsions (*Agilent 81130A*) à deux sorties différentielles ayant une plage fréquentielle de 1 kHz à 660 MHz. Les impulsions logiques issues de ce dernier présentent des temps de montées de 0,5 ns ce qui permet de minimiser le *jitter* sur les entrées du *TDC*;
- un oscilloscope avec bande passante de 20 GHz (*SDA 6000A* de *Lecroy*) afin d'observer l'évolution des signaux du *TDC*;
- un analyseur de spectre (*Anritsu MS2668C*) pour vérifier la fréquence des signaux appliqués sur les entrées du *TDC*;
- un oscilloscope signaux mixtes (*Agilent 54662D*) avec bande passante de 100 MHz pour visualiser les signaux numériques en sortie du *TDC*.
- une carte sœur contenant un *FPGA* (*Spartan 6* de *Xilinx*) assurant l'acquisition et le traitement des données issues de la puce *ICGSHTDC*.

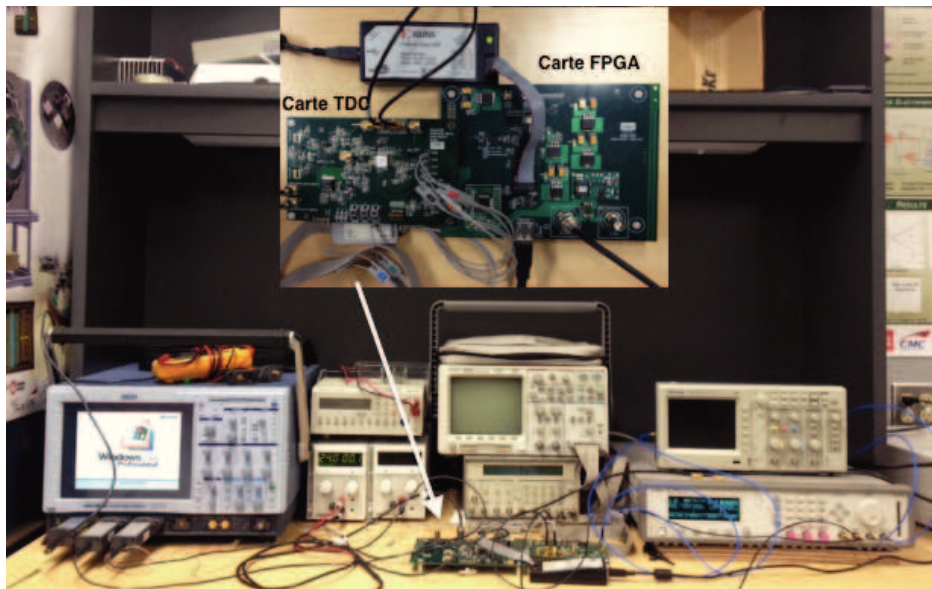


Figure 5-2 : Plateforme expérimentale de caractérisation

5.2.2 Calibration d'offsets : *TAMP* et *TDC1*

La première étape de caractérisation du *TDC* consiste à extraire les *offsets* des différents *TAMPs*. Pour ce faire, le mode de calibration est activé et un signal *STOP* est appliqué à l'entrée du *TDC*. Le *FPGA* envoie séquentiellement un code numérique au *TDC* permettant de sélectionner un des *TAMPs* de la chaîne pour une caractérisation individuelle. Une moyenne traduisant l'offset du *TAMP* est prise sur un ensemble de 50 k valeurs acquises. Les *TAMPs* du *TDC21* de même que ceux du *TDC22* sont calibrés respectivement par (*TDC31* et *TDC32*) et (*TDC33* et *TDC34*) comme le montre la Figure 5-3.

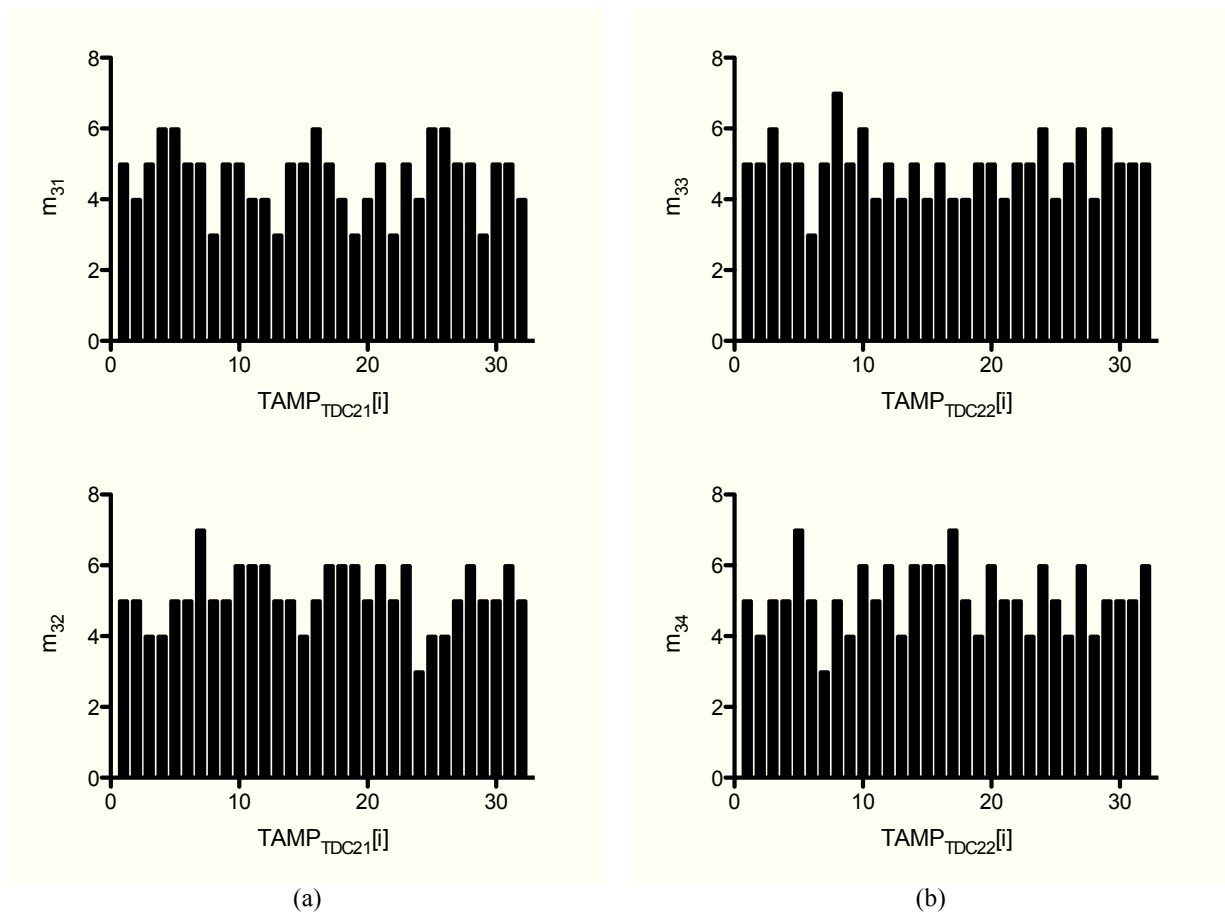


Figure 5-3: Calibration expérimentale des *TAMPs* par les différents *TDC3j*.

Très peu de fluctuations ont été observées sur les offsets des différents *TAMPs*. Ceci revient essentiellement au faible *jitter* des *TAMPs* (comparativement au pas de quantification des *TDC3*) de même que celui des différents *TDC3*. L'écart observé entre la quantification des *offsets* des *TAMPs* du *TDC21* par *TDC31* et *TDC32* (respectivement du *TDC22* par *TDC33* et *TDC34*)

traduit les disparités entre *TDC31* et *TDC32* (respectivement entre *TDC33* et *TDC34*). L'offset moyen des différents *TAMPs* est de $4,9 \times t_{tdc3}$ et présente un écart-type de 0,9 (soit une variation de $0,9 t_{tdc2} \approx 30 \text{ ps rms}$).

5.2.3 Précision du *TDC*

Afin de tester la précision du *TDC*, la plage dynamique de ce dernier a été estimée en premier lieu en utilisant le générateur d'impulsions et l'oscilloscope (*SDA 6000A* de *Lecroy*). Le *TDC* présentait une fenêtre temporelle de l'ordre de 12,7 ns. Ensuite, un (IT-« interval de temps ») constant fut appliqué aux entrées *START* et *STOP* du *TDC*. Dans l'optique de minimiser la *jitter*, une seule sortie du générateur d'impulsion (cadencée à 500 kHz) a été utilisée pour piloter les entrées du *TDC*. Un « *tee* » a été par ailleurs utilisé afin de bifurquer la sortie du générateur vers deux câbles *SMA* de longueurs différentes créant ainsi un IT constant.

Cinq mesures d'IT ont été effectuées sur la plage dynamique du *TDC* en utilisant cinq différentes longueurs de câbles *SMA*. Afin d'extraire convenablement la précision du *TDC*, le *LSB* de ce dernier a été choisi à 6,2 ps (codage sur 11 bits). Chaque IT appliqué à l'entrée du *TDC* est également mesuré à l'aide de l'oscilloscope (les mesures effectuées par l'oscillateur représentent l'IT sur les connecteurs *SMA* de la carte de test). Par ailleurs, pour chaque *IT*, 50 k acquisitions ont été effectuées afin d'avoir une bonne représentativité. La Figure 5-4 présente la distribution du code en sortie du *TDC* pour les différents IT mesurés (1,7 à 9,3 ns). Chaque bin du graphique présente une largeur de 6,2 ps. Les écarts-types des codes en sortie du *TDC* pour les cinq mesures effectuées sont donnés au Tableau 5-1. Ces écarts-types traduisent la précision du *TDC*. On en déduit que le *TDC* présente une précision maximale de l'ordre de 2,9 ps *rms* (*i.e.*, $0,48 \text{ bin} * 6 \text{ ps}$) [Kanoun *et al.*, 2014].

Tableau 5-1: Précision du *TDC*

<i>IT</i> (ns)	1,7	2,5	4,1	5,5	9,3
Précision (ps rms)	2	3	2,3	2,2	2,2

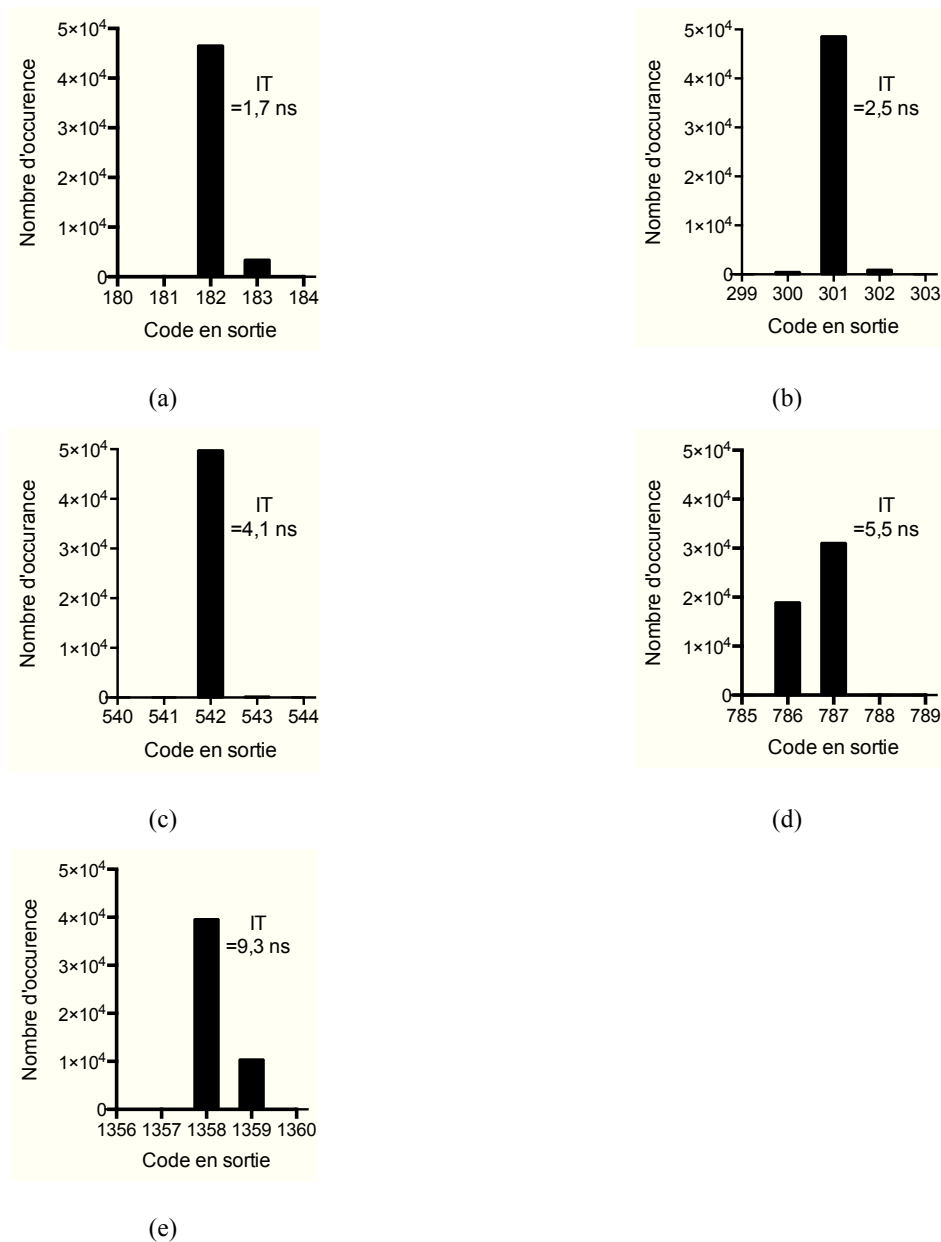


Figure 5-4 : Code en sortie du TDC pour des IT fixes (a) 1,7 ns, (b) 2,5 ns, (c) 4,1 ns, (d) 5,5 ns, (e) 9,3 ns

5.2.4 DNL et INL du TDC

Les *DNL* ainsi que l'*INL* du *TDC* ont été extraites en utilisant la méthode de l'histogramme. Pour réaliser cette méthode, une rampe linéaire de temps a été appliquée à l'entrée du *TDC* en utilisant les deux sorties différentielles du générateur d'impulsions (*Agilent 81130A*) cadencées à 500 kHz. Le délai entre les deux signaux différentiels du générateur fut incrémenté séquentiellement et linéairement d'environ 12 ps pour couvrir la plage dynamique du *TDC*. Les IT appliqués à

l'entrée du *TDC* ont été par ailleurs mesurés et contrôlés par l'oscilloscope (*SDA 6000A* de *Lecroy*). Le *jitter* mesuré à l'entrée du *TDC* présente 29 ps *FWHM* comme le montre la Figure 5-5. Pour chaque *IT* appliqué, 50 k événements ont été acquis via la carte sœur *FPGA* puis transmis à un *PC* pour un traitement numérique. Ce traitement consiste principalement à calibrer les sorties des *TDC2* et *TDC3* en utilisant les offsets préalablement acquis, puis à calculer la valeur de l'*IT* en utilisant l'équation (4-10).

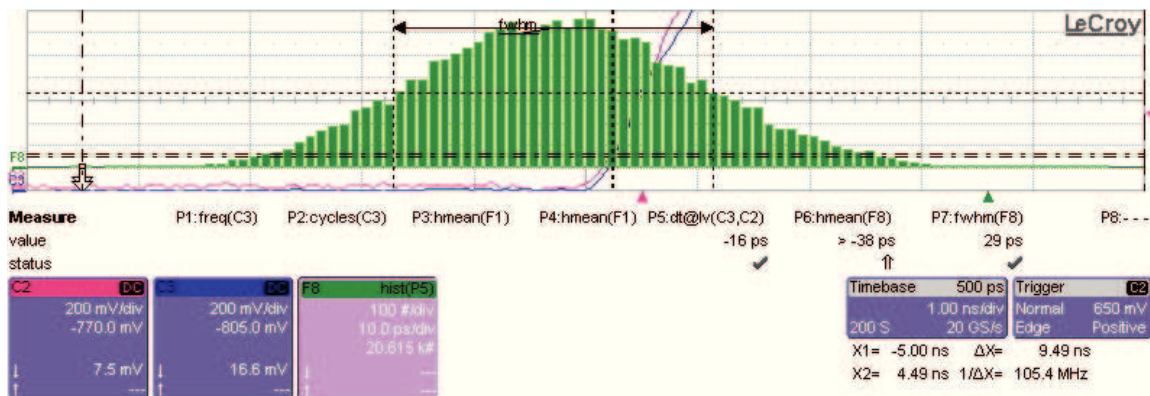


Figure 5-5 : Jitter à l'entrée du *TDC*.

Les valeurs des *IT* calculés ont permis d'établir un histogramme reflétant la distribution de ces derniers sur un ensemble de 610 bins. La plage de temps mesurée a été de l'ordre de 7490 ps. Ainsi, chaque bin présente une largeur temporelle de 12,4 ps (*i.e.*, *LSB*). Les équations (3-7) et (3-8) ont été ensuite utilisées pour extraire les *DNL* et *INL* du *TDC*.

Comme le montre la Figure 5-6, le *TDC* présente des *DNL* de 0,49 *LSB rms* avec une valeur maximale de 1,5 *LSB*. En ce qui concerne l'*INL*, les mesures expérimentales révèlent des variations de l'ordre de 1,7 *LSB rms* avec une valeur maximale de 5,33 *LSB*, comme l'illustre la Figure 5-7.

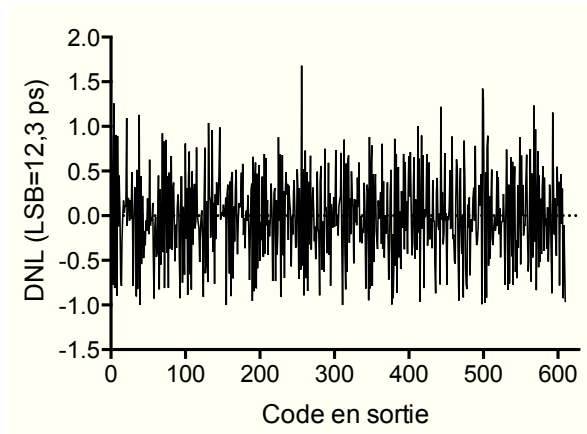


Figure 5-6 : DNL du TDC.

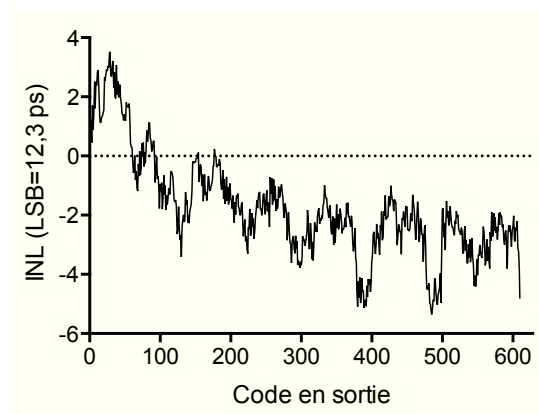


Figure 5-7 : INL du TDC.

5.3 Discussion

La puce *ICGSHTDC* a fait l'objet de plusieurs tests de validation. Cette section aura pour but d'interpréter les résultats expérimentaux des mesures effectuées.

En ce qui concerne les offsets des *TAMPs*, les simulations ont démontré une distribution de 38,3 ps *rms* comparativement à ≈ 30 ps obtenue expérimentalement. Ceci revient au fait que les simulations *MC* ont été effectuées avec des conditions extrêmes. En effet, l'orientation des transistors était aléatoire (horizontale et verticale) et leur répartition était sur une surface de $200 \times 100 \mu m^2$. Ce choix de conditions de simulations a été fait afin de prendre en considération les variations limites des offsets des *TAMPs* et ainsi déterminer le délai minimal qu'il faut appliquer à la sortie des *TDC2* permettant d'exclure l'éventualité d'avoir des résidus négatifs.

En ce qui a trait à la précision du *TDC*, les résultats expérimentaux montrent une variation de l'ordre de 2,9 ps *rms* qui est 2 fois plus grande que celle obtenue par simulation. Ceci s'explique par le fait que les simulations effectuées pour le *jitter* ne prenaient en considération que les sources de bruit intrinsèques des transistors. Le bruit des alimentations, le bruit induit par le substrat de la partie digitale du circuit intégré ainsi que la diaphonie ne sont pas pris en considération et représentent donc une source non négligeable de *jitter* dans le *TDC*. En effet, les simulations montrent que des variations de $\pm 10\%$ de la tension d'alimentation engendrent des variations de 25 et 2,4 ps respectivement pour les pas de quantification du *TDC1* et *TDC2i*, alors que le gain des *TAMPs* présente une variation de $\pm 3,5$. Ces résultats laissent prétendre que la dégradation de la précision du *TDC* est principalement causée par l'effet de la variation de la tension d'alimentation sur *TDC1* (vu que ce dernier présente plus de variations en fonction de la tension d'alimentation). Toutefois, les résultats expérimentaux montrent que la précision dépend très peu de la longueur de l'IT appliquée (voir Tableau 5-1). De ce fait, et en se référant à l'équation 4-11, on en déduit que l'effet du bruit des alimentations sur les *TAMPs* ainsi que sur les différents convertisseurs du deuxième et troisième niveau constitue la source majeure de la dégradation de la précision.

Quant aux non-linéarités, *DNL* et *INL* du *TDC*, les simulations présentaient des performances supérieures à celles obtenues expérimentalement. Ceci revient aux conditions des tests expérimentaux effectués. En effet, la non-linéarité du générateur d'impulsion utilisé et par suite la distorsion de la rampe temporelle appliquée à l'entrée du *TDC* constitue une des principales causes des *DNL* et *INL* supérieures à celles escomptées. Comme le montre la Figure 5-8, les pas d'incrémentations du générateur mesurés lors des mesures expérimentales présentent un écart-type de l'ordre de 2 ps *rms* soit 0,16 *LSB rms*.

Par ailleurs, le *jitter* du générateur d'impulsions contribue également à la détérioration des *DNL* et *INL*. De plus, l'utilisation de la méthode d'histogramme pour l'extraction des *DNL* et *INL* sans filtrer les données (moyennage des données) est inappropriée dans le cas où l'entrée du *TDC* présente des distorsions. Pour mettre en évidence les hypothèses avancées, les données à la sortie du *TDC* ont été filtrées en prenant la moyenne sur chaque 1 k d'évènements successifs. Les Figure 5-9 et Figure 5-10 montrent les *DNL* et *INL* du *TDC* obtenues après filtrage des données qui a pour but de réduire l'effet du *jitter* et la distorsion de la rampe de temps appliquée à l'entrée du *TDC*. Il en découle que les *DNL* présentent une distribution de 0,39 *LSB rms* et une valeur

maximale de 1,5 *LSB* tandis que les *INL* présentent une distribution de 1,35 *LSB rms* et une valeur maximale de 4 *LSB*. Ces résultats présentent une amélioration par rapport aux résultats obtenus par la méthode d'histogramme sans filtrage des données.

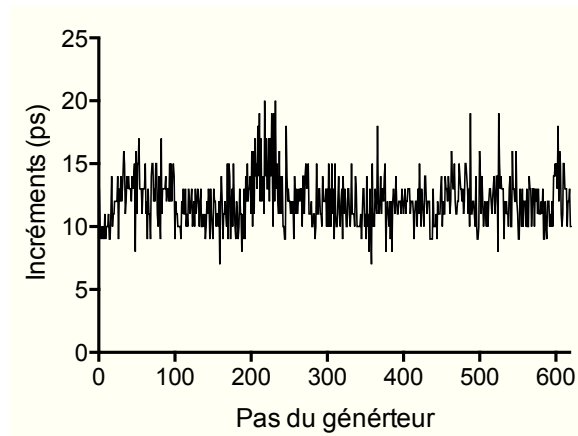


Figure 5-8: Variations du pas d'incrément du générateur.

Un autre facteur qui pourrait avoir affecté les *DNL* et l'*INL* du *TDC* est la dérive lors des mesures. En effet, la méthode communément utilisée pour caractériser les non-linéarités est la méthode statistique qui est une méthode beaucoup plus rapide comparativement à celle utilisée dans le cadre de cette thèse. La lenteur des mesures pourrait être une des causes de la détérioration des *DNL* et *INL* étant donné que la température de l'*ASIC* ne peut être constante durant la prise des mesures.

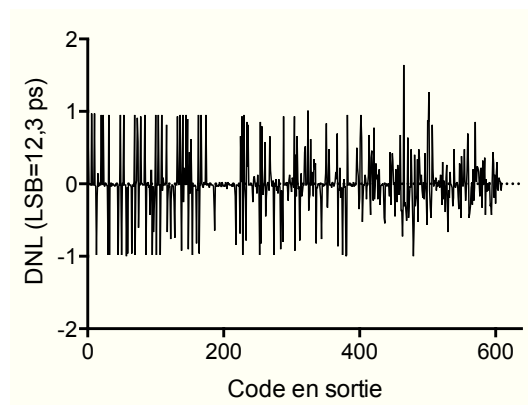


Figure 5-9 : DNL du TDC en prenant la moyenne des codes en sorties.

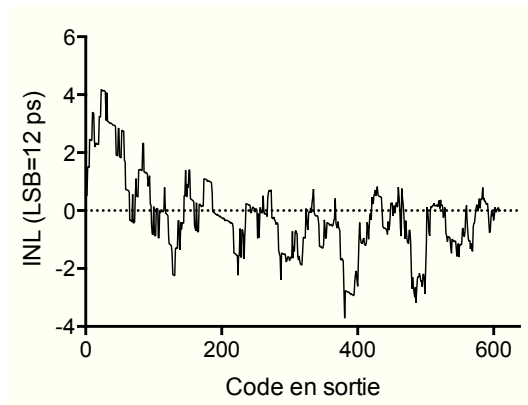


Figure 5-10 : INL du TDC en prenant la moyenne des codes en sorties.

Enfin, il convient de mentionner également l'effet de la résistivité de la maille d'alimentation dans l'ASIC qui n'a pas été assez élaborée. Ceci provoque des chutes de tension d'alimentation locales et affecte ainsi les délais de propagation dans les chaînes de conversion. De même, les effets de disparité des résistances des interconnexions, qui est assez délicate à appareiller comparativement aux capacités d'interconnexions, doivent être pris en considération. Ces effets sont spécialement rencontrés dans la phase de conception du dessin des masques physiques des différents multiplexeurs permettant la génération des résidus (*MUX_TDC1* et *MUX_TDC2*). Comme le montre la Figure 5-11, le temps de propagation du multiplexeur dépend du chemin parcouru par le courant de décharge (*i.e.*, du résidu critique sélectionné). De telles disparités induisent des distorsions sur les résidus générés et dégradent ainsi la linéarité du *TDC*. Les simulations du dessin physique du *MUX_TDC1* montrent que le temps de propagation de ce dernier présente une variation maximale de 6 ps.

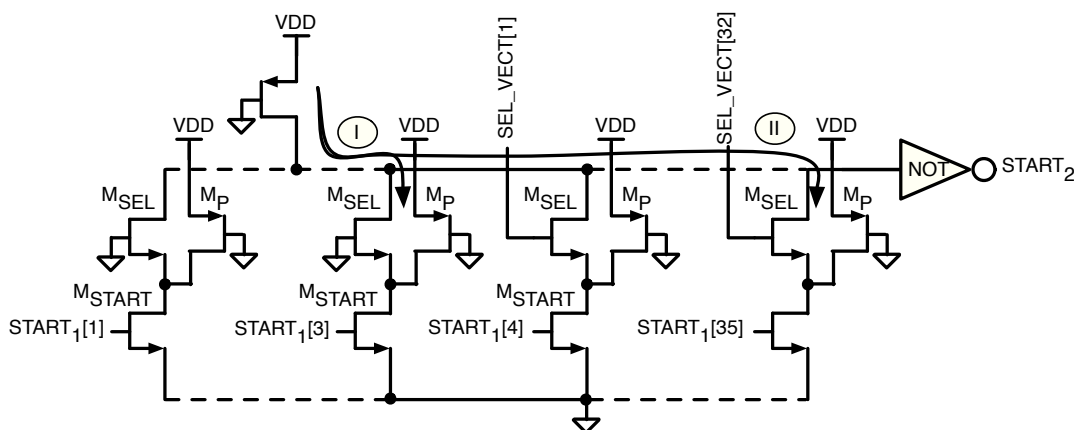


Figure 5-11: Disparité des traces d'interconnexion dans les multiplexeur.

Le Tableau 5-2 dresse une comparaison des performances du *TDC* proposé par rapport à ceux récemment rapportés dans les publications scientifiques. Les deux premiers *TDC*, respectivement basées sur l'amplification de résidu d'une ligne à délai simple (*ARLDS*) et sur une structure *Vernier-2D* présentent une résolution temporelle assez élevée. En revanche, ils sont limités en terme de plage dynamique de mesure (des centaines de picosecondes) et par conséquent, ils ne conviennent pas pour les applications *TCSPC* en TOD. D'autre part, l'architecture *TAC* permet d'obtenir une résolution temporelle relativement élevée et une plage dynamique de mesure assez étendue. Cependant, une telle réalisation nécessite une grande surface en silicium, dissipe une grande quantité d'énergie notamment à cause des courants statiques de polarisation et sa résolution est fortement liée à la résolution de l'*ADC* utilisé. En outre, la tension d'alimentation nécessaire pour cette architecture empêche l'implémentation d'une telle architecture en technologies ultra-submicroniques.

Tableau 5-2 : Performances du TDC et comparaison.

<i>Références</i>	[1]	[2]	[3]	[4]	Ce travail
<i>Architecture</i>	AR	Vernier-2D	TAC	Interpolation	Hiérarchique
<i>Technologie (nm)</i>	90	65	350	350	130
<i>Tension d'alimentation (V)</i>	1	1.2	3.3	3.3	1.2/3.3
<i>Dissipation de puissance (mW)</i>	3	1.7	50 x 4	85	4.8*
<i>Résolution (ps)</i>	1.25	5	40	8.6	12
<i>Plage dynamique de mesure (ns)</i>	0.64	0.61	45	74e3	12.5
<i>DNL/INL (LSB)</i>	0.75/3	>1/3.3	0.02/-	1/3	>1,5/4
<i>Nombre de canaux</i>	1	1	4	7	1
<i>Surface en silicium (mm²)</i>	0.6*	0.02*	3.3	8.8	4

* Cœur du TDC

[1] : [Minjae et Abidi, 2008]

[2] : [Vercesi et al, 2010]

[3] : [Crotti et al, 2012]

[4] : [Jansson et al, 2012]

Le *TDC* interpolé, en contre partie, atteint une grande résolution temporelle sur des fenêtres temporelles étendues. La plage dynamique de mesure de cette réalisation est seulement limitée au compteur utilisé pour la résolution grossière. Cependant, une telle structure nécessite souvent une *PLL* pour la stabilisation de l'interpolateur, ce qui dissipe une puissance importante. Le *TDC* proposé dans cette thèse offre un excellent compromis en termes de consommation d'énergie, résolution temporelle et de plage dynamique de mesure.

5.4 Conclusion

Les mesures réalisées expérimentalement ont conduit à la validation de la fonctionnalité du prototype *ICGSHTDC* dont l'étude et la réalisation ont été élaborées dans le chapitre précédent. La première phase de test a consisté à extraire les *offsets* appliqués à la sortie du *TDC1*, ainsi que les *offsets* des différents *TAMP* de la chaîne de conversion des *TDC2*. L'extraction d'*offsets* a permis de calibrer le résultat de conversion numérique du *TDC*. Les valeurs extraites expérimentalement des *offsets* étaient comparables à celles obtenues par simulations.

Une fois calibré, le *TDC* a fait l'objet d'un test en précision temporelle en lui appliquant un intervalle de temps fixe en utilisant un générateur d'impulsions. La précision obtenue est de l'ordre de 2,9 ps *rms* ce qui est très acceptable par rapport aux spécifications visées.

Par ailleurs, la linéarité de conversion (*DNL* et *INL*) du *TDC* a été évaluée. En effet, les *DNL* et l'*INL* du *TDC* présentent des distributions respectivement de l'ordre de 0,39 et 1,35 *LSB rms* et des valeurs maximales de 1,5 et 4 *LSB* ($LSB \approx 12,3$ ps). Ces valeurs dépassent les spécifications visées de cette thèse. Toutefois, l'utilisation d'un générateur d'impulsions moins bruité et ayant une meilleure linéarité permettrait de réduire les *DNL* et l'*INL* du *TDC*. Par ailleurs, l'utilisation d'une *LUT* permettrait également de réduire davantage l'*INL* du *TDC*.

Le chapitre suivant de cette thèse fera un récapitulatif de l'ensemble des résultats obtenus par simulation et expérimentalement et fera le point sur la contribution et l'apport de ce travail. On y exposera et proposera également des perspectives à courts et longs termes des travaux qui peuvent être entrepris dans le futur.

CHAPITRE 6 Conclusion

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse ont conduit à l'implémentation d'un *TDC* en technologie *CMOS* 130 nm répondant aux spécifications des applications en TOD-DT. Les différentes étapes de ce projet ont été décrites et présentées dans les cinq chapitres précédents.

Le premier chapitre a permis de situer le cadre et le contexte de ce projet de recherche. Entre autres, on y a introduit brièvement l'électronique frontale hybride du scanner TOD-DT conçu au sein du groupe *TomOptUS* et on a fait le point sur les inconvénients et les obstacles que rencontre une telle réalisation pour l'implémentation d'un scanner multidimensionnel. La solution avancée dans cette thèse pour venir à bout de ces limitations a été d'intégrer l'électronique frontale en technologie *CMOS* assurant une intégration à plus grande échelle des canaux de détection et facilitant la conception opto-électromécanique d'un scanner multidimensionnel.

Le deuxième chapitre a introduit les différentes techniques et géométries de mesures en TOD, ainsi que l'instrumentation utilisée pour chacune d'entre elles. L'accent a porté principalement sur la technique de mesure résolue en temps basée sur le comptage de photons uniques corrélé en temps qui demeure la technique de choix en TOD-DT en raison de sa stabilité ainsi que de sa robustesse et le coût de son instrumentation. Par ailleurs, les critères de performances de la chaîne d'acquisition d'un scanner TOD-DT, notamment l'efficacité de détection de photons uniques, la résolution temporelle, les distorsions des mesures ainsi que le temps d'acquisition ont été abordés et ont permis l'élaboration des spécifications auxquelles devrait répondre le *TDC* conçu dans le cadre de cette thèse. Enfin, quelques prototypes de scanner *TOD* ont été également présentés dans le but de situer davantage le scanner conçu ainsi que les travaux et les perspectives sur lesquels œuvre actuellement le groupe de recherche *TomOptUS*.

L'intérêt, les motivations, ainsi que les solutions envisageables permettant d'implémenter l'électronique frontale d'un TOD-DT basé sur le comptage de photons uniques en technologie *CMOS* ont fait l'objet du troisième chapitre. Un état de l'art sur l'intégration des différents blocs constituant l'électronique de comptage de photons en technologie *CMOS* a été également dressé. Une attention particulière a été portée sur l'intégration des *TDC* qui, de par son importance dans

l'électronique frontale d'un scanner TOD-DT, fait l'objet de ce projet de recherche. Différentes architectures de *TDC* ont été passées en revue afin de tirer les avantages et les inconvénients de chacune. Par ailleurs, une revue théorique sur la conversion temps-numérique, de même qu'une identification des différents paramètres contribuant à la dégradation des performances des *TDC* ont été présentées. Cette étude a conduit à la proposition et l'implémentation d'une nouvelle architecture de *TDC* hiérarchique 10-bits dédiée aux applications en TOD-DT présentée au cinquième chapitre. Les différents étages de conversion du *TDC* proposé ainsi que les solutions apportées pour améliorer ses non-linéarités ont été également exposées. La modélisation du *TDC* proposé sous *Matlab* a permis de vérifier son fonctionnement et plus particulièrement la méthode de calibration utilisée. Enfin, l'ensemble des résultats de simulations confirmant les performances escomptées du *TDC* a été exposé.

Les sections qui suivent permettront de récapituler les performances du *TDC* et de mettre en lumière les contributions et l'apport de cette thèse. Enfin, les perspectives de recherche et les travaux futurs envisageables pour l'amélioration du *TDC* conçu dans le cadre de cette thèse seront proposés.

6.1 Récapitulatif des performances du TDC

Le but ultime du présent projet de recherche portait sur la conception d'un *TDC* en technologie *CMOS* répondant aux exigences et spécifications de la *TOD* utilisant des mesures dans le domaine temporel, notamment en termes de résolution temporelle, de plage dynamique de mesure, de linéarité et de taux de répétition. L'implémentation d'un tel dispositif en technologie *CMOS* permettra d'assurer une intégration à grande échelle des canaux de détection *TOD* sur un support monolithique et par conséquent, de faciliter la conception opto-électromécanique de scanners multidimensionnels. Ces derniers ont pour effet de réduire le temps d'acquisition sur les sujets imagés et d'augmenter la résolution spatiale des images reconstruites. Par ailleurs, l'implémentation du *TDC* en technologie *CMOS* permettra également de réduire la consommation en puissance et les coûts de fabrication ainsi que d'améliorer la portabilité des scanners *TOD*.

Le *TDC* à 10-bits (pouvant aller jusqu'à 12 bits) conçu dans le cadre de cette thèse présente une architecture hiérarchique qui lui confère un temps de conversion assez rapide relativement aux

principales architectures de *TDC* rapportées dans la littérature et un taux de conversion de l'ordre de 3Mé/s. Par ailleurs, ce convertisseur présente une résolution temporelle de 12,3 ps sur une plage dynamique de mesure de plus de 12,5 ns et une précision de 2,9 ps *rms*. L'*INL* et *DNL* du *TDC* proposé sont respectivement de 1,35 et 0,39 *LSB rms* (pour un *LSB* de 12,3 ps).

6.2 Contributions

Le *TDC* proposé présente certains avantages et vertus par rapport aux architectures rapportées dans la littérature. En effet, celui-ci tire profit des avantages de la structure *Vernier* conventionnelle jumelée à des amplificateurs de temps permettant l'obtention d'une haute résolution temporelle tout en minimisant l'effet des dérives *PVT*. En outre, l'architecture proposée présente l'avantage d'être insensible à la technologie utilisée et offre plus de flexibilité pour l'amélioration des non-linéarités. En effet, l'emploi des amplificateurs de temps requiert des pas de quantification ne dépassant pas les quelques dizaines de picosecondes afin de ne pas excéder la plage dynamique d'entrée de ces derniers. De ce fait, l'amplification des résidus d'une ligne à délai simple requiert l'utilisation d'une technologie ultra-submicronique permettant l'obtention de subdivisions de temps ne dépassant pas la plage d'entrée des amplificateurs. De plus, il importe de mentionner que pour des raisons d'appariement et donc d'amélioration des non-linéarités, les longueurs de grille des transistors sont souvent choisies 2 à 3 fois plus longues que la longueur minimale permise par la technologie ce qui se traduit par des pas de quantification assez large. Toutefois, jumeler les amplificateurs de temps à une structure *Vernier* conventionnelle permet à la fois de s'affranchir des limitations imposées par la technologie et d'utiliser des transistors présentant de grandes surfaces pour réduire les non-linéarités de conversion. Par ailleurs, en termes de gigue temporelle, un paramètre critique pour ce qui est de la précision temporelle, le *TDC* proposé, en raison de sa structure hiérarchique, présente des caractéristiques fort intéressantes qui lui permettent de surpasser les structures conventionnelles rapportées dans la littérature. À titre indicatif, le *TDC* conçu dans le cadre de cette thèse présente une gigue temporelle 4 fois inférieure à celle d'un convertisseur *Vernier* conventionnel pour la même résolution et fenêtre temporelle. Enfin, le *TDC* développé dans cette thèse présente une structure de calibration et emploie une technique d'amélioration de non-linéarités assez simple permettant de minimiser l'électronique numérique de contrôle comparativement à celle proposée dans [Minjae et Abidi, 2008].

6.3 Perspectives

Les perspectives d'études, à court terme, de ce projet porteront sur l'amélioration et l'évolution du *TDC* proposé. Les grandes lignes suggérées dans ce sens sont :

- Minimiser l'offset des arbitres, l'élément dominant contribuant dans la dégradation des non-linéarités. Ceci sera effectué en élargissant la surface des transistors d'entrée de l'arbitre.
- Améliorer la répartition de l'alimentation sur le *TDC* (*i.e.*, réduction de la résistance de la Mèche d'alimentation) afin de réduire les chutes de tensions causées par les pics de courant.
- Refaire le dessin de masques physiques du *MUX_TDC* (1 et 2) dans le but d'appareiller les résistances d'interconnexion dans ce dernier et de réduire ainsi les *DNL* et *INL*.
- Minimiser le rapport *W/L* des transistors *MP* du *MUX_TDC1* du premier niveau de conversion dans le but de minimiser le courant statique consommé par ce dernier.
- Apporter une modification sur les cellules de délais afin de les remettre à zéro, et par conséquent les arbitres, de façon asynchrone. Ceci permettrait, entre autre, de simplifier l'électronique numérique de contrôle et de réduire ainsi la latence du *TDC* (*i.e.*, augmenter son taux de comptage).
- Remplacer les *Vernier* utilisés par des *Vernier* en anneau afin de réduire significativement la surface en silicium consommée. Le gain en surface envisagé par ce changement serait de l'ordre de 1:5 de la surface utilisée.
- Placer sur le même *PCB* le *TDC* et le *FPGA* afin de réduire les traces qui les relient ce qui permettrait de remplacer les transmetteurs *LVDS* par des buffers afin de réduire la consommation statique du circuit d'interfaçage.
- Remplacer les buffers à 1.2 V en entrée du *TDC* (*i.e.*, *START* et *STOP*) par des étages à 3.3 V afin de faciliter l'interfaçage du *TDC* avec les dispositifs de mesures et de tests.
- Intégrer 4 canaux de *TDC* dans un *ASIC* et effectuer des acquisitions en TOD-DT.

En ce qui a trait aux études futures de recherche, l'intégration de plusieurs canaux de détection incluant des *SPAD* et des *TDC* sur un seul support monolithique, formant un système *TCSPC* multicanaux, devrait être entreprise. En effet, les récentes avancées technologiques se rapportant

à l'implémentation des *SPAD* en technologie *CMOS* standard, notamment submicronique, favorisent une telle intégration. Ceci permettrait d'une part de réduire la gigue temporelle du système *TCSPC* global en réduisant les connexions externes ainsi que les capacités parasites et d'autre part de tirer profit des technologies d'intégration à grande échelle afin d'augmenter la densité des canaux ainsi que le taux de comptage et de réduire les coûts de fabrication.

Un schéma proposant un concept de système *TCSPC* intégré multicanaux est rapporté à la Figure 6-1. Celui-ci se compose de 8x8 canaux de détection. Chaque canal de détection se compose de 4 *SPAD* suivies de leurs circuits d'étouffement d'avalanche partageant un *TDC* présentant une résolution fine (quelques dizaines de picoseconde). Une *DLL*, à 16 phases, cadencée avec une horloge externe de 200 MHz permet de mesurer les temps de vol des photons avec une résolution moyenne de l'ordre de 312 ps. Cette horloge est par ailleurs transmise aux différents *TDC* pour les mesures grossières via un compteur 2 bits. Ainsi, chaque *TDC* se composera d'un compteur 2 bits, de 16 registres à faible capacité d'entrée (pour la résolution moyenne), et d'un convertisseur 3 bits pour les résolutions fines. Ce convertisseur peut être un *Vernier* conventionnel ou une simple ligne à délai, dépendamment de la technologie utilisée.

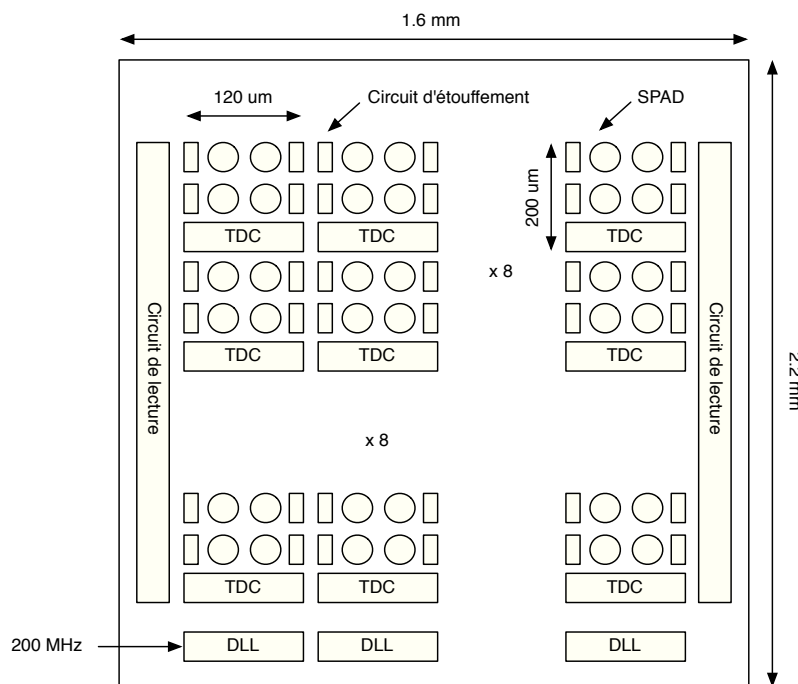


Figure 6-1 : Schéma conceptuel d'un *TCSPC* intégré.

Enfin, il est à noter que dans le but de bénéficier de tous les avantages offerts par les technologies *CMOS*, l'intégration hétérogène *3D*, visant la connexion de différentes puces microélectroniques de différentes technologies par empilement vertical via des *TSV* - « *Through Silicon Via* », offre de meilleurs compromis pour la fabrication des systèmes *TCSPC* multicanaux monolithiques. En effet, la miniaturisation en technologie *CMOS*, de par son avantage d'offrir une intégration à très grande échelle de circuits, implique des limitations pour la fabrication des *SPAD*. L'augmentation de la concentration de dopants ainsi que la réduction de la durée des recuits pour minimiser la diffusion latérale augmente considérablement la concentration d'impuretés et donc de pièges dans le semi-conducteur ce qui augmente en conséquence le taux de comptage d'obscurité pour les *SPAD*. Par ailleurs, les technologies de fabrication en bas de 250 nm impliquent l'emploi systématique et obligatoire des *STI* dans toutes les régions non couvertes par une zone de dopage ou du polysilicium ce qui complique la conception des *SPAD*. En effet, l'emploi des *STI* implique le recours au *RIE* - « *Reactive ion etching* » ce qui provoque la contamination des surfaces des bords de ces derniers et des compressions latérales. De ce fait, l'intégration hétérogène *3D* permettra de fabriquer les *SPAD* dans une technologie appropriée (exemple 350 nm) et de les interconnecter verticalement via des *TSV* à une seconde puce intégrant les *TDC* et l'électronique de traitement numérique. Une telle réalisation permettra d'augmenter le facteur de remplissage - « *fill factor* » par *SPAD*, la densité des *TDC* (*i.e.*, un *TDC* par *SPAD*), la réduction des éléments parasites *RLC* et par conséquent la gigue temporelle.

6.4 Éventuelles utilisations du TDC

Le *TDC* conçu dans le cadre de cette thèse trouvera plusieurs champs d'applications notamment dans les *ADC* afin de réduire la consommation des blocs analogiques de ces derniers et dans les *PLL* et *DLL* complètement numériques comme substitut fort attrayant à l'ensemble pompe de charge, détecteur de phase et filtre d'intégration. Par ailleurs, le *TDC* proposé peut être employé dans d'autres domaines tels qu'en télédétection laser (*LIDAR* - « *light detection and ranging* », en vision 3D et enfin, en géolocalisation «indoor».

Listes des références

- Abas, A. M., Bystrov, A., Kinniment, D. J., Maevsky, O. V., Russell, G. et Yakovlev, A. V. (2002). Time difference amplifier. *Electronics letters*, volume 38, numéro 23, p. 1437.
- Abidi, A. A. (2006). Phase noise and jitter in CMOS ring oscillators. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, volume 41, numéro 8, p. 1803-1816.
- Allen, P. E. et Holberg, D. R. (2002). *CMOS Analog Circuit Design*. Oxford University Press, USA, 250 p.
- Arai, Y. (2004). A high-resolution time digitizer utilizing dual PLL circuits. *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, volume 2, p. 969-973.
- Bakker, L., van der Mark, M., van Beek, M., van der Voort, M., Nielsen, T., Koehler, T., Ziegler, R., Licha, K. et Pessel, M. (2006). Optical Fluorescence Imaging of Breast Cancer. Dans p. 23-25.
- Bassini, R., Boiano, C., Brambilla, S., Carriero, C. et Malatesta, M. (1998). A 32 channel TDC on a VME board. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 45, numéro 3, p. 858.
- Becker, W. et Bergmann, A. (2003). Lifetime imaging techniques for optical microscopy. *Becker & Hickl GmbH, Berlin*,
- Becker, W., Bergmann, A., Gibson, A., Everdell, N., Jennions, D., Schweiger, M., Arridge, S. R. et Hebden, J. C. (2005). Multi-dimensional time-correlated single photon counting applied to diffuse optical tomography. *Proceedings of the SPIE*, volume 5693, p. 34-42.
- Bérubé-Lauzière, Y., Robichaud, V. et Lapointe, É (2007). Time-resolved non-contact fluorescence diffuse optical tomography measurements with ultra-fast time-correlated single photon counting avalanche photodiodes. Dans *European Conference on Biomedical Optics*. Optical Society of America,
- Bérubé-Lauzière, Y. et Robichaud, V. (2007). Time-of-flight non-contact fluorescence diffuse optical tomography with numerical constant fraction discrimination. Dans *European Conference on Biomedical Optics*. International Society for Optics and Photonics, p. 66290Y-66290Y-15.

- Binkley, D. M. (1994). Performance of non-delay-line constant-fraction discriminator timing circuits. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 41, numéro 4, p. 1169-1175.
- Binkley, D. M., Puckett, B. S., Swann, B. K., Rochelle, J. A., Musrock, M. S. et Casey, M. E. (2002). A 10-mc/s, 0.5-/spl mu/m CMOS constant-fraction discriminator having built-in pulse tail cancellation. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 49, numéro 3, p. 1130-1140.
- Boas, D. A., Dale, A. M. et Franceschini, M. A. (2004). Diffuse optical imaging of brain activation: approaches to optimizing image sensitivity, resolution, and accuracy. *NeuroImage*, volume 23, p. S275-S288.
- Bol, D., Ambroise, R., Flandre, D. et Legat, J. D. (2009). Interests and limitations of technology scaling for subthreshold logic. *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, volume 17, numéro 10, p. 1508-1519.
- Boni, A., Pierazzi, A. et Vecchi, D. (2001). LVDS I/O interface for Gb/s-per-pin operation in 0.35- μ m CMOS. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, volume 36, numéro 4, p. 706-711.
- Boujrad, A., Bloyet, D. et Tripona, M. (2001). A digital TDC with a reduced number of delay line cells. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, volume 486, numéro 3, p. 803-812.
- Brian, F. A., Andrew, H. L., Douglas, J. Y., Richard, M. H., Bradley, J. F., Peter, J. D. et Deborah, J. L. (2002). Geiger-mode avalanche photodiodes for three-dimensional imaging. *Lincoln Laboratory Journal*, volume 13, numéro 2,
- Brooksby, B., Jiang, S., Dehghani, H., Pogue, B. W., Paulsen, K. D., Kogel, C., Doyley, M., Weaver, J. B. et Poplack, S. P. (2004). Magnetic resonance-guided near-infrared tomography of the breast. *Review of scientific instruments*, volume 75, p. 5262.
- Brukilacchio, T. J. (2003). A Diffuse optical tomography system combined with X-Ray mammography for improved breast cancer detection. Doctor of Philosophy, TUFTS UNIVERSITY, Medford, Massachusetts,
- Buehler, C. (2005). Single-Photon Counting Multicolor Multiphoton Fluorescence Microscope. *Journal of fluorescence*, volume 15, numéro 1, p. 41.

- Carpenter, C. M. (2009). Optical spectroscopy guided by structural and functional MRI for breast cancer imaging. Thayer School of Engineering Dartmouth College Hanover, New Hampshire.
- Chan, A. H. et Roberts, G. W. (2004). A jitter characterization system using a component-invariant Vernier delay line. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, volume 12, numéro 1, p. 79.
- Cova, S., Ghioni, M., Lacaita, A., Samori, C. et Zappa, F. (1996). Avalanche photodiodes and quenching circuits for single-photon detection. *Applied Optics*, volume 35, numéro 12, p. 1956-1976
- Chen, C., Jones, M., Kononenko, W., Kroll, J., Mayers, G. M., Newcomer, F. M., Oldeman, R. G. C., Usynin, D. et Van Berg, R. (2003). Front-end electronics for the CDF-II time-of-flight system. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 50, numéro 6, p. 2486.
- Chen, K., Perelman, L. T., Zhang, Q., Dasari, R. R. et Feld, M. S. (2000). Optical computed tomography in a turbid medium using early arriving photons. *Journal of Biomedical Optics*, volume 5, p. 144.
- Chen, P., Chen, C. C. et Shen, Y. S. (2006). A Low-Cost Low-Power CMOS Time-to-Digital Converter Based on Pulse Stretching. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 53, numéro 4 Part 2, p. 2215.
- Chen, P., Chen, C. C., Zheng, J. C. et Shen, Y. S. (2007). A PVT Insensitive Vernier-Based Time-to-Digital Converter With Extended Input Range and High Accuracy. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 54, numéro 2, p. 294.
- Chen, P., Chen, C. C., Tsai, C. C. et Lu, W. (2005). A time-to-digital-converter-based CMOS smart temperature sensor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 40, numéro 8, p. 1642-1648.
- Cherry, S. R. (2006). Multimodality in vivo imaging systems: Twice the power or double the trouble? *Annu.Rev.Biomed.Eng.*, volume 8, p. 35-62.
- Contag, C. H. et Bachmann, M. H. (2002). Advances in in vivo bioluminescence imaging of gene expression. *Annual Review of Biomedical Engineering*, volume 4, numéro 1, p. 235-260.

- Corsi, F., Foresta, M., Marzocca, C., Matarrese, G. et Del Guerra, A. (2007). Current-mode front-end electronics for silicon photo-multiplier detectors. 2nd International Workshop on Advances in Sensors and Interface, 2007. IWASI 2007. IEEE, p. 1-6.
- Dalla Mora, A., Tosi, A., Tisa, S. et Zappa, F. (2007). Single-Photon Avalanche Diode Model for Circuit Simulations. *IEEE photonics technology letters*, volume 19, numéro 23, p. 1922.
- Das, B., Liu, F. et Alfano, R. (1997). Time-resolved fluorescence and photon migration studies in biomedical and model random media. *Reports on progress in Physics*, volume 60, p. 227.
- Dudek, P., Szczepanski, S. et Hatfield, J. V. (2000). A high-resolution CMOS time-to-digital converter utilizing a Vernier delay line. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 35, numéro 2, p. 240-247.
- Dunsby, C. et French, P. M. W. (2003). Techniques for depth-resolved imaging through turbid media including coherence-gated imaging. *Journal of physics. B, Proceedings of the Physical Society (Atomic and molecular physics)*, volume 36, numéro 14, p. R207.
- Dynamic Optical Tomography. (2012). Dans <http://www.nirx.net/dynamic-optical-tomography> (page consultée le).
- Eruv, T., Ben-David, M. et Gannot, I. (2008). An alternative approach to analyze fluorescence lifetime images as a base for a tumor early diagnosis system. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, volume 14, numéro 1, p. 98-104.
- Flynn, M. P. et Lidholm, S. U. (1992). A 1.2- μ m CMOS current-controlled oscillator. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, volume 27, numéro 7, p. 982-987.
- Henzler, S. (2010). *Time-to-digital Converters*. Springer Verlag,
- Hielscher, A. H. (2005). Optical tomographic imaging of small animals. *Current opinion in biotechnology*, volume 16, numéro 1, p. 79-88.
- Hsu, J. C. et Su, C. (2008). BIST for Measuring Clock Jitter of Charge-Pump Phase-Locked Loops. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, volume 57, numéro 2, p. 276-285.

- Huang, H. Y., Wu, S. D. et Tsai, Y. J. (2007). A new cycle-time-to-digital converter with two level conversion scheme. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, p. 2160-2163.
- Hwang, C. S., Chen, P. et Tsao, H. W. (2004). A high-precision time-to-digital converter using a two-level conversion scheme. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 51, numéro 4, p. 1349.
- IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-To-Digital Converters*(2001). i p.
- Intes, X. (2005). Time-Domain Optical Mammography SoftScan:: Initial Results1. *Academic Radiology*, volume 12, numéro 8, p. 934-947.
- Jackson, R. G., Blalock, T. V., Simpson, M. L., Wintenberg, A. L. et Young, G. R. (1997). Integrated constant-fraction discriminator shaping techniques for the PHENIX lead-scintillator calorimeter. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 44, numéro 3, p. 303-307.
- Jansson, J. P., Mantyniemi, A. et Kostamovaara, J. (2006). A CMOS time-to-digital converter with better than 10 ps single-shot precision. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 41, numéro 6, p. 1286-1296.
- Jansson, J. P., Koskinen, V., Mantyniemi, A. et Kostamovaara, J., (2012). A Multichannel High-Precision CMOS Time-to-Digital Converter for Laser-Scanner-Based Perception Systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* ,volume 61, numéro 9, p. 2581-2590.
- Jennions, D. (2008). *Time-Resolved Optical Tomography Instrumentation for Fast 3D Functional Imaging*. Doctor of Philosophy, University of London,
- Jochmann, M. W. (1997). Development of a CMOS integrated zero-crossing discriminator using analog continuous-time division. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 44, numéro 3 Part 1, p. 308.
- Jochmann, M. W. (1998). A CMOS integrated timing discriminator circuit for fast scintillation counters. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 45, numéro 3, p. 740-744.

- Junnarkar, S. S., Fried, J., Southekal, S., Maramraju, S. H., Pratte, J. F., O'Connor, P., Radeka, V., Vaska, P., Woody, C. et Schlyer, D. (2007). New time to digital converter, signal processing, data acquisition, calibration and test hardware for RatCAP. Dans *Nuclear Science Symposium Conference Record, 2007. NSS'07. IEEE*, volume 6. IEEE, p. 4597-4601.
- Kalisz, J. (2004). Review of methods for time interval measurements with picosecond resolution. *Metrologia*, volume 41, numéro 1, p. 17.
- Kanoun, M., Berube-Lauziere, Y. et Fontaine, R. (2008). High precision time-to-amplitude converter for diffuse optical tomography applications. Dans *Design and Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era, 2008. DTIS 2008. 3rd International Conference on*. IEEE, p. 1-4.
- Kanoun, M., Attouch, M. W. B, Bérubé-Lauzière, Y., Fontaine, R (2014). A 10-Bit, 12 ps Resolution CMOS Time-to-Digital Converter Dedicated to Ultra-Fast Optical Timing Applications. *Circuits, Systems, and Signal Processing, Springer*.
- Kanoun, M., Arpin, L., Rheume, V. P., Tétreault, M. A., Bérubé-Lauzière, Y. et Fontaine, R. (2014). A 10-bit, 3 ps rms precision time-to-digital converter for diffuse optical tomography measurements. *IEEE, 21 st International Conference on Electronics Circuits and Systems (ICECS)*.
- Kim, H. K., Netz, U. J., Beuthan, J. et Hielscher, A. H. (2008). Optimal source-modulation frequencies for transport-theory-based optical tomography of small-tissue volumes. *Optics express*, volume 16, numéro 22, p. 18082-18101.
- Kinget, P. R. (2005). Device mismatch and tradeoffs in the design of analog circuits. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, volume 40, numéro 6, p. 1212-1224.
- Kirichenko, A., Sarwana, S., Gupta, D., Rochwarger, I. et Mukhanov, O. (2003). Multi-channel time digitizing systems. *IEEE transactions on applied superconductivity*, volume 13, numéro 2 Part 1, p. 454.
- Kosev, K., Butterling, M., Anwand, W., Cowan, T., Hartmann, A., Heidel, K., Jungmann, M., Krause-Rehberg, R., Massarczyk, R. et Schilling, K. (2010). Evaluation of a microchannel-plate PMT as a potential timing detector suitable for positron lifetime measurements.

Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, volume 624, numéro 3, p. 641-645.

- Lapointe, E., Pichette, J. et Bérubé-Lauzière, Y. (2012). A multi-view time-domain non-contact diffuse optical tomography scanner with dual wavelength detection for intrinsic and fluorescence small animal imaging. *Review of Scientific Instruments*, volume 83, numéro 6, p. 063703-063703-14.
- Lee, L., Weinlader, D. et Yang, C. - K. (2006). A sub-10-ps multiphase sampling system using redundancy. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 41, numéro 1, p. 265-273.
- Li, G. H. et Chou, H. P. (2007). A high resolution time-to-digital converter using two-level vernier delay line technique. *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, volume 1, p. 276-280.
- Liu, H., Song, Y., Worden, K. L., Jiang, X., Constantinescu, A. et Mason, R. P. (2000). Noninvasive investigation of blood oxygenation dynamics of tumors by near-infrared spectroscopy. *Applied Optics*, volume 39, numéro 28, p. 5231-5243.
- Maatta, K. et Kostamovaara, J. (1998). A high-precision time-to-digital converter for pulsedtime-of-flight laser radar applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, volume 47, numéro 2, p. 521-536.
- Mahajan, V. M., Patalay, P. R., Jindal, R. P., Shichijo, H., Martin, S., Hou, F. C., Machala, C. et Trombley, D. E. (2012). A Physical Understanding of RF Noise in Bulk nMOSFETs With Channel Lengths in the Nanometer Regime. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, volume 59, numéro 1, p. 197-205.
- Manfredi, P. F., Millaud, J. E. et Sushkov, V. V. (2001). Acquisition and processing of multiparametric information from apixel matrix. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 48, numéro 4, p. 1244-1248.
- Marwick, M. A. et Andreou, A. G. (2008). Single photon avalanche photodetector with integrated quenching fabricated in TSMC 0.18 μm 1.8 V CMOS process. *Electronics letters*, volume 44, numéro 10, p. 643.

- Masciotti, J. M., Rahim, S., Grover, J. et Hielscher, A. H. (2007). Design of a frequency domain instrument for simultaneous optical tomography and magnetic resonance imaging of small animals. Dans *Proceedings of SPIE*, volume 6431p. 643113.
- Mezzomo, C. M., Bajolet, A., Cathignol, A., Di Frenza, R. et Ghibardo, G. (2011). Characterization and Modeling of Transistor Variability in Advanced CMOS Technologies. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, numéro 99, p. 1-14.
- Minjae Lee et Abidi, A. A. (2008). A 9 b, 1.25 ps Resolution Coarse-Fine Time-to-Digital Converter in 90 nm CMOS that Amplifies a Time Residue. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, volume 43, numéro 4, p. 769-777.
- Montcel, B. (2005). Tomographie optique diffuse résolue en temps : Applications fonctionnelles en neurosciences. Doctorat, Université Louis Pasteur Strasbourg I,
- Niclass, C., Besse, P. A. et Charbon, E. (2005). Arrays of single photon avalanche diodes in CMOS technology: picosecond timing resolution for range imaging. 1st Range Imaging Research Day
- Niclass, C., Gersbach, M., Henderson, R., Grant, L. et Charbon, E. (2007). A Single Photon Avalanche Diode Implemented in 130-nm CMOS Technology. *IEEE journal of selected topics in quantum electronics*, volume 13, numéro 4, p. 863.
- Niclass, C., Rochas, A., Besse, P. A. et Charbon, E. (2005). Design and characterization of a CMOS 3-D image sensor based on single photon avalanche diodes. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, volume 40, numéro 9, p. 1847-1854.
- Nielsen, T., Brendel, B., Ziegler, R., van Beek, M., Uhlemann, F., Bontus, C. et Koehler, T. (2009). Linear image reconstruction for a diffuse optical mammography system in a noncompressed geometry using scattering fluid. *Applied Optics*, volume 48, numéro 10, p. D1-D13.
- Nissinen, I. et Kostamovaara, J. (2006). Time-to-digital converter based on an on-chip voltage reference locked ring oscillator. *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, p. 250-254.

- Nissinen, J. et Kostamovaara, J. (2004). Wide dynamic range CMOS receivers for a pulsed time-of-flight laser range finder. *Proceedings of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC*, volume 2, p. 1224-1227.
- Nose, K., Kajita, M. et Mizuno, M. (2006). A 1-ps resolution jitter-measurement macro using interpolated jitter oversampling. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 41, numéro 12, p. 2911-2920.
- Nowlin, C. H. (1992). Low-Noise Lumped-Element Timing Filters with Rise-Time Invariant Crossover Times. *Review of Scientific Instruments*, volume 63, numéro 4, p. 2322-2326.
- Ntziachristos, V. (2006). Fluorescence molecular imaging. *Annu.Rev.Biomed.Eng.*, volume 8, p. 1-33.
- Oulmane, M. et Roberts, G. W. (2005). CMOS digital time amplifiers for high resolution timing measurement. *Analog integrated circuits and signal processing*, volume 43, numéro 3, p. 269.
- Pal, G., Sajjadi, A., Mitra, K. et Grace, M. (2009). Transient radiation modeling of short-pulse laser detection of tumors in animal model. Dans *Signals, Systems and Computers, 2009 Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on*. IEEE, p. 1609-1613.
- Paulus, T. J. (1985). Timing electronics and fast timing methods with scintillation detectors. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 32, numéro 3, p. 1242-1249.
- Pelgrom, M. J. M., Duinmaijer, A. C. J. et Welbers, A. P. G. (1989). Matching properties of MOS transistors. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 24, numéro 5, p. 1433-1439.
- Pelka, R., Kalisz, J. et Szplet, R. (1996). Nonlinearity correction of the integrated time-to-digital converter with direct coding. Dans p. 548-549.
- Poellinger, A., Martin, J. C., Ponder, S. L., Freund, T., Hamm, B., Bick, U. et Diekmann, F. (2008). Near-infrared Laser Computed Tomography of the Breast:: First Clinical Experience. *Academic Radiology*, volume 15, numéro 12, p. 1545-1553.
- Pogue, B., Testorf, M., McBride, T., Osterberg, U. et Paulsen, K. (1997). Instrumentation and design of a frequency-domain diffuse optical tomography imager for breast cancer detection. *Optics Express*, volume 1, numéro 13, p. 391-403.

- Pratte, J. F., Junnarkar, S., Deptuch, G., Fried, J., O'Connor, P., Radeka, V., Vaska, P., Woody, C., Schlyer, D., Stoll, S., Maramraju, S. H., Krishnamoorthy, S., Lecomte, R. et Fontaine, R. (2007). The RatCAP front-end ASIC. *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, volume 1, p. 19-23.
- R. Simon, Arridge: William R B, Lionheart (1998). Imaging systems; Medical optics and biotechnology. *Optics Letters*, volume 23, p. 882.
- Raisanen-Ruotsalainen, E., Rahkonen, T. et Kostamovaara, J. (2000). An integrated time-to-digital converter with 30-ps single-shot precision. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 35, numéro 10, p. 1507-1510.
- Reynolds, J. S., Troy, T. L. et Sevick-Muraca, E. M. (1997). Multipixel Techniques for Frequency-Domain Photon Migration Imaging. *Biotechnology progress*, volume 13, numéro 5, p. 669-680.
- Rochelle, J. M. et Simpson, M. L. (1992). Current-mode time-to-amplitude converter for precision sub-nanosecond measurement. *Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference. Conference Record*, volume 1, p. 468-470.
- Ruotsalainen, T., Palojärvi, P. et Kostamovaara, J. (1997). A BiCMOS differential amplifier and timing discriminator for the receiver of a laser radar. *Analog integrated circuits and signal processing*, volume 13, numéro 3, p. 341.
- Schulz, R. B., Peter, J., Semmler, W., D'Andrea, C., Valentini, G. et Cubeddu, R. (2006). Comparison of noncontact and fiber-based fluorescence-mediated tomography. *Optics Letters*, volume 31, numéro 6, p. 769-771.
- Selb, J., Joseph, D. K. et Boas, D. A. (2006). Time-gated optical system for depth-resolved functional brain imaging. *Journal of Biomedical Optics*, volume 11, p. 044008.
- Sevick-Muraca, E. M., Houston, J. P. et Gurfinkel, M. (2002). Fluorescence-enhanced, near infrared diagnostic imaging with contrast agents. *Current opinion in chemical biology*, volume 6, numéro 5, p. 642-650.
- Simpson, M. L., Britton, C. L., Wintenberg, A. L. et Young, G. R. (1994). An integrated, CMOS, constant-fraction timing discriminator for multichannel detector systems. *IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference*, volume 1, p. 320-324.

- Simpson, M. L., Britton, C. L., Wintenberg, A. L. et Young, G. R. (1997). An integrated CMOS time interval measurement system with subnanosecond resolution for the WA-98 calorimeter. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 32, numéro 2, p. 198-205.
- Simpson, M. L., Young, G. R., Jackson, R. G. et Xu, M. (1996). A monolithic, constant-fraction discriminator using distributed R-Cdelay line shaping. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, volume 43, numéro 3, p. 1695-1699.
- Song, J., An, Q. et Liu, S. (2006). A high-resolution time-to-digital converter implemented in field-programmable-gate-arrays. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 53, numéro 1, p. 236-241.
- Spanoudaki, V., McElroy, D. P., Pimpl, W. et Buttler, W. (2004). Basic description and performance test of the analog signal processing electronics for MADPET-II. *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, volume 5, p. 2882-2884.
- Srinivasan, S., Pogue, B. W., Jiang, S., Dehghani, H. et Paulsen, K. D. (2003). Validation of hemoglobin and water molar absorption spectra in near-infrared diffuse optical tomography. Dans *Proc. SPIE*, volume 4955p. 407-415.
- Staszewski, R. B., Vemulapalli, S., Vallur, P., Wallberg, J. et Balsara, P. T. (2006). 1.3 V 20 ps time-to-digital converter for frequency synthesis in 90-nm CMOS. *IEEE transactions on circuits and systems. II, Express briefs*, volume 53, numéro 3, p. 220.
- Sugii, N., Tsuchiya, R., Ishigaki, T., Morita, Y., Yoshimoto, H. et Kimura, S. (2010). Local Variability and Scalability in Silicon-on-Thin-BOX (SOTB) CMOS With Small Random-Dopant Fluctuation. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, volume 57, numéro 4, p. 835-845.
- Suyama, M. et Nakamura, K. (2009). Recent progress of photocathodes for PMTs. Dans *Proceedings of the International Workshop on New Photon Detectors, Japan, June*
- Swann, B. K., Blalock, B. J., Clonts, L. G., Binkley, D. M., Rochelle, J. M., Breeding, E. et Baldwin, K. M. (2004). A 100-ps time-resolution CMOS time-to-digital converter for positron emission tomography imaging applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 39, numéro 11, p. 1839-1852.

- Swann, B. K., Rochelle, J. M., Binkley, D. M., Puckett, B. S., Blalock, B. J., Terry, S. C., Moyers, J. C., Young, J. W., Casey, M. E., Musrock, M. S. et Breeding, J. E. (2003). A custom mixed-signal CMOS integrated circuit for high performance PET tomograph front-end applications. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 50, numéro 4, p. 909.
- Tanaka, M., Ikeda, H., Ikeda, M. et Inaba, S. (1991). Development of monolithic time-to-amplitude converter for highprecision TOF measurement. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 38, numéro 2 Part 1, p. 301.
- Tichauer, K. M., Holt, R. W., El-Ghoussein, F., Zhu, Q., Dehghani, H., Leblond, F. et Pogue, B. W. (2011). Imaging workflow and calibration for CT-guided time-domain fluorescence tomography. *Biomedical Optics Express*, volume 2, numéro 11, p. 3021-3036.
- Tisa, S., Lotito, A., Giudice, A. et Zappa, F. (2003). Monolithic time-to-digital converter with 20ps resolution. *Proceedings of the 29th European Solid-State Circuits Conference*, p. 465-468.
- Tisa, S., Zappa, F., Tosi, A. et Cova, S. (2007). Electronics for single photon avalanche diode arrays. *Sensors and actuators. A, Physical*, volume 140, numéro 1, p. 113.
- Toifl, T., Vari, R., Moreira, P. et Marchioro, A. (1999). 4-channel rad-hard delay generation ASIC with 1 ns timing resolution for LHC. *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, volume 46, numéro 3, p. 139-143.
- Trivedi, A., Basu, S. et Mitra, K. (2005). Temporal analysis of reflected optical signals for short pulse laser interaction with nonhomogeneous tissue phantoms. *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*, volume 93, numéro 1-3, p. 337-348.
- Tsai, C. C. et Lee, C. L. (2003). An on-chip jitter measurement circuit for the PLL. *12th Asian Test Symposium*, p. 332-335.
- Turko, B. T., Kolbe, W. F. et Smith, R. C. (1990). Ultra-fast voltage comparators for transient waveform analysis. *IEEE transactions on nuclear science*, volume 37, numéro 2 Part 2, p. 424.
- Vallerga, J. et McPhate, J. (2000). Optimization of the readout electronics for microchannel plate delay line anodes. *Proceedings of SPIE, the International Society for Optical Engineering*, volume 4139, p. 34-42.

- Veneziano, S. (1998). Performances of a multichannel 1GHz TDC ASIC for the KLOE Tracking Chamber. *Nuclear instruments methods in physics research. Section A, Accelerators, spectrometers, detectors and associated equipment*, volume 409, numéro 1, p. 363.
- Vercesi, L., Liscidini, A. et Castello, R., (2010). Two-Dimensions Vernier Time-to-Digital Converter. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 45, numéro 8, p. 1504,1512.
- Wake, R. H., Grable, R. J. et Rohler, D. P. (2000). *Apparatus and method for determining the perimeter of the surface of an object being scanned*,
- Becker, W. (2010). *The bh TCSPC Handbook*, 4 édition. Becker & Hickl GmbH, Berlin, Germany, 541 p.
- Wu, J. et Shi, Z. (2008). The 10-ps wave union TDC: Improving FPGA TDC resolution beyond its cell delay. Dans *Nuclear Science Symposium Conference Record, 2008. NSS '08. IEEE*.p. 3440-3446.
- Xie, D. K., Zhang, Q. C., Qi, G. S. et Xu, D. Y. (2004). Cascading delay line time-to-digital converter with 75 ps resolution and a reduced number of delay cells. *Review of scientific instruments*, volume 76, p. 014701.
- Yu, J., Dai, F. F. et Jaeger, R. C. (2010a). A 12-Bit Vernier Ring Time-to-Digital Converter in 0.13 CMOS Technology. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, volume 45, numéro 4, p. 830-842.
- Yu, J., Dai, F. F. et Jaeger, R. C. (2010b). A 12-Bit Vernier Ring Time-to-Digital Converter in 0.13 CMOS Technology. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, volume 45, numéro 4, p. 830-842.
- Zappa, F., Lotito, A., Giudice, A. C., Cova, S. et Ghioni, M. (2003). Monolithic active-quenching and active-reset circuit for single-photon avalanche detectors. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 38, numéro 7, p. 1298-1301.
- Zhao, Q., Spinelli, L., Bassi, A., Valentini, G., Contini, D., Torricelli, A., Cubeddu, R., Zaccanti, G., Martelli, F. et Pifferi, A. (2011). Functional tomography using a time-gated ICCD camera. *Biomedical optics express*, volume 2, numéro 3, p. 705-716.

Zint, C. V., Uhring, W., Torregrossa, M., Cunin, B. et Poulet, P. (2003). Streak camera: a multidetector for diffuse optical tomography. *Applied Optics*, volume 42, numéro 16, p. 3313-3320.