

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science –Technologie – Santé

FACULTE des Sciences et Techniques

Institut de Recherche XLIM

Thèse N°

Thèse

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Présentée et soutenue par :

TRAORE Brahima

Le 27 Septembre 2006

*Echantillonnage opto-électronique pour application
à la Conversion Analogique Numérique rapide*

Thèse dirigée par Philippe Di Bin

JURY :

Rapporteurs

P. CROZAT

J.C. MOLLIER

Professeur à l'Université de Paris-Sud ORSAY (IEF)

Professeur à l'Université de TOULOUSE (SUPAERO)

Examineurs

J. M NEBUS

F. REYNAUD

M MAIGNAN

P. DI BIN

G. NEVEUX

Professeur à l'Université de Limoges-XLIM

Professeur à l'Université de Limoges-XLIM

Ingénieur, ALCATEL ALENIA SPACES

Professeur à l'Université Limoges-XLIM

Maître de Conférence, Limoges-XLM

Remerciements	6
Résumé	7
Abstract	7
Introduction générale	8

I Les principes de la conversion analogique numérique

I.1 Introduction	11
I.2 Généralités	12
I.2.1 Bruit de quantification	14
I.2.2 Rapport signal à bruit (SNR)	15
I.3 Echantillonnage des signaux analogiques	19
I.4 Présentation des principaux facteurs de mérite des convertisseurs analogiques numériques	22
I.4.1 Le SNR	22
I.4.2 La distorsion d'harmonique totale (THD)	23
I.4.3 Le SNR avec distorsion (SINAD)	23
I.4.4 Le nombre de bits effectifs (N_{eff} ou ENOB)	24
I.4.5 La SFDR	25
I.5 Analyse des sources de limitations des performances d'un CAN	26
I.5.1 Durée des impulsions d'échantillonnage	26
I.5.2 Gigue temporelle des instants d'échantillonnage	28
I.5.3 Le bruit thermique	29
I.5.4 Erreur du comparateur (<i>Comparator Ambiguity</i>) où Métastabilité	30
I.5.5 Bilan des sources de limitation	31
I.6 Principe d'incertitude d'Heisenberg	32
I.7 Commentaires généraux	33
I.8 Echantillonnage I/Q	34
I.8.1 Principe de la technique	34
I.8.2 Avantages de la technique	38
I.8.3 Limitations	39
I.8.3.1 DC offset	39
I.8.3.2 Désappariement entre les voies I et Q	40
I.8.3.3 Les problèmes de distorsion	42
I.8.4 Synthèse des sources d'erreur	42
I.9 Spécifications souhaitées	43
I.10 Conclusion générale	44
Bibliographie du chapitre 1	46
Tables des illustrations	48
Figures	48
Tableaux	48

II Etude des architectures de convertisseur analogique numérique

II.1	Introduction	52
II.2	Les CANs en technologie semi-conductrice	53
II.2.1	Le CAN ‘Flash’	53
II.2.2	Les CANs à ‘ approximations successives’	55
II.2.3	Le CAN ‘pipeline’	56
II.2.4	Les CANs ‘Sigma Delta’	58
II.3	Les CANs en technologie supraconductrice	62
II.3.1	Historique des composants logiques supraconducteurs	63
II.3.2	Structure et performances des circuits RSFQ	65
II.3.3	Les CANs supraconducteurs	66
II.3.4	Conclusion sur les CANs supraconducteurs	68
II.4	Les convertisseurs analogiques numériques optiques	69
II.4.1	Les convertisseurs analogiques numériques optiques hybrides	70
II.4.1.1	Echantillonnage optique et multiplexage temporel de CANs électroniques71	
II.4.1.1.1	Démultiplexage par division temporelle (Time Interleaving)	71
II.4.1.1.2	Le démultiplexage par division de longueur d’onde	73
II.4.1.2	Technique d’étirement temporel	77
II.4.1.3	. Technique de décodage de phase	81
II.4.1.4	Résumé des techniques hybrides optiques électroniques	85
II.4.2	Architectures basées sur des techniques optiques de génération de code binaire	86
II.4.2.1	Le schéma de Taylor	86
II.4.2.2	Techniques utilisant le codage en longueur d’onde	89
II.4.2.2.1	Architectures à base d’éléments optiques diffractifs	90
II.4.2.2.2	Architecture à base de filtres spectraux périodiques	93
II.4.2.2.3	Codage en longueur d’onde par auto décalage en fréquence d’une impulsion soliton (SSFS)	95
II.4.2.2.4	Conclusion sur les techniques de codage en longueur d’onde	96
II.4.2.3	Quantification tout optique à base d’interféromètre non linéaire de Sagnac98	
II.4.2.4	. Les autres techniques de conversion analogique numérique tout optique102	
II.4.3	Conclusion sur les CANs tout optique	104
II.5	Conclusion générale	106
	Bibliographie du chapitre 2	108
	Tables des illustraions	116
	Figures	116
	Tableaux	116

III Analyse du convertisseur analogique numérique optique

III.1	Introduction	117
III.2	Détermination des différents paramètres d'analyse	118
III.2.1	Les sources de bruit	119
III.2.1.1	Le bruit thermique	120
III.2.1.2	Le bruit de grenaille	121
III.2.1.3	Le bruit relatif d'intensité (RIN)	122
III.2.1.4	Le bruit d'obscurité	123
III.2.2	Les non linéarités	123
III.2.2.1	Les non linéarités de modulation	124
III.2.2.2	Les non linéarités dans les fibres optiques	126
III.2.2.3	Les non linéarités induites par les photo-détecteurs	126
III.2.3	Conclusion sur les sources de limitation	129
III.2.4	Validation expérimentale du modèle classique de CANO	130
III.3	Choix de l'architecture du CAN optique à réaliser	132
III.3.1	Choix de la technique	132
III.3.2	Validation expérimentale de la technique de décodage de phase	135
III.3.2.1	Caractéristiques statique du modulateur électrooptique	135
III.3.2.2	Caractéristique dynamique du modulateur électrooptique: Vérification de la technique de décodage de phase	137
III.3.3	Analyse expérimentale des performances du décodage de phase	139
III.3.3.1	Caractérisation de l'oscilloscope numérique LeCroy 9360	140
III.3.3.2	Caractérisation du décodage de phase en mode monoporteuse	142
III.3.3.3	Caractérisation en mode biporteuse	148
III.3.3.4	Conclusion sur les performances du D2codage de phase	153
III.3.4	Spécification des blocs élémentaires de l'architecture du CANO à développer	152
III.3.4.1	Génération I/Q par voie optique	154
III.3.4.2	L'électronique de détection	161
III.3.5	L'architecture du CAN optique à réaliser	163
III.3.5.1	Schéma de principe	163
III.3.5.2	Développement théorique relatif au décodage de phase	164
III.4	Conclusion	172
	Bibliographie du chapitre 3	174
	Tables des illustrations	177
	Figures	177
	Tableaux	178

IV : Réalisation du convertisseur analogique numérique optique

IV.1	. Introduction	179
IV.2	.Echantillonnage et technique de décodage de phase.....	180
IV.2.1	. Dispositif expérimental	180
IV.2.2	. Présentation des blocs élémentaires du CANO.....	181
IV.2.2.1	. La source laser.....	181
IV.2.2.2	. Le modulateur électrooptique.....	184
IV.2.2.3	. La photodiode.....	184
IV.2.2.4	. La carte d'acquisition DP 240 Digitizer.....	185
IV.2.2.5	. Résultats expérimentaux relatifs au décodage de phase.....	187
IV.3	. Réalisation du CANO.....	194
IV.3.1	. Description du dispositif	195
IV.3.2	. Dispersion de l'impulsion optique	196
IV.3.3	. Echantillonnage par filtrage spectral.....	198
IV.3.3.1	. Les réseaux de Bragg	198
IV.3.3.2	. Principe de la génération I/Q optique.....	201
IV.3.3.3	. Influence de la durée des impulsions d'échantillonnages	201
IV.3.3.4	. Réponse temporelle de la conversion I/Q	205
IV.3.4	. Acquisition des signaux	206
IV.3.5	. Résultats expérimentaux.....	207
IV.3.5.1	. Technique de choix de la fréquence porteuse	208
IV.3.5.2	. Réponse temporelle des signaux I/Q.....	210
IV.3.5.3	. Analyse spectrale.....	213
IV.4	Conclusions	220
	Bibliographie du chapitre 4	221
	Tables des illustrations	221
	Figures	221
	Tableaux	222

CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES	223
---	-----

Remerciements.

Ce travail a été effectué au département photonique de l'institut de recherche XLIM (ex-IRCOM) de l'Université de Limoges, UMR CNRS n° 6172. Je remercie Monsieur le Professeur Patrick VAUDON ainsi que tout le jury d'admission en DEA des Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur Philippe DI BIN, Professeur à l'Université de Limoges pour m'avoir encadré tout le long de cette thèse, pour sa compétence et son expérience dont il a su me faire bénéficier durant ces années de thèse.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Jean Michel NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury de cette thèse.

Je tiens à adresser ma sincère reconnaissance à Monsieur Michel MAIGNAN, Ingénieur à ALCATEL ALENIA SPACE pour ses conseils avisés lors de nos différentes réunions.

J'adresse toute ma gratitude à Monsieur Paul CROZAT, Professeur à l'Université de Paris-Sud Orsay (Institut d'Electronique Fondamentale) et à Monsieur Jean-Claude MOLLIER, Professeur à l'Université de Toulouse (SUPAERO) pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant d'en être les rapporteurs.

Je témoigne ma reconnaissance à Monsieur François REYNAUD, Professeur à l'Université de Limoges et à Monsieur Guillaume NEVEUX, Maître de Conférence à l'Université de Limoges pour l'honneur qu'ils me font en participant à ce jury.

Je tiens aussi à remercier tout le personnel du Département Photonique, des permanents aux doctorants en passant par les secrétaires pour leur gentillesse et leur aide durant ces années. Je remercie aussi bien évidemment les thésards et permanents de l'équipe pour la bonne ambiance dans laquelle j'ai pu travailler durant ces années. J'adresse tout particulièrement ma sympathie à Hervé, Sébastien, Philippe, Fred et tous ce que je n'ai pas cité pour l'intégration dont j'ai pu bénéficier au sein du département photonique . Je ne saurai oublier Laurent et Stéphane pour les bonnes idées de retrouvailles des membres de l'équipe auxquels j'ai pu participer. Je souhaite une bonne continuation aux futurs et très bientôt docteurs du département photonique.

Et j'adresse une reconnaissance toute particulière à Monsieur Jean Marc Blondy, Responsable d'équipe pour sa disponibilité dont j'ai pu bénéficier durant ces années.

RESUME

Ce travail de thèse est consacré à l'étude et à la réalisation d'un échantillonneur optoélectronique appliqué à la conversion analogique numérique rapide. La technique proposée ici concerne un système d'échantillonnage réalisé au sein d'un modulateur électrooptique. Le train d'impulsions d'échantillonnage est modulé en intensité par le signal RF à numériser. Le traitement du signal optique ainsi obtenu est basé sur une technique de décodage de phase afin de permettre la linéarisation de la fonction de transfert de modulation. A ce système d'échantillonnage, nous avons associé une structure qui réalise la conversion I/Q à base de filtrage spectral par des réseaux de Bragg. La génération I/Q est réalisée en dispersant l'impulsion d'échantillonnage dans une fibre optique DCF de sorte à ce qu'elle présente un glissement linéaire de fréquence où de longueur d'onde en première approximation. L'impulsion modulée est modulée par la porteuse à échantillonner et elle passe ensuite à travers 2 réseaux de Bragg dont les longueurs d'ondes de réflexion sont choisies de sorte à générer des impulsions en quadrature de phase.

MOTS CLES: Conversion Analogique Numérique, échantillonnage optoélectronique, décodage de phase, modulation linéaire, filtrage spectral, Réseaux de Bragg, conversion I/Q.

ABSTRACT

This PhD-Thesis deals with the study and the implementation of an photonic sampling applied to Analog/Digital Converter. Sampling here is simply performed by letting the optical pulses sample the electrical analog input signal as they travel through the electrooptical modulator. The optical signal processing is done by a linearized sampling technique referred to as phase-encoded optical sampling. This proposed scheme is combined with the I/Q sampling technique done by slicing the spectrum with a pair of Bragg grating. The pulses are launched into a dispersion-compensating fiber (DCF). After passing through the DCF, the wavelength components are temporally separated. The chirped modulated pulses are sliced by 2 Bragg grating with wavelength were chosen to produce 2 pulses in quadrature.

KEYS WORDS: Analog-Digital Conversion, electrooptical sampling, phase encoded, linear chirping, , spectral filtering, , Bragg grating, I/Q sampling.

Introduction générale

Dans les transmissions radio, l'information est généralement transmise par modulation d'une porteuse hyperfréquence. Actuellement pour obtenir cette modulation et accéder à l'information, on réalise des transpositions de fréquences pour ramener le signal modulant en bande de base. Ces transpositions de fréquences sont réalisées par des étages analogiques utilisant des mélangeurs (figure I-(a)) qui introduisent la plupart du temps de la non linéarité et du bruit dans le signal. Dans la partie (a) de la figure I, le convertisseur analogique numérique (CAN) est considéré comme se trouvant en bout de chaîne et numérise de ce fait le signal une fois que ce dernier est transposé en bande de base.

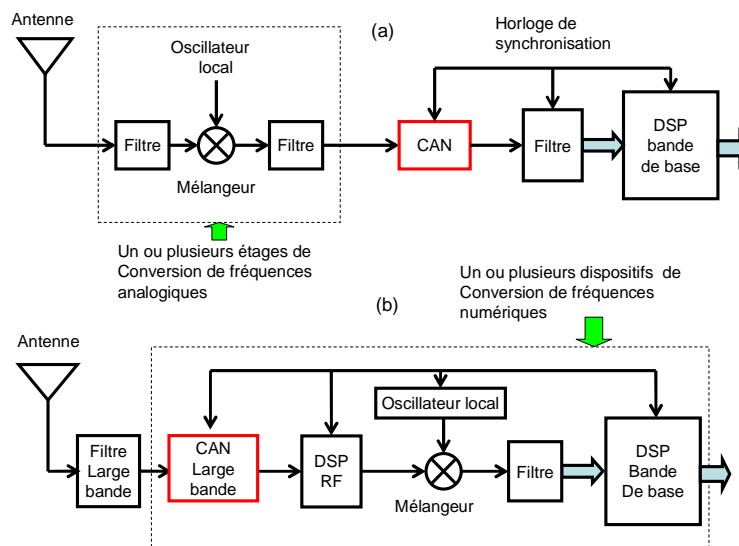


Figure I : Architecture de récepteurs RF (a) conventionnel et (b) numérique

Simultanément, sous la pression du traitement tout numérique du signal et de l'émergence des nouvelles applications multimédia qui nécessitent une communication large bande et une montée en fréquence porteuse (30 GHz), le besoin est de disposer de l'information entièrement sous forme binaire. La solution idéale serait de numériser directement le signal hyperfréquence et d'en extraire la modulation par traitement numérique. Cela s'effectuera en ramenant le CAN le plus près possible de l'antenne (figure I-(b)). Cette éventualité n'est actuellement pas possible car cela suppose que le CAN doit être ultra rapide, d'une grande linéarité et d'une grande dynamique pour éviter les problèmes d'interférences,

d'intermodulations et de recouvrement de spectres. Les CANs disponibles actuellement étant limités en vitesse et en bande passante.

Néanmoins, trois technologies concourent actuellement à la réalisation de CANs rapides : l'**électronique**, la **supraconductivité** et l'**optique**. Les CANs électroniques ont acquis leur lettre de noblesse pour des applications basses et moyennes fréquences. D'énormes efforts sont menés continuellement pour augmenter leurs performances à hautes fréquences. Cependant les contraintes liées à la gigue d'horloge et à la métastabilité du comparateur en haute fréquence font qu'aujourd'hui, aucun CAN électronique n'est capable d'assurer une conversion rapide de l'ordre de $10 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$ avec une résolution binaire de la dizaine de bits. Des études effectuées récemment ont montré que la tendance en terme de résolution est de 1.5 bits effectifs tous les huit ans et que les CANs constituent aujourd'hui les principales sources de limitation des performances des récepteurs RF pour les applications larges bandes.

Pour ce qui est des CANs supraconducteurs, ils semblent en théorie outrepasser les limitations observées chez leurs homologues électroniques mais, leurs exigences cryogéniques les confinent actuellement à des applications spécifiques. Enfin les CANs optiques qui font l'objet de nombreuses publications ces dernières années notamment par leurs aptitudes à la conversion ultra rapide.

Nombreux sont les avantages qu'offre une conversion analogique numérique optique. La plupart des composants photoniques présentent des performances jamais atteintes par leurs homologues purement électroniques. Les sources lasers à blocage de modes permettent aujourd'hui de générer des impulsions stables de durée de l'ordre de la picoseconde où de quelques femtosecondes et ce, à des rythmes de plusieurs dizaines de gigahertz qui peuvent être utilisées comme signal d'horloge où d'échantillonnage. Ces impulsions optiques ont démontré leurs potentialités pour l'échantillonnage ultra rapide avec un faible jitter. Un autre avantage lié à la technique d'échantillonnage optique est le découplage parfait entre le signal d'échantillonnage optique et le signal électrique à échantillonner.

Ainsi, dans le premier chapitre de ce manuscrit nous présentons les principes généraux de la conversion analogique numérique. Ensuite un rappel des principales figures de mérite utilisées pour la spécification des performances des CANs ainsi qu'une analyse de l'origine et de l'importance de leurs sources de limitation est effectuée. Un exposé des spécifications attendues du CAN que nous envisageons de développer ainsi que la technique de conversion à utiliser boucle cette première partie.

Nous présentons dans le second chapitre une étude bibliographique des différentes technologies (ainsi que les architectures associées) utilisées pour la conversion analogique numérique. Cette étude nous a permis de dégager une architecture de CAN optique sur laquelle sera portée toute la suite de notre travail.

Dans le troisième chapitre, nous proposons une analyse théorique qui permet de spécifier les performances globales d'une architecture classique de CAN optique. Cette analyse théorique est ensuite validée au plan expérimental. Ce qui a permis de confirmer le choix qui fut le notre au niveau de l'architecture du CAN optique à réaliser. Les performances de cette architecture comparativement à une structure classique sont également testées à partir d'une série de mesures expérimentales. Enfin nous avons présenté le développement théorique relatif à l'architecture à réaliser.

Dans le quatrième et dernier chapitre, les différentes étapes relatives à la réalisation du démonstrateur sont présentées. Ces étapes concernent la validation de la technique d'échantillonnage par décodage de phase que nous avons utilisé et la mise en place progressive de l'échantillonneur I/Q. Enfin, nous avons conclu sur l'apport que représente un tel démonstrateur auprès des différents acteurs des télécommunications ainsi que les perspectives qu'offre un échantillonnage électro-optique et les différentes méthodes pour y parvenir.

I LES PRINCIPES DE LA CONVERSION ANALOGIQUE NUMERIQUE

I.1 Introduction

Les convertisseurs analogiques numériques (CANs) possèdent des fonctions électroniques (échantillonnage, blocage, codage etc.) de plus en plus complexes devant traiter n'importe quels types de signaux. Ces différentes fonctions ne sont pas toujours nécessairement bien connues et leurs principes de fonctionnement restent le plus souvent dans le secret des seuls initiés. De plus, les concepteurs ont recours à plusieurs critères ou facteurs de mérite spécifiques afin d'évaluer la qualité d'un convertisseur analogique numérique et au besoin de le dimensionner au mieux. Ces critères permettent en général de quantifier le respect de l'intégrité d'un signal inévitablement altéré lors de son traitement par le convertisseur analogique numérique. Ainsi, la prédiction fine des performances d'un CAN réalisé ou bien en phase de réalisation requiert une prise en main parfaite des différentes fonctions d'un CAN d'une part, et des différents critères de performances associés d'autre part.

Ce premier chapitre est dédié tout d'abord à une présentation générale des principes de la conversion analogique numérique ainsi qu'une description des principaux facteurs de mérite de ces convertisseurs. L'objectif est de permettre une meilleure compréhension de ceux-ci, ce qui est indispensable pour une modélisation efficace. Puis, il est fait un exposé des principales sources de limitation de ces facteurs de mérite et principalement celles relatives à la conversion analogique numérique haute fréquence. Le but du jeu ici est d'arriver à dégager la problématique qui fonde la présente thèse puis d'établir le lien entre ces limitations technologiques et la solution technique retenue. Ainsi, nous présenterons nos objectifs pour l'architecture du CAN que nous envisageons de développer, de même que le type de signal pour lequel cette architecture sera dédiée. La solution technique retenue qu'est la conversion I/Q sera exposée ainsi que les contraintes y afférant boucleront ce chapitre.

I.2 Généralités

La conversion analogique numérique est l'opération qui consiste à transformer un signal analogique continu en temps et en amplitude à un signal discret en temps (échantillonnage) et en amplitude (quantification). Elle se divise généralement en trois étapes distinctes : l'**échantillonnage**, le **blocage** et la **quantification**.

Le signal à numériser V_{in} est échantillonné de manière récurrente à un rythme f_e établi par une horloge de synchronisation. Le signal continu analogique V_{in} est ainsi transformé en une succession d'impulsions courtes dont l'amplitude est proportionnelle à l'amplitude du signal à numériser (Figure I-1). A la sortie de l'échantillonneur, une tension V_e continue par morceaux est obtenue. Ces échantillons de durées trop courtes pour être converties directement sont ensuite traités par un bloqueur qui stabilise cette tension afin que la conversion analogique numérique à proprement parler (ou numérisation) puisse être réalisée. La période d'échantillonnage T_e est fixée selon le théorème de **Shannon** : la fréquence d'échantillonnage doit être au moins égale au double de la composante fréquentielle maximale du signal continu analogique.

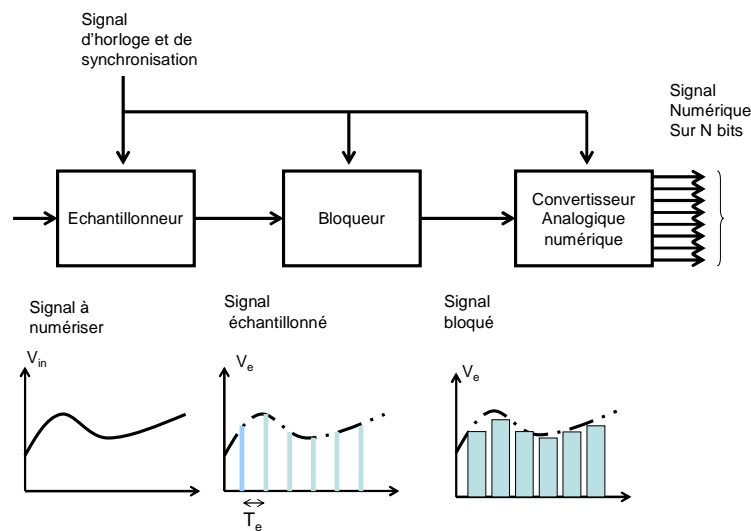


Figure I-1: Schéma fonctionnel d'un Convertisseur Analogique Numérique (CAN)

Le convertisseur analogique numérique (CAN) effectue donc la numérisation d'un signal analogique après échantillonnage et délivre des séquences numériques codées avec un pas de quantification Q qui dépend du nombre de bits N du convertisseur. En l'absence d'une connaissance à priori de la loi de probabilité du signal où lorsque la quantification doit être appliquée à différents types de signaux, on utilise une loi de quantification uniforme. Elle conduit par ailleurs à une analyse théorique plus simple et sera le seul cas étudié dans la suite. Ainsi pour une loi de quantification uniforme où les valeurs codées sont obtenues par arrondi dans le domaine de conversion Δ_{CAN} du convertisseur (appelé aussi tension de pleine échelle du CAN), le pas de quantification Q est alors donné par [I-1] :

$$Q = \frac{\Delta_{CAN}}{2^N} \quad (\text{I-1})$$

Où N est le nombre de bits de quantification. En considérant par la suite que le CAN travaille avec N bits entre $\pm V_{max}$ (Figure I-2(a)), on a $\Delta_{CAN} = 2V_{max}$ et le pas de quantification vaut alors :

$$Q = \frac{\Delta_{CAN}}{2^N} = \frac{2V_{max}}{2^N} = \frac{V_{max}}{2^{N-1}} \quad (\text{I-2})$$

Le pas de quantification Q rapporté au domaine de conversion Δ_{CAN} définit la résolution R_{CAN} du convertisseur :

$$R_{CAN} = \frac{Q}{\Delta_{CAN}} = \frac{1}{2^N} = 1LSB \quad (\text{I-3})$$

On dit de manière équivalente que la résolution est égale au poids du bit le plus faible LSB (*Least Significant Bit*) du convertisseur.

Lorsque les valeurs codées sont obtenues par arrondi, l'erreur due au codage se répartit uniformément autour de la droite de conversion idéale et la caractéristique de codage est celle représentée à la Figure I-2(a). L'erreur maximum due à la quantification est alors :

$$E_Q = \frac{Q}{2} = \frac{V_{max}}{2^N} \quad (\text{I-4})$$

Par exemple si l'on considère un CAN 10 bits travaillant entre $\pm 10 V$, on aura :

$$\Delta_{CAN} = 20V, \quad Q = \frac{2 \cdot 10}{2^{10}} \approx 20mV, \quad E_Q \approx 10mV, \quad R_{CAN} = \frac{1}{1024}$$

Remarque : il est important de bien distinguer la résolution et la précision d'un convertisseur. Généralement, ces deux grandeurs sont du même ordre. On peut cependant très bien imaginer l'exemple d'un convertisseur 4 bits qui aura une résolution de $1/16 = 6.26\%$ alors que les valeurs fournies par le convertisseur peuvent être précises à 10%.

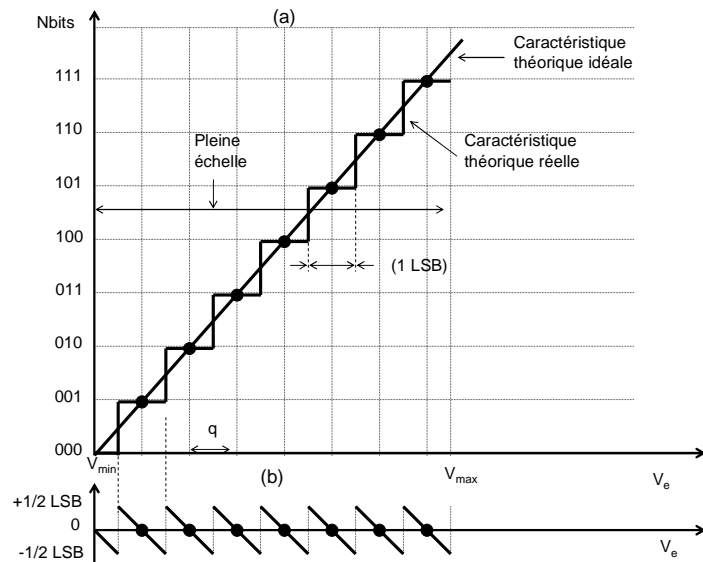


Figure I-2: (a) Fonction de transfert idéal d'un CAN 3 bits, (b) Erreur de quantification

I.2.1 Bruit de quantification

Nous venons de voir que l'opération de quantification remplace chaque valeur du signal prélevé à l'instant T_e par une approximation. C'est une opération non linéaire qui s'accompagne nécessairement d'une perte d'information et l'effet de cette approximation revient mathématiquement à superposer au signal d'origine $V_{in}(t)$ un signal d'erreur $e(t)$ que l'on appelle le bruit de quantification. L'amplitude maximale de ce signal d'erreur est (comme nous l'avons signalé plus haut) $E_Q = Q/2$ (Figure I-2 (b)). Sa puissance est une mesure de la dégradation que subit le signal.

Si le pas de quantification est beaucoup plus petit que l'amplitude du signal $V_{in}(t)$, on peut raisonnablement admettre que le signal d'erreur sera constitué de segments de droite compris entre $\pm Q/2$ et de durée variable Δt . L'équation décrivant ce signal d'erreur élémentaire s'écrit alors [I-1] :

$$e(t) = \frac{Q}{\Delta t} t \quad -\frac{\Delta t}{2} \leq t \leq +\frac{\Delta t}{2} \quad (\text{I-5})$$

Et sa puissance moyenne P_Q vaut :

$$P_Q = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{+\Delta t/2} e^2(t) dt = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{+\Delta t/2} \left(\frac{Q}{\Delta t} t \right)^2 dt = \frac{1}{\Delta t} \left(\frac{Q}{\Delta t} \right)^2 \frac{1}{3} 2 \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^3 \quad (\text{I-6})$$

Ce qui donne finalement le résultat bien connu pour une distribution statistique uniforme :

$$P_Q = \frac{E_Q^2}{3} = \frac{Q^2}{12} \quad (\text{I-7})$$

La valeur ainsi obtenue est une estimation de la puissance du bruit de quantification suffisante pour la plupart des cas réels. Si l'on exprime cette puissance par rapport au nombre de bits N du convertisseur, on obtient :

$$P_Q = \frac{1}{12} \left(\frac{2V_{\max}}{2^N} \right)^2 = \left(\frac{V_{\max}}{2^N \sqrt{3}} \right)^2 \quad (\text{I-8})$$

La puissance du bruit de quantification P_Q permet de calculer la valeur efficace Q_{eff} du bruit de quantification qui vaut :

$$Q_{eff} = \sqrt{P_Q} = \frac{Q}{\sqrt{12}} \quad (\text{I-9})$$

Le spectre du signal d'erreur est plus difficile à évaluer. Mais dans la plupart des cas, les conditions sont remplies pour que la densité spectrale du bruit de quantification puisse être considérée comme constante.

I.2.2 Rapport signal à bruit (SNR)

Lorsqu'un signal est perturbé par du bruit, il est nécessaire de quantifier l'importance de cette perturbation par rapport au signal. On introduit alors la notion de rapport signal sur bruit (*SNR : Signal to Noise Ratio*) défini comme le quotient entre la valeur efficace du signal S_{eff} et celle du bruit P_{eff} .

$$SNR = \frac{S_{eff}}{P_{eff}} \quad (\text{I-10})$$

Dans le cas du bruit de quantification, sa valeur efficace est donnée par :

$$P_{eff} = \frac{Q}{\sqrt{2}} = \frac{V_{\max}}{2^{N-1} \sqrt{12}} \quad (\text{I-11})$$

De sorte que le rapport signal à bruit s'exprime par :

$$SNR = \frac{2^{N-1} \sqrt{12} \cdot S_{eff}}{V_{max}} \quad (I-12)$$

Exprimé en dB, ce rapport signal sur bruit vaut :

$$SNR_{dB} = (N-1) \cdot 20 \log(2) + 10 \log(12) + 20 \log \frac{S_{eff}}{V_{max}} \quad (I-13)$$

D'où :

$$SNR_{dB} = 6.02N + 4.77dB + 20 \log \frac{S_{eff}}{V_{max}} \quad (I-14)$$

Cette formule d'une grande utilité pratique, relie le nombre de bits N de codage à la plage des amplitudes qui peuvent être codées.

Signal sinusoïdal

Dans le cas particulier où le signal analogique est une sinusoïde d'amplitude égale à la tension maximum V_{max} du CAN on a :

$$S_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} 2^{N-1} Q \quad (I-15)$$

Le rapport signal sur bruit maximum que l'on peut avoir après quantification vaut alors :

$$SNR_{max} = \frac{S_{eff}}{Q_{eff}} = \frac{2^{N-1} Q / \sqrt{2}}{Q / \sqrt{12}} = \sqrt{6} 2^{N-1} \quad (I-16)$$

Exprimé en dB, ce rapport devient :

$$SNR_{max,dB} = (N-1) \cdot 20 \log(2) + 10 \log(6) \quad (I-17)$$

Ce qui conduit à la relation générale suivante :

$$SNR_{max,dB} = 6.02N + 1.76dB \quad \text{Si } A = V_{max} \quad (I-18)$$

Cette relation (I-18) obtenue pour un signal de type sinusoïdal est un cas particulier de la relation (I-14). Elle traduit à elle seule toute la force et la faiblesse des systèmes numériques. Force parce qu'il suffit d'augmenter le nombre de bits N pour augmenter le SNR et, faiblesse parce que cette augmentation est vite limitée par des contraintes technologiques. De plus, il est important de se rappeler que ce résultat n'est valable que pour une sinusoïde dont l'amplitude couvre toute la plage du convertisseur analogique numérique et qu'il représente le

SNR maximum atteignable pour un convertisseur donné. Dans le cas le plus général où l'amplitude A du signal sinusoïdal est inférieure à la plage V_{max} du CAN, on aura :

$$SNR_{dB} \approx 6.02N + 1.78dB - 20 \log \frac{V_{max}}{A} \quad A \leq V_{max} \quad (I-19)$$

On constate ainsi que le SNR maximum calculé précédemment peut être plus faible si l'amplitude du signal sinusoïdale ne couvre pas toute la plage du CAN.

Signal triangulaire

Dans le cas particulier où le signal analogique est un triangle d'amplitude égale à la pleine échelle du CAN, on montre aisément que le SNR maximal obtenu après quantification vaut:

$$SNR_{max,dB} = 6.02N \quad A = V_{max} \quad (I-20)$$

Dans le cas plus général où l'amplitude A du signal sinusoïdal est inférieure à V_{max} , on aura également :

$$SNR_{dB} \approx 6N - 20 \log \left(\frac{V_{max}}{A} \right) \quad A \leq V_{max} \quad (I-21)$$

Signal à distribution gaussienne

Dans le cas où l'on admet que la distribution statistique d'un signal quelconque est de nature gaussienne, on montre que le risque de dépassement du domaine de conversion est inférieure à [I-3]:

$$5\% \quad \text{si} \quad S_{eff} \leq V_{max}/2$$

$$0.3\% \quad \text{si} \quad S_{eff} \leq V_{max}/3$$

En considérant ce dernier cas (satisfaisant d'un point de vue pratique) car l'écart type vaut $\Delta_{CAN}/4$ ($V_{FS}/4$) pour une distribution gaussienne (pour s'affranchir de toute saturation), on trouve :

$$SNR_{max,dB} = 6.02N + 4.78dB - 20 \log 3 = 6.02N - 4.7dB \quad (I-22)$$

$$\text{Avec} \quad S_{eff} = \frac{V_{max}}{3}.$$

Dans ce cas plus général que celui du signal sinusoïdal, on voit que le rapport signal sur bruit ne dépassera pas 43 dB pour un convertisseur 8 bits alors qu'il est d'environ 50 dB pour un signal sinusoïdal.

Non linéarité du convertisseur

Jusqu'à présent, on a considéré des convertisseurs analogiques numériques parfaits exempts de toute erreur de linéarité ; cela signifie que la relation sortie-entrée est décrite par une droite et que les pas de quantification se répartissent régulièrement le long de cette droite. Or dans la réalité, la relation sortie-entrée n'est jamais exactement linéaire. En général, la valeur absolue de la différence entre la courbe réelle et la droite idéale ne dépasse pas un demi *LSB*. Dans ce cas, l'erreur de non linéarité est au maximum équivalente à la perte d'un bit de poids faible. On admet alors de manière conservative que le rapport signal sur bruit est réduit d'un facteur 2 ou de 6dB. Le rapport signal sur bruit est alors corrigé de la manière suivante :

$$SNR_{NL,dB} = SNR_{max,dB} - 6[dB] \quad (I-23)$$

En conclusion, il ressort de cette première analyse que toute opération de conversion analogique numérique s'accompagne généralement d'imperfections sur le signal et l'importance de ces imperfections se quantifie en terme de rapport signal à bruit (SNR). Nous avons vu que le rapport signal à bruit maximal que l'on peut obtenir est fonction de la résolution donnée du quantificateur et pour un type particulier de signal. Les situations que l'on vient d'analyser sont résumées dans le Tableau I-1.

Signaux	SNR_{max} [dB]	SNR_{max} avec NL [dB]
sinus	$6N+1.76$	$6N-4$
triangle	$6N$	$6N-6$
Bruit gaussien	$6N-4.7$	$6N-11$

Tableau I-1: Limite en SNR des CANs électroniques

Du Tableau I-1, on retiendra que de manière générale, une conversion analogique numérique réelle peut difficilement fournir un rapport signal à bruit supérieur à $6.02(N-1)$ pour un signal triangulaire même si la plage du convertisseur est utilisée dans sa totalité. Ainsi pour un signal à distribution gaussienne et une conversion sur 10 bits, le SNR est d'environ 55 dB alors qu'il est de 62 dB pour un signal de type sinusoïdale. Ce dernier signal étant le signal de test le plus utilisé dans les phases de conception de circuits, nous considérons par la suite son SNR_{max} comme base de nos calculs.

I.3 Echantillonnage des signaux analogiques

Le signal d'entrée $V_{in}(t)$ dont l'amplitude varie au cours du temps est appliqué à un échantillonneur pour être transformé en une suite de valeurs régulièrement espacées. Cette suite de valeurs est représentative du signal d'entrée dans la mesure où la période d'échantillonnage est compatible avec la rapidité du signal. Envisagé dans le domaine temporel, on peut considérer que le processus d'échantillonnage revient mathématiquement à multiplier le signal analogique par une suite d'impulsions de Dirac $S_e(t)$ de période T_e (Figure I-3) [I-5].

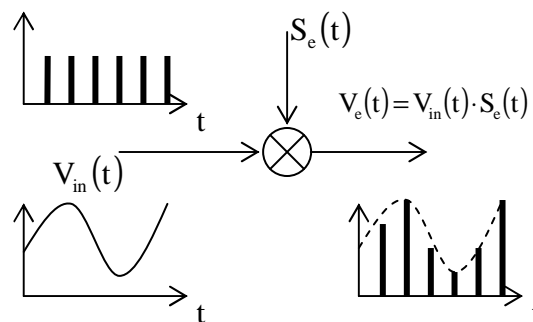


Figure I-3: Principe de l'échantillonnage

Le signal échantillonné $V_e(t)$ peut alors être représenté par l'expression:

$$V_e(t) = V_{in}(t) \cdot S_e(t) = V_{in}(t) \cdot \left(\prod_{T_{ech}}(t) * S_{e0}(t) \right) \quad (I-24)$$

Avec $\prod_{T_e}(t)$: Peigne de Dirac des instants d'échantillonnage

$S_{e0}(t)$: profil temporel d'une impulsion

La fonction ainsi obtenue est une suite d'impulsions de Dirac dont l'amplitude est modulée par le signal $V_{in}(t)$. Bien entendu, il s'agit là d'un modèle mathématique facilitant l'analyse de l'échantillonnage et qui, d'un point de vue pratique donne heureusement des résultats pas trop différents de ceux que l'on obtient avec un échantillonneur réel.

Si on veut respecter la forme du signal, il est important d'avoir des impulsions proches les unes des autres. Dans le cas contraire, il n'est plus possible de voir les variations les plus rapides du signal à traiter. Ceci conduit à une ambiguïté car, rien n'exclut que les points d'échantillonnage du signal à traiter ne puissent appartenir à un autre signal contenant des fréquences plus élevées. Ainsi, comme le choix de la période d'échantillonnage dépend de la

rapidité du signal, donc de son spectre, il est nécessaire d'analyser le comportement de l'échantillonneur également dans le domaine fréquentiel.

Nous venons de voir que l'échantillonnage d'un signal analogique est modélisé dans l'espace temps par la multiplication du signal par un peigne temporel de Dirac. Or, on sait qu'à une multiplication temporelle correspond dans l'espace des fréquences une convolution fréquentielle entre le spectre $V_{in}(f)$ du signal et celui $S_e(f)$ du peigne de Dirac :

$$V_e(f) = V_{in}(f) * S_e(f) = V_{in}(f) * \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e) \cdot S_{e0}(f) \right) \quad (\text{I-25})$$

Comme la convolution entre une impulsion de Dirac et une fonction continue reproduit la valeur de la fonction à l'endroit où se situe l'impulsion de Dirac, on voit que le spectre de base est répété en tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage f_e (Figure I-4).

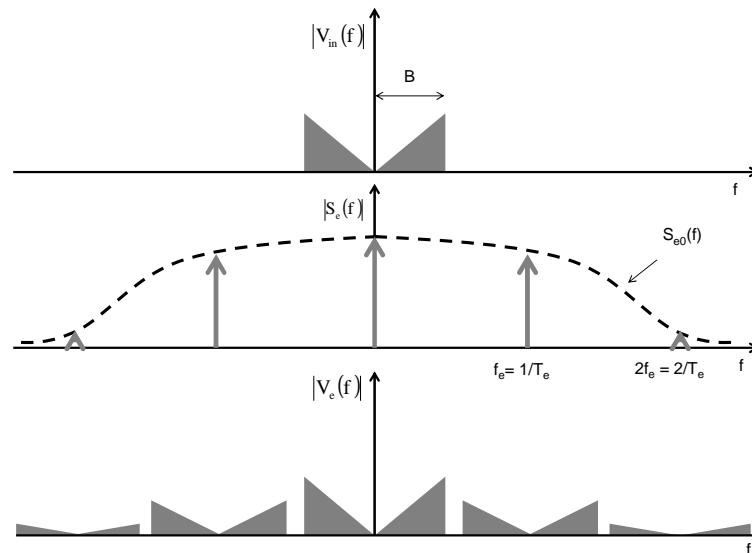


Figure I-4 : Représentation spectrale de l'échantillonnage d'un signal

Ce résultat très important montre que le spectre d'un signal échantillonné est la somme d'une répétition périodique du spectre du signal analogique $V_{in}(f)$ et que la période de ce spectre est égale à la fréquence d'échantillonnage f_e . A cause de la répétition du spectre de base autour des multiples de f_e . On imagine aisément que les spectres vont se superposer si la fréquence d'échantillonnage devient trop petite. En réduisant la fréquence d'échantillonnage, on diminue la distance entre les spectres qui au final se recouvrent. Cette superposition correspond à la somme des spectres qui conduit à une déformation irrécupérable du spectre initial.

Il est donc important de ne pas oublier que l'échantillonnage d'un signal n'est pas une opération anodine. Si la période d'échantillonnage est trop petite, cela peut modifier gravement le signal temporel perçu après échantillonnage. Le recouvrement spectral peut également être interprété comme un repliement du spectre autour de $f_e/2$. Cette fréquence particulièrement importante porte le nom de fréquence de Nyquist ou de Shannon et elle délimite le domaine d'analyse compris entre $\pm f_e/2$.

Il découle de ce qui précède, la condition dite de Shannon (ou de Nyquist) pour le choix de la fréquence d'échantillonnage. Cette dernière doit être au moins deux fois plus élevée que la plus grande des fréquences contenues dans le signal si l'on veut reconstituer le signal à partir de la suite de ses valeurs échantillonnées. En pratique, on limite artificiellement le spectre du signal à échantillonner à la bande passante utile. Un filtrage passe-bas de bande passante B permet alors de récupérer le signal initial.

Principe du sur-échantillonnage

Il faut noter par ailleurs que fixer la fréquence d'échantillonnage au double de la fréquence maximale du signal est une limite basse. En effet, rien ne s'oppose à ce que les CANs travaillent à un rythme qui soit plus élevé que celui fixé par la condition de Shannon. Dans le paragraphe I-2-2, nous avons vu que la quantification générerait une erreur qui, du point de vue spectral pouvait être assimilée à un bruit dont la densité spectrale de puissance s'étend sur une bande de fréquence égale à la fréquence de Nyquist, soit $2B$. Cette densité spectrale de puissance (dsp_q) peut donc se réécrire de la manière suivante:

$$dsp_q(f) = \frac{Q^2}{12 * 2B} \quad (I-26)$$

Imaginons maintenant que l'on échantillonne à une fréquence plus élevée que deux fois la bande du signal et appelons *OSR* (*Over Sampling Ratio*) le rapport entre cette fréquence de sur-échantillonnage f_{se} et la fréquence de Nyquist ($f_e = 2B$). Le sur-échantillonnage va "étaler" la puissance du bruit sur un spectre plus large de sorte que la dsp_q se voit ainsi réduite du rapport de sur-échantillonnage *OSR*.

$$dsp_q = \frac{Q^2}{12(2B * OSR)} \quad (I-27)$$

Avec

$$OSR = \frac{f_{se}}{2B} \quad (I-28)$$

Le niveau de bruit de quantification ayant diminué, le rapport signal à bruit du convertisseur se voit ainsi élevé du même rapport. Pour un signal sinusoïdal, on obtient :

$$SNR = 6.02N + 1.76 + 10\log(OSR) \quad (I-29)$$

Une augmentation de la fréquence d'échantillonnage à pour effet d'améliorer le SNR et d'améliorer << artificiellement >> La résolution.

I.4 Présentation des principaux facteurs de mérite des convertisseurs analogiques numériques

Dans cette partie, nous allons décrire les principaux facteurs de mérite classiquement utilisés pour les spécifications des convertisseurs analogiques numériques. Ces facteurs de mérite sont des paramètres importants pour l'analyse des performances des CANs. De plus, ils serviront de critère de comparaison des différentes architectures que nous verrons par la suite.

Les facteurs de mérite utilisés pour les spécifications des CANs se classent en deux catégories. D'une part, on a les paramètres dynamiques que sont le SNR, la SFDR (*Spurious-Free Dynamic Range*), le nombre de bits effectif ou ENOB (*Effective Number Of Bits*) et également la puissance consommée. De l'autre, on a les paramètres statiques qui regroupent les erreurs de linéarité intégrale (INL : *Integral Non Linearity*) et différentielle (DNL : *Differential Non-Linearity*), ainsi que les erreurs de gain et d'offset. Pour l'application haute fréquence qui nous intéressent, seules les performances dynamiques fournissent une meilleure précision sur la qualité du système.

I.4.1 Le SNR

Tout le développement théorique relatif au SNR a été présenté au paragraphe I-2-2. C'est un paramètre qui permet de quantifier l'importance des imperfections sur un signal lors de la conversion analogique numérique. Les valeurs maximales de SNR après quantification pour différents types de signaux ont également été présentés. Nous rappelons l'expression du SNR pour un signal de type sinusoïdale qui reste le signal de test utilisé dans les phases de validation des modèles.

$$SNR_{\max, dB} = 6.02N + 1.76 \quad (I-30)$$

I.4.2 La distorsion d'harmonique totale (THD)

La distorsion d'harmonique totale ou THD (*total harmonic distortion*) est une estimation de la linéarité du convertisseur vis-à-vis du contenu harmonique du signal. C'est le rapport entre la somme de la puissance de toutes les harmoniques sur la puissance du signal au fondamental. Pour une entrée sinusoïdale et si nous appelons P_{Hn} les puissances des harmoniques d'ordre n , avec n variant de 2 à n (l'harmonique 1 désignant généralement le fondamental) et P_F celle du fondamental, les distorsions DH_n correspondantes sont données par :

$$DH_n = \frac{P_{Hn}}{P_F} \quad (\text{I-31})$$

De sorte que la distorsion d'harmonique totale se calcule ainsi :

$$THD = \sum_{n=2}^n DH_n \quad (\text{I-32})$$

Il faut remarquer par ailleurs que la THD dépend de la fréquence du signal de test utilisé. Si cette fréquence de test est à la limite de Shannon, la THD est nulle car toutes les harmoniques sont rejetées au delà de la bande passante du CAN. Ainsi dans le cas qui nous intéresse où le CAN est censé travaillé sur une bande étroite autour d'une porteuse, les harmoniques ne tombent jamais dans la bande. En revanche, dans la pratique on préfère faire la mesure avec un signal de test qui est un bruit blanc et qui permet d'évaluer tous les produits possibles. Pour cela, on génère en entrée du CAN avec un AWG un pseudo bruit blanc avec un trou dans la bande et on mesure en sortie après FFT de combien ce trou s'est rempli. A défaut, on fait la mesure avec un signal à deux porteuses judicieusement choisies pour obtenir des produits dans la bande utile à l'utilisateur. On comprend de ce fait qu'il n'y a pas de caractérisation universelle d'un CAN et que la caractérisation pertinente dépend de chaque utilisation.

I.4.3 Le SNR avec distorsion (SINAD)

Le SINAD est le rapport signal à bruit qui tient compte de l'influence des distorsions. En effet, la présence des harmoniques lors du traitement du signal exige d'en tenir compte dans l'estimation du SNR car ces distorsions sont vues par le signal comme du bruit. La prise en compte de ces distorsions dans le calcul du SINAD s'effectue comme suit :

$$SINAD_{dB} = -10\log(10^{-SNR/10} + 10^{THD/10}) \quad (I-33)$$

Ainsi, dans un convertisseur parfait (absence de distorsions), le SINAD et le SNR sont identiques.

I.4.4 Le nombre de bits effectifs (N_{eff} ou ENOB)

Dans le calcul du SNR de la relation (I-30), la seule source de bruit concernée est le bruit de quantification. Il s'agit là d'un cas idéal car en réalité, le SNR tient compte non seulement de ce bruit de quantification, mais aussi de bruits à priori blanc apportés par toutes les imperfections qui peuvent exister dans les différents blocs du circuit (bruits électroniques). Puis s'ajoutent des bruits discrets dus aux non linéarités du CAN et l'on accède alors au SINAD. Une fois ces différentes imperfections prises en compte, on introduit la notion de bits effectifs N_{eff} . N_{eff} est une mise en évidence efficace des limitations d'un CAN. Il illustre la précision effective du CAN une fois les différentes erreurs additionnées. Le calcul de N_{eff} est basé sur la valeur du SINAD et est donné en retournant la relation (I-30) par:

$$N_{eff} = \frac{SINAD_{dB} - 1.76}{6.02} \quad (I-34)$$

Ce nombre de bits théorique N_{eff} est en général plus faible que le nombre de bits matériel N de la conversion analogique numérique comme en témoigne la courbe de la Figure I-5.. Sur cette courbe, nous avons représenté la différence entre le nombre de bits matériels N et le nombre de bits effectifs N_{eff} pour un certain nombre de CANs commerciaux répertoriés en annexe I.

Il ressort de cette courbe que la différence moyenne entre le nombre de bits effectifs N_{eff} et le nombre de bits matériels N est de l'ordre de 1.5 à 2 bits. Ce résultat est également confirmé dans la référence [I-2] et permet ainsi de quantifier la dégradation apportée par les autres sources de bruit de la chaîne autre que le bruit de quantification. Autrement, si l'on fixe comme objectif de réaliser une conversion analogique numérique sur 10 bits effectifs (62 dB de SNR), il faut disposer d'un CAN qui affiche au moins 12 bits matériels N .

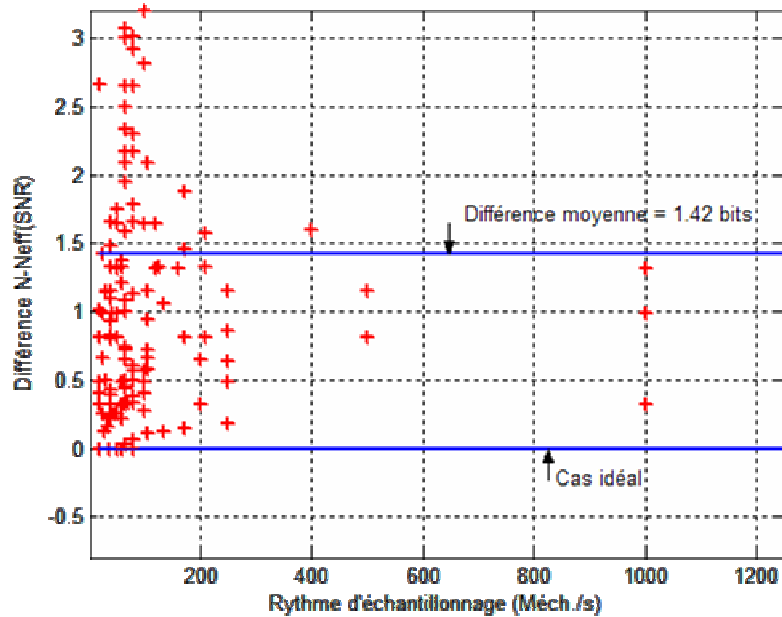


Figure I-5 : Nombre de bits effectifs de CANs obtenus à partir du SNR (d'après annexe I-1)

I.4.5 La SFDR

La SFDR (*Spurious Free Dynamic Range*) ou la dynamique libre de raies parasites est le rapport entre la valeur efficace vraie (RMS) d'une onde sinusoïdale d'entrée avec la valeur RMS du plus important parasite observé dans le domaine des fréquences. Elle est très importante dans certaines applications de communication qui exigent la maximalisation de la dynamique du CAN. En effet, lorsque le signal utile est accompagné d'un signal perturbateur (qui peut lui-même être le signal utile) de forte amplitude, des raies parasites peuvent apparaître dans la bande utile. Ces parasites empêchent le CAN de convertir les petits signaux d'entrée car la distorsion peut avoir une amplitude nettement supérieure à celle de ces signaux, ce qui limite la dynamique du CAN. Un parasite important dans le domaine des fréquences n'aura pas nécessairement une grande influence sur le SNR mais il affectera fortement la SFDR.

A partir de la connaissance de la SFDR, il découle une estimation du nombre de bits effectifs via la relation suivante:

$$N_{\text{eff(SFDR)}} = \frac{\text{SFDR}_{\text{dBc}}}{6.02} \quad (\text{I-35})$$

De même que pour le SNR, nous avons représenté sur la Figure I-6, la différence entre le nombre de bits matériels N et le nombre de bits effectifs N_{eff} (SFDR) calculé à partir de la SFDR. Ici, la différence moyenne est d'environ -0.5 bits, c'est-à-dire que pour la plupart des CANs, ce nombre N_{eff} (SFDR) dépasse le nombre de bits N .

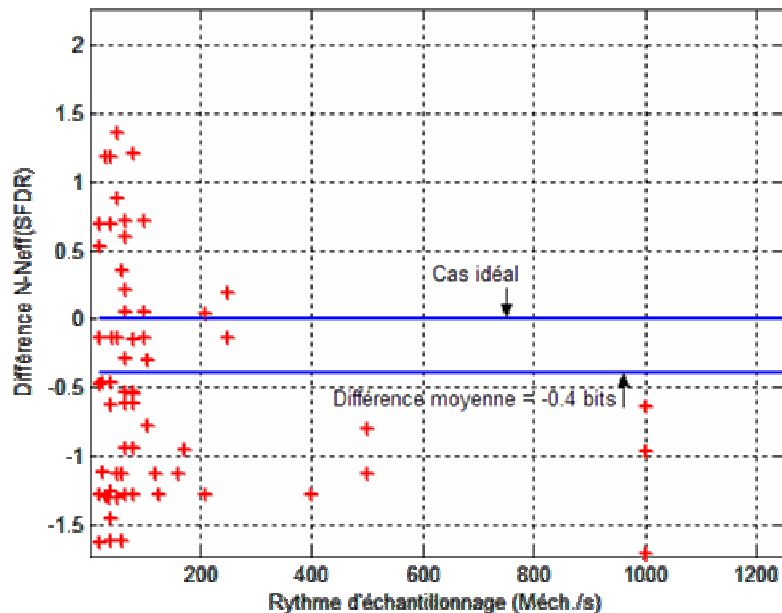


Figure I-6: Nombre de bits effectifs déterminés à partir de la SFDR

I.5 Analyse des sources de limitations des performances d'un CAN

Nous venons de voir que les paramètres tels que la fréquence d'échantillonnage et la résolution caractérisent efficacement un convertisseur analogique numérique. Mais ces paramètres sont très dépendants de la technologie et de l'architecture du convertisseur. On peut cependant dégager certaines limites fondamentales qui affecteront pratiquement tout type de convertisseurs et qui font apparaître les barrières à lever pour améliorer les performances de ces derniers.

I.5.1 Durée des impulsions d'échantillonnage

Dans la relation (I-24), nous avons vu que le signal échantillonné est une suite d'impulsions de Dirac dont l'amplitude est modulée par le signal à échantillonner $V_{in}(t)$.

$$V_e(t) = V_{in}(t) \cdot S_e(t) = V_{in}(t) \cdot \left(\sum \delta(t - nT_e) \right) * S_{e0}(t) \quad (I-36)$$

Avec $\delta(t-nT_e)$ la distribution de Dirac des instants d'échantillonnage. Spectralement l'expression ci-dessus est alors équivalente à :

$$V_{\text{analog}}(f) = V_{in}(f) * S_e(f) = \left(V_{in}(f) * \left(\sum e^{j2\pi T_e n f} \right) \right) \cdot S_{e0}(f) \quad (I-37)$$

Le module du signal échantillonné est multiplié par le spectre de l'impulsion, ce qui correspond à un filtrage du signal à échantillonner. Ce phénomène est particulièrement mis en évidence lorsque l'impulsion est de longue durée par rapport à la période du signal à convertir, et donc lorsque le spectre de l'impulsion est plus étroit que le spectre du signal à numériser. Dans ces conditions, les représentations spectrales montrent l'influence de cet effet de filtrage (Figure I-7). Ce raisonnement explique qualitativement l'intérêt d'obtenir une impulsion d'échantillonnage de durée la plus courte possible pour que son spectre ne vienne pas tronquer celui du signal.

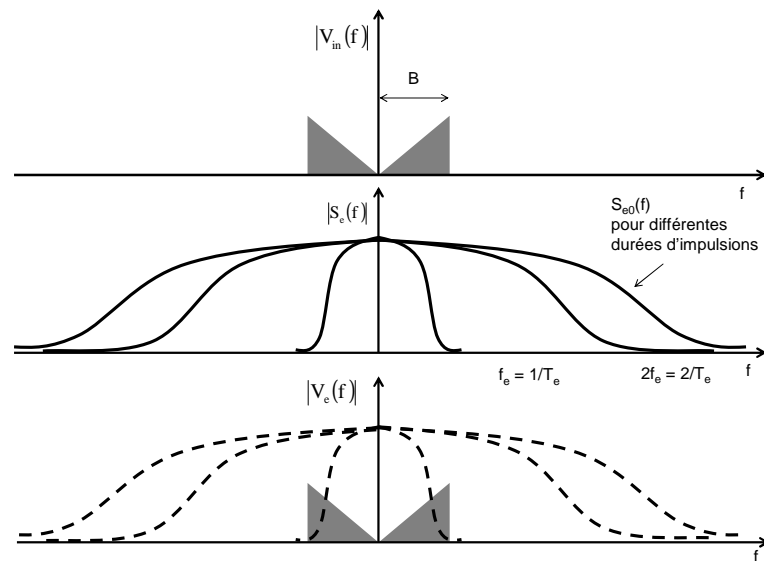


Figure I-7: Phénomène de filtrage causé par la durée de l'impulsion d'échantillonnage

De façon quantitative, il est possible d'estimer la durée des impulsions d'échantillonnage en fonction des caractéristiques du signal à numériser. En effet, en considérant que l'échantillonnage s'effectue sur un intervalle de durée ΔT à l'instant t_i et non pas de façon ponctuelle à cet instant, la différence de tension s'exprime de la manière suivante:

$$\delta V = \left[\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{eo}(t - t_i) \cdot \sin(2\pi f_m t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{eo}(t) dt} \right] - A \sin(2\pi f_m t_i) \quad (\text{I-38})$$

De sorte que pour une impulsion idéale de forme rectangulaire par exemple, la relation précédente se réduit à [I-4]:

$$\delta V = \left[\frac{1}{\Delta T} \int_{t_i - \Delta T/2}^{t_i + \Delta T/2} A \sin(2\pi f_m t) dt \right] - A \sin(2\pi f_m t_i) \quad (\text{I-39})$$

L'erreur maximale déduite à partir de la relation précédente vaut alors :

$$|\delta V_{\max}| = A \left(\frac{\pi^2 f_m^2 \Delta T_{\max}^2}{6} \right) \quad (\text{I-40})$$

Le SNR calculé à partir du bruit provoqué par une durée trop large de l'impulsion s'écrit :

$$SNR_{dB} = 20 \log \left(\frac{6}{\pi^2 f_m^2 \Delta T_{\max}^2} \right) \quad (\text{I-41})$$

La dégradation apportée par une impulsion d'échantillonnage de durée trop large est d'autant plus importante que la fréquence du signal à numériser est grande. La relation (I-41) permet d'estimer la résolution maximale que l'on peut atteindre pour une limitation imposée par la durée des impulsions. En supposant que le bruit généré par une impulsion de durée trop large ne doit pas être supérieur au bruit de quantification, ce nombre de bits effectifs est donné par [I-2] :

$$N_{Durée_pulse} = 1.45 \ln \left(\sqrt{3} \left(\frac{4}{\pi f_e \Delta T_{\max}} \right)^2 \right) - 1 \quad (\text{I-42})$$

I.5.2 Gigue temporelle des instants d'échantillonnage

Le processus de conversion analogique numérique est particulièrement sensible à la qualité du signal d'horloge. Ce dernier induit une incertitude sur l'instant d'échantillonnage qui peut être un facteur déterminant dans la dégradation du rapport SNR. Il s'agit là d'un point crucial. Un échantillonneur bloqueur se comporte essentiellement comme un mélangeur et tout jitter affectant l'horloge aura des répercussions sur la qualité du signal délivré.

De façon quantitative, l'erreur maximale δt_{\max} sur l'instant d'échantillonnage apparaît pour un signal de la forme $A\sin(2\pi f_m t)$. Cette erreur est modélisée par une erreur de tension sous la forme [I-4] :

$$\delta V = A[\sin(2\pi f_m (t + \delta t)) - \sin(2\pi f_m t)] \quad (\text{I-43})$$

L'erreur maximale calculée à partir de la relation précédente vaut :

$$|\delta V_{\max}| = A2\pi f_m \delta t_{\max} \quad (\text{I-44})$$

Où δt_{\max} correspond à l'erreur maximale sur l'instant d'échantillonnage. L'influence de cette gigue temporelle sur le SNR est donnée par la relation suivante :

$$SNR_{dB} = 20 \log \left(\frac{1}{2\pi f_m \delta t_{\max}} \right) \quad (\text{I-45})$$

Le SNR ci-dessus calculé est celui d'un CAN idéal pour lequel la seule source de bruit est celle causée par la gigue de l'horloge d'échantillonnage. Elle montre également que plus la fréquence d'entrée est élevée, plus la gigue temporelle contribue à la dégradation du SNR. En égalisant le bruit généré par la gigue d'horloge avec le bruit de quantification, nous obtenons le nombre de bits effectifs maximal atteignables par:

$$N_{jitter} = 1.45 \ln \left(\frac{2}{\sqrt{3}\pi f_m \delta t_{\max}} \right) - 1 \quad (\text{I-46})$$

I.5.3 Le bruit thermique

Le niveau de bruit à l'entrée d'un CAN électronique est la contribution de plusieurs sources de bruit dont le bruit de grenaille dans les jonctions, le bruit en $1/f$ des transistors MOS, le bruit dans les commutations logiques, et également les autres sources de bruit relatives aux différents composants utilisés. Tous ces bruits sont généralement modélisés comme un bruit généré par une résistance équivalente R_{eff} . Le niveau de bruit peut donc être calculé en intégrant la densité spectrale de puissance de bruit dans la bande de Nyquist $f_e/2$. Il est donné par [I-1] :

$$\sigma_{thermique}^2 = 4kTR_{eff} f_e / 2 \quad (\text{I-47})$$

Où k est la constante de Boltzmann, T est la température en Kelvin, R_{eff} est la résistance thermique effective incluant toutes les sources de bruit. Il faut noter que pour un CAN, le bruit de quantification est la limite maximale de bruit autorisé. C'est pour cette raison que le

niveau de bruit tolérable pour un CAN est estimé en égalant le bruit thermique avec le bruit de quantification.

$$\sigma_{thermique}^2 = P(V_q) = \frac{q^2}{12} = \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta_{CAN}}{2^N} \right)^2 \quad (I-48)$$

Le nombre de bits maximal de conversion que l'on peut atteindre en présence de bruit thermique est donné par [I-2] :

$$N_{thermique} = 1.45 \ln \left(\frac{\Delta_{CAN}^2}{6kTR_{eff} f_e} \right)^{1/2} - 1 \quad (I-49)$$

L'équation (I-49) montre que le nombre de bits effectifs maximal que l'on peut atteindre du fait de la limitation du bruit thermique est inversement proportionnel à $f^{1/2}$. Autrement, pour des CANs électroniques, plus la fréquence d'échantillonnage est élevée, moins est le nombre de bits effectifs associé au bruit thermique.

I.5.4 Erreur du comparateur (*Comparator Ambiguity*) où Métastabilité

Une autre limite à l'utilisation d'une fréquence d'échantillonnage élevée est liée au dispositif de comparaison qui doit effectuer une décision logique en un temps limité. Pour des valeurs du signal d'entrée proches de son seuil de décision, un comparateur peut ne pas atteindre un niveau logique suffisant pour être décodé comme un état logique valide. L'état du comparateur est dit métastable. Cette métastabilité peut être considérée comme une source de bruit supplémentaire qui va dégrader le SNR global et par conséquent limiter le nombre de bits effectifs de la conversion analogique numérique. Ce nombre de bits maximal est donné par [I-3] :

$$N_{ambiguite} = \frac{\pi f_T}{6.93 f_e} - 1.1 \quad (I-50)$$

Où f_T est une fréquence dépendant de la technologie utilisée dont l'inverse est équivalente à la constante de temps de régénération τ_R du comparateur. Des valeurs record de f_T de 75 GHz ($\tau_R = 13ps$) sur matériau *AlInAs/GaInAs* et de 150 GHz ($\tau_R = 7ps$) sur *InP HBT* ont été reportées par *Baringer et al.* [I-4] et HRL laboratory [I-5] respectivement. La relation (I-50) montre ici encore que le nombre de bits effectifs est inversement proportionnel à la fréquence

d'échantillonnage. Par conséquent, aux hautes fréquences, l'ambiguïté du comparateur devient un facteur limitant pour la résolution des CANs électroniques.

I.5.5 Bilan des sources de limitation

Les différentes sources de bruit que nous venons d'énumérer dépendent pour la plupart de la fréquence maximale du signal à numériser. L'influence de ces bruits est d'autant plus importante que la fréquence du signal à numériser est élevée. Sur la Figure I-8, nous avons représenté le nombre de bits effectifs maximal atteignable en fonction de la fréquence d'échantillonnage et ce pour les différentes sources de bruit (*jitter*, *bruit thermique*, *erreur du comparateur*) évoquées précédemment.

La première constatation est que pour toutes ces sources de bruit, le nombre de bits effectifs décroît lorsque la fréquence de conversion augmente. Ainsi pour une gigue temporelle de 1 ps (**courbes de couleur bleue**), le nombre de bits effectifs est limité à 3 si l'on désire travailler à une fréquence de conversion de 30 G_{éch}/s. Pour espérer obtenir 10 bits effectifs, il faut une gigue temporelle plus faible que 10 fs, ce qui du point de vue électronique est impossible à atteindre. L'incertitude d'échantillonnage constitue une limite importante pour l'échantillonnage ultra rapide. L'amélioration des performances sera conditionnée par la possibilité de fournir un signal d'horloge avec une grande stabilité.

Pour ce qui est de la métastabilité (**courbes de couleur verte**), nous constatons qu'elle limite les performances pour des fréquences d'échantillonnages au delà de 4 G_{éch}/s. Pour une fréquence de conversion de 30 G_{éch}/s, cette métastabilité limite le nombre de bits effectifs à 2.5 et ce pour une constante de temps de régénération du comparateur de l'ordre de 4 ps (250 GHz de f_T). Il est clair qu'en l'état actuel des technologies électroniques, la métastabilité rend hypothétique l'objectif de 10 bits effectifs à une fréquence de 30 GHz.

Pour le bruit thermique, nous avons vu que sa densité spectrale de puissance est fonction d'une résistance dite équivalente qui est le siège de ce bruit. Il est donc certain qu'un choix convenable des paramètres peut rendre ce bruit thermique suffisamment faible vis-à-vis du bruit de quantification. Cela est d'ailleurs indiqué sur le graphique (**courbe en rouge**) pour laquelle une résistance équivalente de 50 Ohms se situe légèrement au delà des 10 bits effectifs pour une fréquence de conversion de 30 G_{éch}/s..

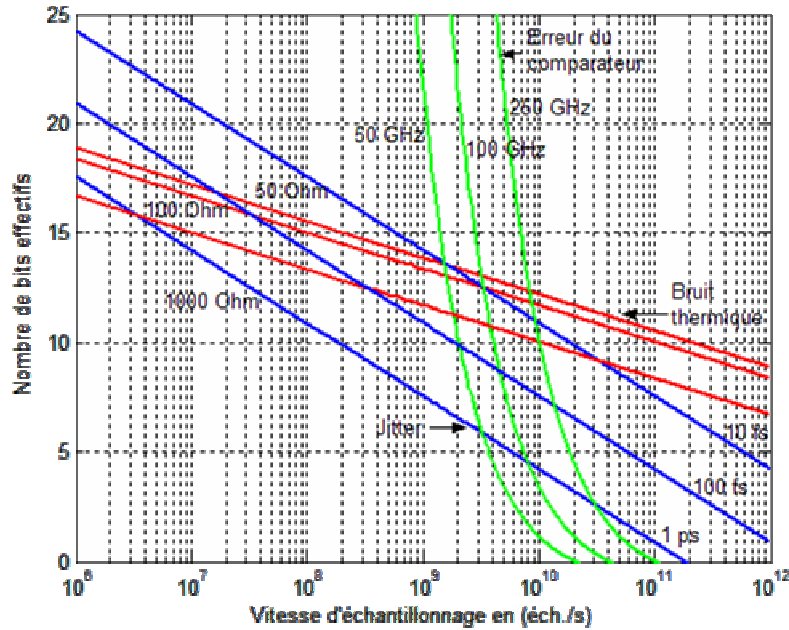


Figure I-8: Limite en résolution imposée par le bruit thermique (rouge), le jitter (bleu) et le bruit du comparateur (vert).

I.6 Principe d'incertitude d'Heisenberg

Nous venons d'examiner les paramètres essentiels à la limitation des performances d'un CAN électronique classique. Il ressort de cette analyse que les paramètres de limitation sont intrinsèques à la filière électronique utilisée pour la conception de ces CANs et non à l'action de conversion analogique numérique. Ceci est confirmé par R. Walden dans la référence [I-2] dans laquelle il montre par le principe d'incertitude d'Heisenberg que ces limitations précédentes sont tributaires de la technologie utilisée.

En effet, nous rappelons que le produit $2^N \cdot f_e$ est un paramètre généralement utilisé pour comparer les performances des CANs entre eux. Le principe d'incertitude d'Heisenberg stipule que l'énergie et le temps ne peuvent pas être connus au même instant avec précision, c'est-à-dire que :

$$\Delta E \cdot \Delta t \geq \frac{\hbar}{2} \quad (\text{I-51})$$

Où ΔE est l'incertitude en énergie et correspond dans le cas d'un CAN à la moitié du bit de faible poids LSB. Δt est le temps correspondant à la moitié de la période d'échantillonnage ($T_e/2$). De plus, nous savons que :

$$\hbar = \frac{h}{2\pi} = 1.0546 \times 10^{-34} \text{ J / s} \quad (\text{I-52})$$

Où h est la constante de Planck. En supposant une résistance d'entrée équivalente à R , l'incertitude ΔE sur l'énergie est calculée de la manière suivante:

$$\Delta E = \frac{\left(\frac{1}{2} LSB\right)^2}{R} \frac{T_e}{2} = \frac{\left(\frac{\Delta_{CAN}}{2^N}\right)^2}{4R} \frac{1}{2f_e} \quad (\text{I-53})$$

De sorte que le principe d'incertitude d'Heisenberg se met sous la forme :

$$\Delta E \cdot \Delta t \geq \frac{1}{R} \left(\frac{\Delta_{CAN} 2^{-N}}{4f_e}\right)^2 \geq \frac{\hbar}{2} \quad (\text{I-54})$$

Ainsi on évalue le produit resolution-fréquence d'échantillonnage $2^N f_e$ par la relation suivante :

$$2^N f_e \leq \frac{\Delta_{CAN} / 4}{\sqrt{\hbar R / 2}} = 4.86 \times 10^{15} \quad (\text{I-55})$$

Pour une tension de pleine échelle du CAN $\Delta_{CAN} = 1V$ et une résistance $R = 50 \Omega$

On constate par le principe d'incertitude d'Heisenberg que la valeur du produit resolution-fréquence d'échantillonnage ($2^N f_e$) est de 3 à 4 ordres de grandeur plus élevée que celle que l'on obtient avec les CANs électroniques actuels. A titre d'exemple, il serait possible de réaliser un CAN 12 bits qui travaillerait à un rythme avoisinant les 1000 $G_{\text{éch/s}}$! À condition bien sûr de faire appel à des technologies capables de monter aussi haut en fréquence.

I.7 Commentaires généraux

Nous venons de voir que toute opération de conversion analogique numérique s'accompagne de sources de bruits qui limitent dans certaines conditions de fonctionnement les performances dynamiques du système. Ces performances sont plus ou moins pénalisantes suivant les types de signaux à traiter. Pour ce qui est de notre application, il s'agit d'un signal hyperfréquence f_p de 30 GHz porteur d'un spectre qui occupe une bande utile B d'environ 250 MHz et ce spectre provient d'informations codées suivant une modulation donnée. Echantillonner un tel signal en respectant la condition de Shannon revient à utiliser un CAN qui fonctionne à un rythme minimal de $2(f_p + B/2)$, soit environ 60 $G_{\text{éch/s}}$. Il est clair que cette

exigence constitue en soi une demande de performances disproportionnées car l'information utile se trouve dans les bandes latérales.

Nous avons donc décidé de numériser au rythme de la bande de fréquence utile et d'effectuer par la suite une démodulation de type I/Q de manière à obtenir directement sous forme numérique ce signal utile. L'objectif fixé étant de disposer d'un rapport signal à bruit suffisant d'au moins 62 dB, soit une conversion analogique numérique s'effectuant sur 10 bits effectifs. Comme nous n'allons pas numériser directement la porteuse mais réaliser une démodulation par un sous échantillonnage, le but du jeu sera d'obtenir directement les signaux numériques la modulant en phase et en quadrature (respectivement *I/Q* pour *In phase* et *Quadrature phase*).

A partir de ce qui précède, il est utile d'explicitier le principe de la conversion I/Q et les exigences qu'elle impose sur le convertisseur analogique numérique (CAN). Tel est l'objectif du prochain paragraphe.

I.8 Echantillonnage I/Q

I.8.1 Principe de la technique

La conversion I/Q aussi appelée échantillonnage en quadrature est un processus de numérisation de signaux à bande étroite dont l'échantillonnage ne s'effectue pas à partir du signal lui-même mais de son amplitude complexe obtenue par démodulation cohérente. Sur la figure I-9, nous avons représenté le spectre initial du signal utile de bande B autour d'une fréquence porteuse f_p (Figure I-9(a)) et le spectre que l'on désire obtenir après l'opération de conversion I/Q (Figure I-9(b)) autour de la fréquence 0. La réplique autour de la fréquence f_e est due à l'opération d'échantillonnage car comme nous l'avons déjà signalé, toute opération d'échantillonnage dans le domaine temporel conduit à une périodisation dans le domaine fréquentiel au rythme de f_e .

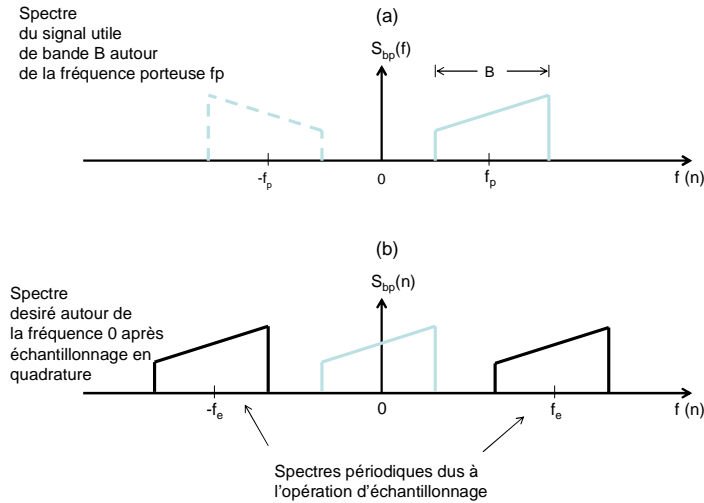


Figure I-9: (a) Spectre initial centré autour de f_p , (b) spectre désiré après conversion I/Q

Par la conversion I/Q, nous voudrions obtenir directement sous forme échantillonnée le signal utile. Mais le spectre de ce signal utile échantillonné doit être centré autour de la fréquence zéro et non autour de la fréquence porteuse f_p . Pour cela, au lieu d'intervenir directement sur le signal utile de bande B centré autour de f_p , on intervient sur son amplitude complexe en multipliant le signal dans le domaine temporel par la quantité $e^{-j2\pi f_p t}$ pour réaliser un sous échantillonnage complexe. Le dispositif utilisé pour réaliser cette opération est indiqué sur la Figure I-10(a). Il s'agit du schéma complet de la conversion I/Q ou les deux branches fonctionnant en parallèle sont appelées la branche I (pour *In-Phase*) et la branche Q (pour *Quadrature-Phase*). Il s'agit de deux voies parallèles dont l'une est en phase avec le signal et l'autre en quadrature de phase. Le signal initial est donc séparé en deux parties et multiplié par deux signaux générés par des oscillateurs locaux et déphasés de 90° . Les deux signaux déphasés peuvent se mettre sous la forme complexe suivante :

$$\cos(2\pi f_p t) = \frac{e^{j2\pi f_p t}}{2} + \frac{e^{-j2\pi f_p t}}{2} \quad (\text{I-56})$$

$$\sin(2\pi f_p t) = \frac{e^{j2\pi f_p t} - e^{-j2\pi f_p t}}{2j} = j \frac{e^{-j2\pi f_p t}}{2} - j \frac{e^{j2\pi f_p t}}{2} \quad (\text{I-57})$$

Ainsi sur la Figure I-10(b), nous avons représenté le spectre sur la branche I après multiplication par le signal en phase $\cos(2\pi f_p t)$. A l'aide de la relation (I-56), on voit que cette opération de multiplication va réaliser dans le domaine fréquentiel une translation de fréquence d'une part, et d'autre part elle réduit le niveau du signal de moitié. Ainsi le spectre

initialement centré sur f_p se retrouve après multiplication, centré sur les fréquences 0 et $2f_p$. Ensuite une opération de filtrage passe bas permet de se séparer des composantes hautes fréquences.

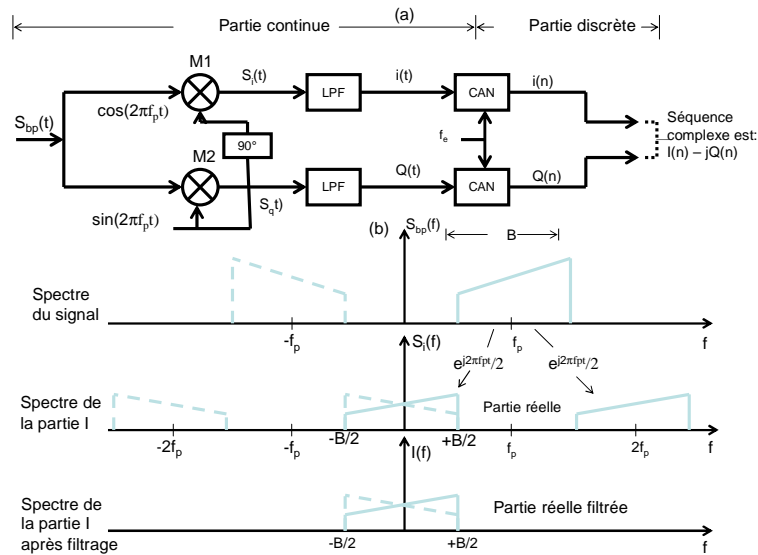


Figure I-10: (a) Bloc diagramme de la conversion I/Q, (b) le spectre de la composante I

De même pour la branche Q, la multiplication par le signal en quadrature de phase $\sin(2\pi f_p t)$ permet d'obtenir l'évolution du spectre indiqué sur la Figure I-11. Nous observons le même phénomène que celui de la Figure I-10: un glissement du spectre du signal vers les fréquences 0 et $2f_p$ à ceci près que les spectres translatés sont inversés pour les fréquences positives du fait du signe négatif dans la relation (I-57). Les composantes hautes fréquences sont éliminées ici également par filtrage.

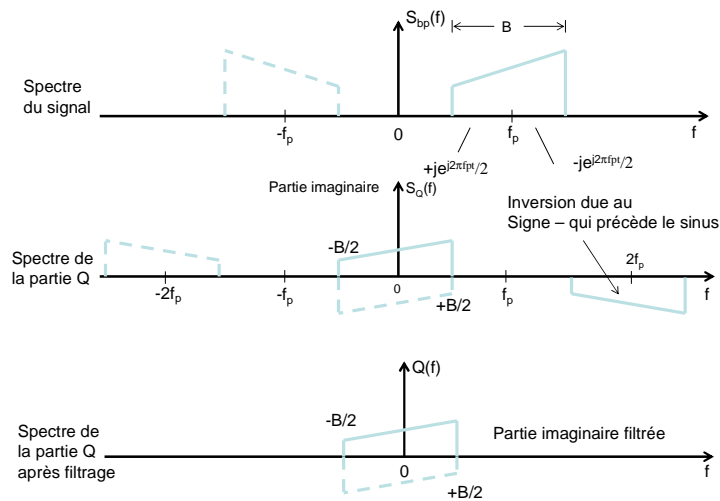


Figure I-11: Spectre de la composante Q du bloc diagramme (figure I-10)

A ce stade de notre analyse, on devine aisément qu'il va falloir associer les portions en phase I et en quadrature Q pour reconstituer le signal. Mais nous avons vu dans la relation (I-57) que le terme complexe j précède la décomposition complexe de $\sin(2\pi f_p t)$, ce qui aura pour conséquence dans le plan complexe de réaliser le glissement de fréquence sur l'axe des imaginaires. Par conséquent, la combinaison du spectre issue de la branche I (axe réel) avec celui issu de la branche Q (axe imaginaire) s'effectue de la manière suivante :

$$S_{bp}(f) = I(f) - jQ(f) \quad (\text{I-58})$$

La multiplication de la branche Q par $-j$ entraîne une rotation de -90° dans le sens direct de sorte à passer de l'axe des imaginaires à celui des réels. Le signe négatif permet d'inverser le spectre issu des fréquences négatives. Ainsi en rajoutant $I(f)$ à $-jQ(f)$, les spectres issus des fréquences positives pour les deux branches s'ajoutent quand ceux issus des fréquences négatives se suppriment. L'opération de combinaison des deux branches est indiquée sur la Figure I-12. Sur la Figure I-13, une représentation en trois dimensions des différentes opérations précédentes est également présentée.

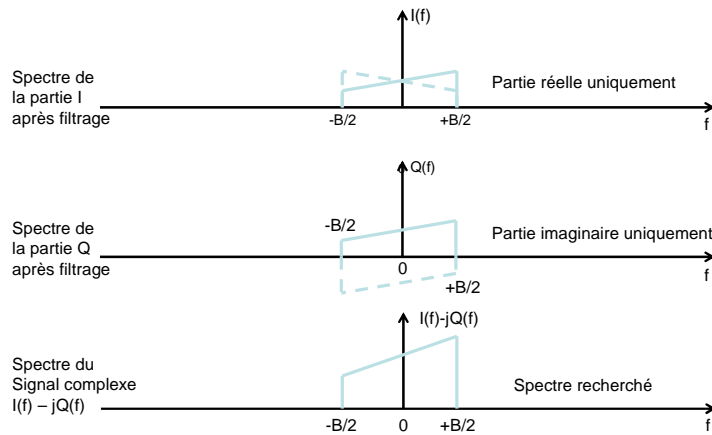


Figure I-12: Spectre utile ' $I(f) - jQ(f)$ ' obtenu par combinaison des spectres $I(f)$ et $Q(f)$

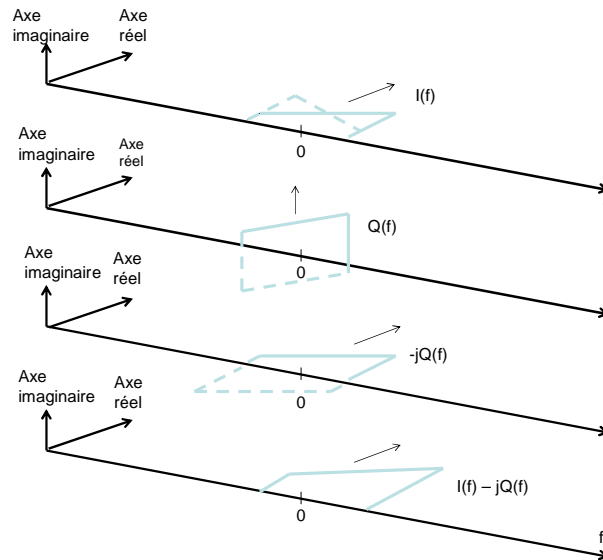


Figure I-13: Représentation en 3-D de la combinaison de $I(f)$ et $Q(f)$ pour obtenir le spectre de $I(f) - jQ(f)$

I.8.2 Avantages de la technique

Nous venons de voir que la technique de conversion I/Q permet le traitement de signaux en bande étroite non pas à partir de l'échantillonnage du signal lui-même mais à partir de son enveloppe complexe obtenue par un processus de démodulation cohérente. Les deux voies de prélèvement des échantillons permettent de relâcher les contraintes sur la fréquence d'échantillonnage du CAN. Admettons par exemple que l'on veuille numériser directement le

signal de bande B centré autour de la fréquence porteuse f_p , il faut dans ces conditions et, d'après le théorème de Shannon disposer d'une fréquence d'échantillonnage minimale pour le CAN d'environ $f_e = 2(f_p + B/2)$. La transposition du spectre du signal réel autour de la fréquence zéro (due à la périodisation consécutive à l'opération d'échantillonnage) et la conversion I/Q ramènent cette fréquence d'échantillonnage à $f_e = B$. La contrainte sur la fréquence d'échantillonnage du signal de bande B qui devrait être de $2B$ est réduite de moitié. De plus, la connaissance de la phase du signal favorise un traitement cohérent de celui-ci et la démodulation I/Q permet de mesurer les variations de phase et d'amplitude instantanée du signal. Ainsi si on considère les échantillons $I(n)$ et $Q(n)$ prélevés aux instants n/f_e et $(n+1)/f_e$, la phase à l'instant n/f_e est donnée par :

$$\phi(n) = \tan^{-1} \left(\frac{Q(n)}{I(n)} \right) = 2\pi f_p n t_e + \phi \quad (\text{I-59})$$

De sorte que la variation de phase s'obtient par :

$$\Delta\phi = \phi(n+1) - \phi(n) = 2\pi f_p t_e \quad (\text{I-60})$$

Pour ce qui est de l'amplitude, elle est déterminé à l'instant t_e en faisant :

$$A(t_e) = \sqrt{I(n)^2 + Q(n)^2} \quad (\text{I-61})$$

Il faut noter par ailleurs que le graphe représentant $Q(t)$ en fonction de $I(t)$ dans le plan complexe est très utilisé en télécommunications. Il permet de représenter les variations d'amplitude et de phase de la porteuse et se nomme le diagramme de constellation de phase.

I.8.3 Limitations

I.8.3.1 DC offset

Dans une structure comme celle de la figure I-10(a), le mélangeur n'isole pas parfaitement l'oscillateur local et ceci à pour conséquence de produire un offset relativement important qui peut saturer les étages suivants (ampli BF et CAN). Le signal parasite $V'_{OL}(t)$ qui apparaît au port RF a pour expression :

$$V'_{OL}(t) = \beta A_{OL} \cos(2\pi f_p t + \phi) \quad (\text{I-62})$$

Où β est l'erreur sur l'amplitude A_{OL} du signal. Le mélange de ce signal avec celui de l'oscillateur local $V_{OL}(t)$ dans le mélangeur nous donne une tension continue (DC offset) en sortie du démodulateur représentée par S_{DC} [I-6]:

$$S_{DC} = \frac{\beta A_{OL}^2}{2} \cos(\phi) \quad (I-63)$$

Outre la saturation des circuits en aval du démodulateur, une autre conséquence de la présence de la composante continue est le décentrage de la constellation de phase par la présence de ces composantes continues sur les voies I et Q. Il a été montré [I-7] que le SNR est dégradé de 4 dB avec un DC offset représentant 45% de l'amplitude du signal utile. Ce problème devient d'autant plus critique que cet offset varie avec le temps. En effet, lorsqu'une fuite provenant de l'oscillateur local arrive jusqu'à l'antenne, elle est émise par celle-ci à un environnement extérieur changeant qui va à son tour la réfléchir vers l'antenne. Il est difficile dans ces conditions de distinguer le signal utile de l'offset variant avec le temps. Cependant, différentes solutions matérielles et logicielles ont été étudiées pour s'affranchir de la composante continue indésirable, notamment par des algorithmes de compensations introduites dans le DSP [I-8, I-9, I-10].

I.8.3.2 Désappariement entre les voies I et Q

Le deuxième inconvénient est lié à la topologie même du récepteur car il est dû à l'existence de branches en quadrature. Cet inconvénient est présent dans toutes les architectures à deux branches puisqu'il provient d'un appariement imprécis entre les deux voies. Il se traduit par une erreur de gain et de phase qui va déformer la constellation du signal (Figure I-14) augmentant alors le taux d'erreur binaire et donc dégradant le SNR.

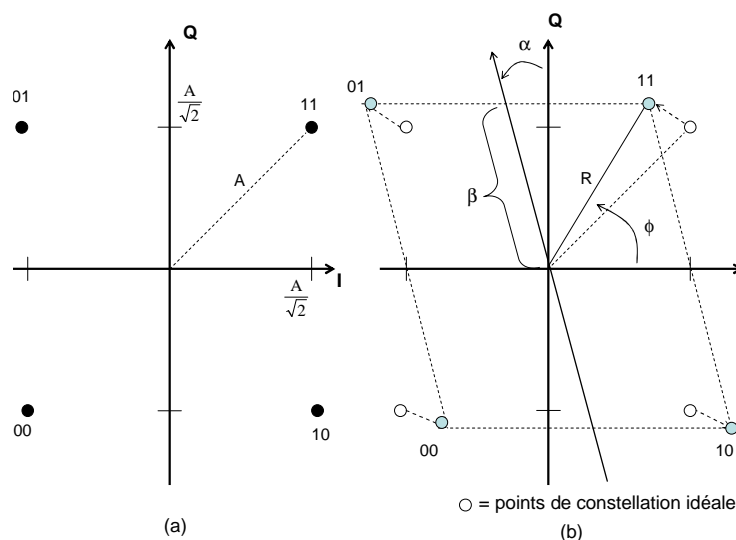


Figure I-14: Mise en évidence des erreurs de phase α et d'amplitude β causé par le déséquilibre entre les voies I et Q dans le diagramme de constellation de phase pour une modulation QPSK. (a) constellation idéale, (b) constellation réelle

Pour l'échantillonnage I/Q, les branches I et Q sont décalées entre elles dans le temps d'une durée égale au quart de la période du signal à échantillonner. Il est donc nécessaire d'assurer un équilibre entre les amplitudes des deux échantillons successives d'une part, et d'autre part d'assurer également une synchronisation temporelle des échantillons successifs. De plus, cette quadrature qui est réalisée par un retard vrai ne peut être vraie que pour une fréquence unique, la fréquence centrale de la bande du signal. Pour les autres fréquences de la bande du signal utile, cette condition ne pourra être respectée, leurs fréquences étant différentes.

Une analyse basée sur la transformée de Fourier a permis dans la référence [I-4] de quantifier l'influence de ces déséquilibres qui se manifestent par l'apparition de raies parasites dans le spectre du signal utile. Il s'agit du taux de réjection en puissance $Tr(dB)$ des raies parasites en fonction des déséquilibres d'amplitude β et de phase α qui s'exprime par :

$$T_r(dB) = 10 \log \left(\frac{\beta^2 + 4(1 + \beta) \cos^2(\alpha/2)}{\beta^2 + 4(1 + \beta) \sin^2(\alpha/2)} \right) \quad (I-64)$$

La relation (I-64) permet ainsi d'obtenir les valeurs extrêmes de l'un des paramètres lorsque l'autre est nul. La valeur du retard admissible Δt pour une fréquence donnée f du signal à numériser se calcule de la manière suivante :

$$\Delta t = \frac{\alpha}{2\pi f} \quad (I-65)$$

L'influence de la réalisation de la quadrature par retard vrai est d'autant plus importante que la fréquence à échantillonner est éloignée de la fréquence pour laquelle est réalisée cette quadrature. La tension d'erreur efficace maximale V_{Qmax} ainsi générée s'écrit en fonction de la différence de fréquence df par :

$$V_{Qmax} = 2A \sin \left(\frac{\pi df}{4f_0} \right) \quad (I-66)$$

Il arrive souvent que pour des raisons techniques, le déphasage ne soit pas simplement de $\pi/2$, mais de $\pi/2 + 2k\pi$. Dans ces conditions, l'erreur provoquée par un écart en fréquence du signal à numériser par rapport à la fréquence de référence sera plus importante. L'expression de la tension efficace d'erreur est alors de :

$$(V_{Qmax})_k = 2A \sin \left(\left(\frac{\pi}{4} + k\pi \right) \frac{df}{f_0} \right) \quad (I-67)$$

I.8.3.3 Les problèmes de distorsion

En plus des problèmes liés à la topologie du circuit utilisé pour la conversion I/Q énumérés précédemment, un autre problème non moins négligeable apparaît lorsqu'un signal adjacent fort se présente en même temps que le signal utile. D'une part, la mauvaise isolation entre les ports RF et OL va entraîner une fuite du signal perturbateur vers le port OL et d'autre part, la non linéarité de la chaîne de réception va induire des intermodulations qui peuvent dégrader les performances du système. Des zones de fonctionnement optimales peuvent être identifiées pour le système et limiter ainsi l'influence de ces distorsions.

I.8.4 Synthèse des sources d'erreur

Nous venons de passer en revue l'essentiel des sources d'erreurs qui limitent les performances du système dans le cas d'une conversion de type I/Q. Il est clair que les sources de limitation des performances d'un CAN (gigue temporelle, bruit thermique etc.) évoquées au paragraphe I-5 vont se superposer aux présentes sources d'erreurs. Le Tableau I-2 récapitule ces sources de limitation.

Type d'erreur	Remarque 1	Remarque 2	Observation
Erreur de quantification	Indépendant de l'amplitude et de la fréquence du signal	Dépend du nombre de bits	Permet d'estimer le SNR maximal atteignable
Gigue temporelle des instants d'échantillonnage	Dépendant de l'amplitude et de la fréquence du signal	Dépend du nombre de bits	Limite les performances à haute fréquence
Largeur des pulses autorisées	Dépendant de l'amplitude et de la fréquence du signal	Dépend du nombre de bits	Limite les performances à haute fréquence
Bruit thermique	Dépend de la fréquence du signal	Dépend du nombre de bits	Peut être rendu négligeable par un choix judicieux des paramètres systèmes
Métastabilité	Dépendant de l'amplitude et de la fréquence du signal	Dépend du nombre de bits	Limite les performances à haute fréquence
Déséquilibre entre les voies I et Q	Dépend de l'amplitude du signal	Dépend du nombre de bits	Peut être compensé par des algorithmes adaptés
Quadrature par retard vrai $\pi/2$	Dépend de l'amplitude et de la fréquence du signal	Indépendant du nombre de bits	Limite les performances en haute et non accordable
Quadrature par retard vrai $\pi/2+2k\pi$	Dépend de l'amplitude et de la fréquence du signal	Indépendant du nombre de bits	Limite les performances en haute fréquence et non accordable
DC offset	Dépend de l'amplitude et de la fréquence du signal	Indépendant du nombre de bits	Peut être compensé par des algorithmes adaptés.
Les distorsions	Dépend de l'amplitude du signal	Indépendant du nombre de bits	Limite les performances

Tableau I-2: Récapitulatif des sources d'erreurs

L'analyse du Tableau I-2 montre que certaines sources de limitations sont indépendantes de l'amplitude et de la fréquence du signal tandis que d'autres en sont dépendantes. Ce qui prouve que suivant le type de signal reçu, le bruit dominant peut être différent. Si certaines sources de bruit peuvent être compensées par des techniques usuelles de conception, d'autres intrinsèques à la technologie électronique ne permettent pas une utilisation en haute fréquence.

I.9 Spécifications souhaitées

Le CAN que nous envisageons de développer vise deux applications. La première concerne les répéteurs régénératifs. Un satellite de communication est appelé répéteur car sa mission consiste à recevoir un signal RF et à le réémettre à une fréquence différente sans assurer de traitement sur l'information de base véhiculée. Pour couvrir les besoins futurs on souhaiterait accéder à cette information pour la "régénérer" d'où le besoin de CANs pour digitaliser des signaux RF et assurer des traitements tout numérique. Actuellement les CANs disponibles ne fonctionnent qu'en bande de base et ont le défaut de nécessiter le maintien des étages actuels de conversion de fréquences. Une solution alternative serait donc la digitalisation directe du signal hyperfréquence.

La deuxième application vise les antennes actives. Ces antennes actives sont constituées de réseaux d'éléments rayonnants dont le contrôle de la phase et de l'amplitude permet de réaliser de la formation de faisceaux. Là aussi, le traitement tout numérique de l'information nécessite de disposer de CANs performants. Les performances souhaitées dépendent de l'application visée mais néanmoins les ordres de grandeurs sont résumés dans le Tableau I-3.

	Répéteur régénératif	Antenne active
Fréquence porteuse	30 GHz	30 GHz
Bande utile	250 MHz	250 MHz
Nombre de bits	10	10
Fréquence d'échantillonnage par voie pour un CAN I/Q	250 MHz (4 ns)	250 MHz (4 ns)
Nombre d'échantillons par seconde et par voie pour un CAN I/Q	250 M _{éch} /s	250 M _{éch} /s

Tableau I-3: Performances souhaitées

Nous signalons que la fréquence de 30 GHz se justifie par les nouveaux besoins des satellites de communications multimédias dont les services sont attribués dans les bandes de fréquences Ku et Ka. Les précédentes spécifications imposent les contraintes suivantes (Tableau I-4) sur la gigue temporelle et la durée des échantillons.

	Répéteur régénératif	Antenne active
Durée des échantillons	0.8 ps	0.8 ps
Gigue temporelle	5 fs	5 fs

Tableau I-4 : *Contraintes sur la gigue temporelle et la durée des échantillons.*

Les ordres de grandeurs des paramètres précédents sont ceux que nous souhaiterions atteindre dans la réalisation de notre convertisseur analogique numérique. Ces valeurs vont constituer les bases de l'analyse bibliographique critique que nous allons effectuer au prochain chapitre.

I.10 Conclusion générale

Dans ce chapitre nous avons présenté les aspects généraux de la conversion analogique numérique ainsi que les principaux facteurs de mérite des convertisseurs. Nous avons vu que la liste de ces facteurs de mérite est bien volumineuse. Outre la résolution et la fréquence d'échantillonnage, on peut citer des spécifications dynamiques telles que le SNR, le SINAD ou la SFDR. Ces facteurs de mérite restent des informations de première importance pour des applications hautes fréquences. Ensuite, une analyse des sources de limitation a montré qu'en haute fréquence les performances des CANs sont limitées par la métastabilité, la largeur des pulses d'échantillonnage et la gigue d'horloge. Le principe d'incertitude d'Heisenberg appliqué aux CANs a montré que ces limitations dépendent exclusivement de la technologie utilisée.

Ensuite, dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons exposé les principes de la conversion I/Q. cette conversion se présente comme une alternative à l'échantillonnage ultrarapide direct. Mais la topologie du dispositif utilisé pour cette conversion en fait une

source potentielle d'erreur dont les contraintes se répercutent sur le CAN. Il va s'en dire que le choix futur de l'architecture du CAN que nous envisageons de développer et de la technologie associée doit intégrer les exigences du dispositif récepteur dans sa globalité. Et comme la plupart des problèmes liés à ce type de dispositif sont propres aux composants électroniques intervenant dans ces architectures, la possibilité d'envisager d'autres technologies dans les systèmes d'acquisition de données et principalement des convertisseurs analogiques numériques fait depuis quelques années son petit bonhomme de chemin. L'une de ces technologies émergentes phares dans la numérisation du signal est l'optique. Cette idée bien que n'étant pas très nouvelle occupe ces cinq dernières années de nombreuses équipes de recherche à travers le monde et surtout depuis le lancement d'un projet sur les convertisseurs analogiques numériques optiques par la DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*).

L'approche photonique pour la conversion analogique numérique semble présenter de nombreux avantages (nous le verrons au chapitre II) par rapport à la version électronique, qu'elle soit semi-conductrice ou supraconductrice. En effet, un certain nombre de dispositifs photoniques disponibles actuellement atteignent des performances jamais observées chez leurs homologues purement électroniques. Les sources lasers impulsions par exemple sont capables aujourd'hui de délivrer des impulsions de l'ordre de la picoseconde voire même de la femtoseconde, lesquels peuvent servir d'horloge de synchronisation et de signaux d'échantillonnage. Ces horloges optiques peuvent servir à l'échantillonnage ultrarapide avec un jitter extrêmement faible également. Un autre avantage lié à l'échantillonnage optique est le découplage parfait entre les signaux d'échantillonnage optiques et le signal à échantillonner qui est généralement de nature électrique. Les modulateurs de Mach-Zender qui servent le plus souvent de dispositifs d'échantillonnages ont des bandes passantes de modulation larges. Certains dispositifs photoniques peuvent également être utilisé directement pour la quantification du signal.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

[I-1] E. Allier

“Interface analogique numérique asynchrone : une nouvelle classe de convertisseurs basés sur la quantification du temps”, *Thèse électronique et communications*, INPG Grenoble, Novembre 2003.

[I-2] R. H. Walden

“Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis”, *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol.17, no.4, April 1999.

[I-3] H. Petit

“Simulation comportementale pour la synthèse des convertisseurs analogiques numériques CMOS rapides,” *Thèse électronique et communications*, ENST Paris, Octobre 2004.

[I-4] E. Gaboriaud

“Convertisseur analogique numérique optique”, *Rapport de stage DEA*, IRCOM-EOGI, Juin 2000.

[I-5] P. DiBin

“Convertisseur Analogique Numérique Optique,” *Etude de faisabilité*, IRCOM-EOGI, Juin 2002.

[I-6] Colin Elisabeth

“Architecture reconfigurable pour la numérisation du signal radio de récepteurs mobiles multi-standards”, *Thèse Electronique et communications*, Télécoms Paris [ENST] 2003.

[I-7] Guillaume Neveux

“Démodulateur direct de signaux RF multi-mode et multi-bande utilisant la technique << cinq-port>>,” *Thèse Electronique et Communications*, Télécoms Paris [ENST] 2003.

[I-8] J. H. Mikhelson & al.

“Feasibility study of DC offset filtering for UTRA-FDD/WCDMA direct conversion receiver”, *In proceeding 17 th Norchip conference*, 1999.

[I-9] S. Sampi and K. Feher

“Adaptative dc-offset compensation algorithm forburst mod operated direct conversion receivers”. *In proceeding VTC Spring 1992*. The IEEE semiannual vehicular technology conference, mai 1992.

[I-10] B. Lindquist & al

“A new approach to eliminate the DC-offset in TDMA direct conversion receiver”. *In proceeding VTC Spring 1993*, the IEEE, mai 1993.

[I-11] L. E. Larson

“Ultra-wide Band, Moderate Resolution A/D Converters for High Frequency Satellite Communications Applications,” 2002.

[I-13] J. H. Mikhelson & al.

“Feasibility study of DC offset filtering for UTRA-FDD/WCDMA direct conversion receiver,” *In proceeding 17 th Norchip conference*, 1999.

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure I-1: Schéma fonctionnel d'un Convertisseur Analogique Numérique (CAN).....	6
Figure I-2: (a) Fonction de transfert idéal d'un CAN 3 bits, (b) Erreur de quantification.....	8
Figure I-3: Principe de l'échantillonnage.....	13
Figure I-4 : Représentation spectrale de l'échantillonnage d'un signal	14
Figure I-5 : Nombre de bits effectifs de CANs obtenus à partir du SNR (d'après annexe I-1).....	19
Figure I-6: Nombre de bits effectifs déterminés à partir de la SFDR	20
Figure I-7: Phénomène de filtrage causé par la durée de l'impulsion d'échantillonnage	21
Figure I-8: Limite en résolution imposée par le bruit thermique (rouge), le jitter (bleu) et le bruit du comparateur (vert).....	26
Figure I-9: (a) Spectre initial centré autour de f_p , (b) spectre désiré après conversion I/Q ...	29
Figure I-10: (a) Bloc diagramme de la conversion I/Q, (b) le spectre de la composante I	30
Figure I-11: Spectre de la composante Q du bloc diagramme (figure I-10).....	31
Figure I-12: Spectre utile ' $I(f) - jQ(f)$ ' obtenu par combinaison des spectres $I(f)$ et $Q(f)$	32
Figure I-13: Représentation en 3-D de la combinaison de $I(f)$ et $Q(f)$ pour obtenir le spectre de $I(f) - jQ(f)$	32
Figure I-14: Mise en évidence des erreurs de phase α et d'amplitude β causé par le	34

Les tableaux

Tableau I-1: Limite en SNR des CANs électroniques.....	12
Tableau I-2: Récapitulatif des sources d'erreurs.....	36
Tableau I-3: Performances souhaitées.....	37
Tableau I-4 : Contraintes sur la gigue temporelle et la durée des échantillons.....	38

ANNEXE I

Référen	Résolut.	Fé (MHz)	N.de canaux	SFDR (dB)	SINAD(dB)	SNR(dB)	THD(dB)	ENOB (bits)	F.de test(MHz)	INL(+/-LSB)	DNL(+/-LSB)	B.P.(MHz)	T.alim(V)	Cons.(mW)
AD9066	6	60	2	-	36	36	-50	5.7	15.5	1	0.5	100	5	400
AD9281	8	28	2	65	49.1	49.2	-67.5	7.9	3.58	0.25	0.1	245	2.7 à 5.5	225
AD9280	8	32	1	66	49	49	-62	7.8	3.58	0.3	0.2	300	2.7 à 5.5	95
AD9289	8	65	4	62	47.5	48	-	7.6	35	0.25	0.2	400	3	550
AD9283-100	8	100	1	-	45	46.5	-	7.3	10.3	0.75	0.5	475	2.7 à 3.6	90
AD9288-100	8	100	2	-	47	47.5	-	7.5	10.3	0.5	0.5	475	2.7 à 3.6	180
AD9480	8	250	1	65	46.5	47	-	7.5	170	0.26	0.28	750	3.3	590
AD9203	10	40	1	80	59.7	60	-	9.6	4.8	0.65	0.25	350	2.7 à 3.6	74
AD9215-105	10	105	1	75	57.8	58	-	9.4	50	0.65	0.6	300	3	145
AD9216-105	10	105	2	74	57.4	57.6	-	-	50	1	0.5	300	3	370
AD9218-105	10	105	2	62	53	55	-	8.6	10.3	2	0.8	300	2.7 à 3.6	550
AD9411	10	200	1	80	59.5	60	-	9.7	100	0.5	0.15	700	3.3	1430
AD9410	10	210	1	60	53	54	-	8.6	82	1.65	0.5	500	3.3 et 5	2100
AD9225	12	25	1	83	69.6	70	-81	11.5	10	1	0.4	105	5	280
AD9224	12	40	1	81	68	68.4	-78	11.1	10	1.5	0.33	120	5	415
AD6640	12	65	1	80	67	67.5	-	11.3	31	1.25	0.5	300	5	710
AD9226	12	65	1	86.5	67	68	-68	11.1	31	0.6	0.6	750	5	475
AD9229-65	12	65	4	85	69.5	69.7	-	-	32.5	0.6	0.3	500	2.7 à 3.6	270
AD9235-65	12	65	1	85	69.9	70.1	-82	11.4	32.5	0.45	0.35	500	2.7 à 3.6	300
AD9238-65	12	65	2	83	69.1	69.5	-80	11.4	32.5	0.55	0.35	500	2.7 à 3.6	600
AD9236	12	80	1	87.8	70.2	70.4	-	11.4	40	0.35	0.4	500	2.7 à 3.6	366
AD9432-80	12	80	1	80	66.9	67.2	-	10.9	40	0.5	0.25	500	5	850
AD9433-125	12	125	1	80	65.5	66	-	10.7	49	0.5	0.3	750	5	1350
AD9430-210	12	210	1	80	64.5	64.5	-	10.5	100	0.3	0.3	700	3.3	1300
AD12400	12	400	1	80	64	64.4	-	-	10	122	73	180	3.8 et 1.5	8500
AD6644-65	14	65	1	100	73	73.5	-	12.1	30.5	0.51	0.25	250	5	1300
AD9244-65	14	65	1	86	72.6	73	-84.6	11.8	32.5	1.39	0.7	750	5	590
AD9248-65	14	65	2	83	71.5	72	-80	11.5	32.5	1.4	0.5	500	2.7 à 3.6	640
AD9245	14	80	1	87.6	72.5	72.7	-	11.8	40	1.39	0.51	500	2.7 à 3.6	366
AD6645-105	14	105	1	89	73	73.5	-	12.2	70	1.5	0.5	270	3.3 et 5	1500
AD10677	16	65	1	92	79	80	-	-	10	61	11	210	3.3 et 5	7500
AD10678	16	80	1	97.2	80.3	80.5	-	-	10	61	10.7	220	3.3 et 5	8000

Fabricant	Référence	Résol (bit)	Féq. (Méch/s)	Nbre de canaux	SFDR(dB)	SINAD (dB)	SNR (dB)	THD (dB)	ENOB (bit)	Fe de test (MHz)	INL (+/-LSB)	DNL (+/-LSB)	B.P (MHz)	T.al (V)	Consom (mW)
Atmel	AT84AD004	8	500	2	55	-	43	-53	7	250	0.5	0.25	1000	3.3	1400
	TS8308500	8	500	1	53	43	45	-53	7.1	250	0.7	0.3	1300	+/-5	3800
	TS8388B	8	1000	1	52	42.9	44	-50	7	500	0.7	0.3	1500	+/-5	3400
	AT84AD001B	8	1000	2	54	-	42	-51	7.4	500	0.5	0.25	1500	3.3	1400
	AT84AS003TP	10	1500	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	TS83102GOB	10	2000	1	59	48	48	-53	7.6	700	2.4	1.5	3300	+/-5	4600
	AT84AS008GL	10	2200	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Date	ADC-305	ADC-321	ADC-318/318A	ADS-238Q
	8	20	1	-
	8	50	1	49
	8	100	1	-
	12	20	1	-
	45	44	40	56
	-	-	-	58
	-	-	-	-60
	-	-	-	9
	2	1	30	10
	0.5	0.7	0.5 max	3
	0.3	0.3	0.5 max	0.6
	18	100	150	100
	5	5	5/(+/-5)	3
	60	125	790	79

Fairchild Semiconductor	TMC1175x20	8	20	1	45	-	45	-	-	6.98	0.5	0.3	10	5	100
	TMC1103x20	8	20	3	44	-	45	-	-	6.98	0.5	0.5	10	5	300
	TMC1203x20	8	20	3	44	-	45	-	-	6.98	0.5	0.5	10	5	300
	TMC1175x30	8	30	1	41	-	43	-	-	6.98	0.5	0.3	12	5	125
	TMC1103x40	8	40	3	44	-	41	-	-	6.98	0.5	0.5	12	5	425
	TMC1203x40	8	40	3	44	-	41	-	-	6.98	0.5	0.5	12	5	425
	TMC1175x40	8	40	1	41	-	41	-	-	6.98	0.5	0.3	12	5	150
	SPT7734	8	40	1	63	48	48	-56	7.7	10.3	1	0.5	250	5	175
	TMC1103x50	8	50	3	40	-	40	-	-	6.98	0.5	0.5	12	5	490
	TMC1203x50	8	50	3	40	-	40	-	-	6.98	0.5	0.5	12	5	490
	SPT7721	8	250	1	47	40	43	-43	6.4	70	1.7	1.05	220	5	310
	SPT7722	8	250	1	49	43.7	46.1	-47	7	70	1.2	0.4	350	5	425
	SPT7855	10	25	1	6	52	56	-54	8.3	10.3	1	0.5	100	5	135
	SPT7860	10	40	1	63	52	52	-53	8.3	10.3	1	0.5	250	5	175
	SPT7861	10	40	1	64	55	57	-58	8.8	10.3	1	0.5	250	5	160
	SPT7863	10	40	1	70	54	54	-62	8.7	10	1	0.5	250	5	160
SPT7883	10	70	1	77.5	59	59.5	-	72.5	9.5	10	0.55	0.35	133	2.5	129

Intersil	HI5701	6	30	1	-	30	31	-38	5	4	1.25	0.6	20	5	250
	HI1175	8	20	1	51	46	-	50.6	7.6	1	1.3	0.5	90	5	60
	HI1179	8	35	1	56	-	-	-55	7.6	1	1.3	0.5	60	5	80
	HI2302	8	50	1	49	-	44	-	7.1	1	0.5	0.5	100	5/3.3	125
	HI2303	8	50	3	55	-	42	-	-	1	0.7	0.5	100	5/3.33	650
	HI3026	8	120	1	-	-	40	-	-	30	0.5	0.5	150	5	760
	HI3246	8	120	1	-	-	42	-	-	30	0.5	0.5	250	5	500
	HI3256	8	120	1	-	-	42	-	-	30	0.5	0.5	250	5	500
	HI3286	8	160	1	-	-	42	-	-	30	0.5	0.5	250	5	550
	HI3276	8	160	1	-	-	42	-	-	30	0.5	0.5	250	5	550
	HI5662	8	60	2	71	48.7	-	-66	7.8	10	1	0.5	250	5/3.3	650
	HI5714	8	40/60/80	1	62	-	-	59	7.65	4.43	0.75	0.4	18	5	325
	HI5746	10	40	1	67.8	54.9	55.4	64.6	8.8	10	2	1	250	5/3.3	250
	HI5762	10	60	2	70	54.7	54.7	68	8.8	10	2	1	250	5/3.3	650
	HI5766	10	60	1	58.1	51.7	53.7	56.2	8.3	10	2	1	250	5/3.3	650
	HI5767/2	10	20	1	79	55.9	55.9	71	9	10	1.75	1	250	5/3.3	310
	HI5767/4	10	40	1	69	54.7	55	65	8.8	10	1.75	1	250	5/3.3	310
HI5767/6	10	60	1	67	53.8	54	64.5	8.4	10	1.75	1	250	5/3.3	310	

Linear Technology	LTC2236	10	25	1	85	61.8	61.8	-	-	5	0.1	0.05	575	3	75
	LTC2233	10	80	1	80	61.3	61.3	-	-	30	0.15	0.1	775	3.3	366
	LTC2239	10	80	1	85	61.6	61.6	-	-	40	0.1	0.1	575	3	211
	LTC2231	10	135	1	78	61.1	61.1	-	-	70	0.2	0.1	775	3.3	660
	LTC2234	10	135	1	78	61.2	61.2	-	-	30	0.2	0.1	775	3.3	630
	LTC2226	12	25	1	85	70.8	70.9	-	-	70	0.3	0.15	575	3	75
	LTC1745	12	25	1	91	72.5	72.5	90	-	5	0.4	0.2	240	5	455
	LTC1743	12	50	1	85	72.2	72.5	-84	-	5	0.4	0.2	150	5	1200
	LTC1741	12	65	1	85	72	72	-84	-	30	0.4	0.2	240	5	1275
	LTC2229	12	80	1	90	70.6	70.6	-	-	40	0.4	0.2	575	3	211
	LTC2223	12	80	1	84	68.3	68.4	-	-	70	0.3	0.2	775	3.3	366
	LTC1749	12	80	1	87	71.6	71.7	-	-	30	0.4	0.2	500	5	1400
	LTC1747	12	80	1	85	72	72	-	-	30	0.4	0.2	240	5	1400
	LTC2221	12	135	1	84	62.8	62.8	-	-	70	0.4	0.2/0.3	775	3.3	660
	LTC2224	12	135	1	84	67.4	67.6	-	-	30	0.4	0.3	775	3.3	630
	LTC1746	14	25	1	91	77.5	77.5	-	-	5	1	0.5	240	5	465
	LTC2246	14	25	1	90	75.5	74.5	-	-	5	1	0.5	575	3	75
	LTC1744	14	50	1	79	73.5	75.5	-78	-	25	1	0.5	150	5	1400
	LTC1742	14	65	1	88	76	76.5	-85	-	30	0.75	0.5	240	5	1275
	LTC1750	14	80	1	90	75.1	75.3	-90	-	30	0.75	0.5	500	5	1400
LTC1748	14	80	1	88	75.6	76.1	85	-	30	0.75	0.5	240	5	1400	
LTC2249	14	80	1	90	72.8	73	-	-	40	1	0.5	575	3	222	

Maxim	MAX1195	8	40	2	68.7	48.5	48.6	-69	-	20	0.3	0.15	400	3.3	87
	MAX1196	8	40	2	68.9	48.4	48.5	-69	-	20	0.3	0.15	400	3.3	87
	MAX1193	8	45	2	71.5	48.4	48.4	-	-	22.5	0.16	0.15	440	3.3	57
	MAX1197	8	60	2	69	48.5	48.6	-67	-	30	0.3	0.2	400	3.3	120
	MAX1198	8	100	2	66	48.1	48.3	-64	-	50	0.3	0.2	400	3.3	264
	MAX1121	8	250	1	68	48.7	48.8	-	-	100	0.2	0.1	600	1.8	480

MAX108	8	1500	1	54	46	46.8	-	7.5	750	0.25	0.25	2200	5	5000
							52.1							
MAX1184	10	20	2	74	59.4	59.5	-72	9.6	7.5	0.5	0.25	400	3	105
MAX1185	10	20	2	74	59.4	59.5	-72	9.6	7.5	0.5	0.25	400	3	105
MAX1183	10	40	2	73	59	59.6	-73	9.5	20	0.5	0.25	400	3	120
MAX1186	10	40	2	72	59.2	59.6	-71	9.5	20	0.5	0.25	400	3	105
MAX1182	10	65	2	77	58.5	59	-76	9.4	20	0.6	0.4	400	3	195
MAX1181	10	80	2	73	58.5	59	-70	9.4	20	0.6	0.4	400	3	246
MAX1180	10	105	2	72	58.1	58.5	-70	9.4	20	0.75	0.4	400	3.3	410
MAX1122	10	170	1	72	57	57.1	-	-	100	0.4	0.3	400	1.8	460
MAX1123	10	210	1	72	57	57.1	-	-	100	0.4	0.3	600	1.8	460
MAX1124	10	250	1	71	56.5	56.8	-	-	100	0.8	0.5	600	1.8	477
MAX1126	12	40	4	89	69.1	69.2	-	11.3	19.3	0.4	0.25	100	1.8	560
							88.7							
MAX1127	12	65	4	92	69.5	69.6	-91	11.4	19.3	0.4	0.25	100	1.8	560
MAX1213	12	170	1	78	64.9	65.2	-	-	65	0.5	0.25	900	1.8	975
MAX14112553	14	65	1	80.7	70	71	-	-	150	1.4	0.5	400	3.3	340
							78.9							
MAX1418	15	65	1	90	73.3	73.6	-	-	70	1.5	0.4	260	5	2000
MAX1419	15	65	1	93.5	75.9	76.1	-	-	15	1.5	0.4	200	5	1974
MAX1427	15	80	1	93.5	75.9	76.1	-	-	15	1.5	0.4	200	5	1974
MAX1428	15	80	1	83	73.4	73.9	-	-	70	1.5	0.4	260	5	2095
MAX1429	15	100	1	90	74.9	75.1	--	-	15	1.5	0.4	260	5	2045
MAX1430	15	100	1	86	72.1	72.8	-	-	70	1.5	0.4	350	5	2095

National Semiconductor	ADC1175	8	20	1	58	46	47	-57	7.5	4.43	0.5	0.35	120	5	60
	ADC08351	8	42	1	49	43	44	-46	6.8	21	0.7	0.6	120	3	40
	ADC1175-50	8	50	1	56	45	45	-54	7.2	4.4	0.8	0.7	120	3	125
	ADC08060	8	60	1	63	47	47	-63	7.6	10	0.5	0.4	200	3	78
	ADC08L060	8	60	1	59.1	47.4	48	-56.9	7.6	10	0.5	0.25	200	3	39
	ADC08100	8	100	1	60	47	47	-60	7.5	10	0.5	0.4	200	3	130
	ADC08200	8	200	1	60	46	46	-60	7.3	50	1	0.4	500	3	210
	ADC081000	8	1000	1	58.5	47	48	-57	7.5	100	0.35	0.2	1700	1.9	1430
	ADC08D1000	8	1000	2	58.5	47	48	-57	7.5	100	0.35	0.25	1700	1.9	1600
	ADC10321	10	20	1	72	59	60	-70	9.5	4.43	0.45	0.35	150	5	98
	ADC10030	10	30	1	68	58	59	-66	9.4	13.5	0.45	0.4	150	5	125
	ADC10040	10	40	1	80	59.4	59.6	-77	9.6	19	0.3	0.3	400	3	55.5
	ADC10065	10	65	1	80	59	59.3	-72	9.5	32	0.3	0.3	400	3	68.4

P. S.	TDA8754	8	270	3	55	-	48	-55	7.6	10	0.6	0.25	700	3.3	1000
	TDA8764A	10	60	1	72	57	58	-64	9.3	5	0.8	0.35	30	5	310
TI	ADS5120	10	40	8	72	57	58	-	9.2	20	0.8	0.4	300	1.8	794
	ADS5121	10	40	8	74	59	60	-	9.5	20	0.6	0.4	300	1.8	500
W.M	WM2130	10	30	1	60.6	56	57	-60	9	3.5	1	0.3	150	2.7-5.5	87
	WM2331	10	30	1	60	56	56	-58	9	3.5	1	0.3	150	3-5.5	94
ST. M	TSA1203	12	40	2	68.3	62.8	66.1	-	10.3	10	1	0.5	1000	2.5	230
								66.6							

II ETUDE DES ARCHITECTURES DE CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMERIQUE

II.1 Introduction

De façon générale dans les transmissions radio, l'information est transmise par modulation d'une porteuse hyperfréquence. Actuellement pour obtenir cette modulation et accéder à l'information, on réalise des transpositions de fréquence pour ramener le signal modulant en bande de base. Ces transpositions de fréquence sont réalisées par des étages analogiques utilisant des mélangeurs.

Aujourd'hui, sous la pression des technologies tout numérique, le besoin est de disposer de l'information sous forme binaire. Cette tendance à donner naissance à la notion dite de "radio logicielle" (Interface radio reconfigurable). Cette notion bien que séduisante dans le principe est encore aujourd'hui peu expérimentée compte tenu de l'absence de composants assurant une numérisation correcte du signal radio à des débits élevés. De plus, depuis quelques années, la montée en fréquence suscite de plus en plus d'intérêt auprès des différents acteurs des télécommunications. Cet intérêt se justifie essentiellement par l'émergence des nouvelles applications multimédia qui nécessitent non seulement une communication large bande, mais surtout parce que les basses fréquences sont occupées et cette montée en fréquence permet d'accéder à plus de ressources radio.

Les progrès de la technologie permettent aujourd'hui de réaliser des convertisseurs analogiques numériques (CANs) de plus en plus rapides et précis. Non seulement les technologies d'intégration progressent, mais également les architectures. Au cours des dernières années, plusieurs architectures de CANs ont vu le jour afin de permettre plus de vitesse, plus de précision et moins de consommation de puissance et de surface.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différentes architectures de convertisseurs analogiques numériques disponibles pour la conversion ultra rapide des signaux. Ces architectures couvrent les trois technologies potentiellement disponibles pour leurs réalisations que sont l'**électronique**, la **supraconductivité** et l'**optique**. Une analyse critique

des avantages et des inconvénients de chacune d'elles ainsi que de leurs aptitudes à répondre à nos besoins sera également effectuée.

II.2 Les CANs en technologie semi-conductrice

Dans ce qui suit, nous allons présenter les différents types de CANs semi-conducteurs couramment utilisés dans les systèmes de télécommunications. Ils s'agit des CANs de type "flash", à "approximations successives", "pipeline" et " $\Sigma\Delta$ ". Tous ces CANs sont réalisés en technologie semi-conductrice. Nous expliquerons les avantages et inconvénients de chacun d'eux.

II.2.1 Le CAN "Flash"

C'est l'approche la plus simple pour réaliser une conversion analogique numérique extrêmement rapide. Elle met en œuvre une architecture parallèle dans laquelle le signal à numériser sur N bits est simultanément comparé à de multiples tensions de référence (Figure II-1) [II-1]. Ces dernières sont espacées de 1 LSB (soit $V_{FS}/2^N$, où V_{FS} est la tension d'entrée à la pleine échelle) et fixées par un réseau de résistances. A mesure que la tension croît, les sorties des comparateurs basculent de l'état bas à l'état haut, en commençant par le plus bas situé dans une échelle en comportant (2^N-1) . Ce mode de fonctionnement s'apparente à celui d'un thermomètre à mercure à mesure que la température augmente. C'est de là qu'est issu le nom de "code thermomètre" parfois donné au code généré en sortie. La pléiade de sortie de comparaison étant inexploitable, une logique de transcodage se charge de délivrer les données finales selon un format binaire conventionnel sur N bits.

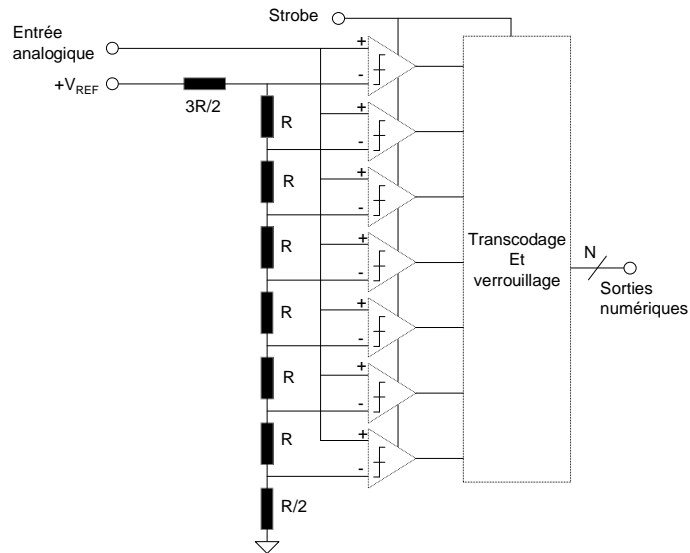


Figure II-1: *Convertisseur Analogique Numérique flash 3 bits*

La résolution de ce type de convertisseur est limitée par la précision avec laquelle sont définies les tensions de référence et par les erreurs statiques introduites dans le circuit de comparaison. Cette précision dépend de l'erreur sur les valeurs des résistances qui constituent le diviseur potentiométrique. A ces limitations statiques, s'ajoutent les limitations dynamiques car les CANs flash sont dédiés à des vitesses de conversion élevées. Ces limitations sont essentiellement dues à la bande passante finie des amplificateurs et à la métastabilité du comparateur. Le temps nécessaire pour atteindre un niveau logique bien défini en sortie du comparateur est fortement dépendant de sa tension d'entrée et peut être supérieure à la période d'horloge. Ceci affecte localement le code thermométrique et peut conduire à des erreurs grossières en sortie du convertisseur en fonction de la méthode de codage utilisée.

La réduction de l'erreur de métastabilité est contradictoire avec une vitesse de fonctionnement élevée car celui-ci dépend du temps de régénération du comparateur qui est limité par la technologie. Enfin, le nombre de comparateurs et d'amplificateurs évolue comme $2^N - 1$, ce qui a pour conséquence de rendre prohibitif l'investissement matériel pour des résolutions au delà de 8 bits [II-2]. Cet accroissement de la surface se traduit également par une capacité d'entrée importante qui va directement influencer le comportement dynamique du convertisseur. Aussi, cette impédance d'entrée capacitive est en plus non linéaire, puisqu'elle est fonction de l'état des comparateurs. Ce qui implique un amplificateur de commande large bande supportant cette charge capacitive ainsi que les transitoires rapides générés à l'entrée.

Aujourd'hui, pour obtenir des convertisseurs rapides faisant appel à un nombre réduit d'amplificateurs (par rapport au CAN flash pur), des techniques conjointes de recouvrement et d'interpolation (*Folding & interpolating*) avec prétraitement analogique sont mises en œuvre. Ces architectures dérivées du flash qui visent à réduire la complexité matérielle sont souvent appelées les convertisseurs à repliement où à interpolation.

Enfin, les performances des CANs flash dépendent également de la technologie de fabrication et spécialement de la fréquence de coupure des transistors utilisés dans le comparateur. Certains CANs sont fabriqués en technologie silicium, pendant que d'autres tirent profit des technologies de l'AsGa, du SiGe ou de l'InP. Le Tableau II-1 répertorie quelques performances obtenues avec des architectures "flash" de [II-3] à [II-6].

Référence	Fréquence	Nombre de bits effectifs	Technologie
[II-3]	8 $G_{éch}/s$	3 bits	AllInAs/GaInAs
[II-4]	8 $G_{éch}/s$	4 bits	SiGe
[II-5]	10 $G_{éch}/s$	2.4 bits	InP HBT
[II-6]	4 $G_{éch}/s$	6 bits	GaAs HBT

Tableau II-1: *quelques performances de CANs flash*

De ce tableau, on note que les meilleurs CANs flashs en terme de vitesse de conversion développés à ce jour travaillent autour de 10 $G_{éch}/s$ et ce, pour des nombres de bits effectifs d'environ 2.4. La résolution maximale obtenue à haute fréquence (4 $G_{éch}/s$) est de 6 bits effectifs et confirme la tendance générale des CANs électroniques: faible résolution pour une fréquence de conversion élevée (moins de 10 $G_{éch}/s$!).

II.2.2 Les CANs à " approximations successives "

Les convertisseurs à approximations successives réalisent la conversion par comparaison en plusieurs étapes, leur nombre est égal au nombre de bits requis. A chaque étape, le résultat de cette comparaison est stocké dans un registre, jusqu'à l'obtention du résultat final. Le principe consiste à comparer la tension du signal d'entrée à une tension issue

d'un registre après conversion numérique analogique (CNA). Le schéma bloc de la Figure II-2 montre le fonctionnement d'un tel convertisseur [II-7].

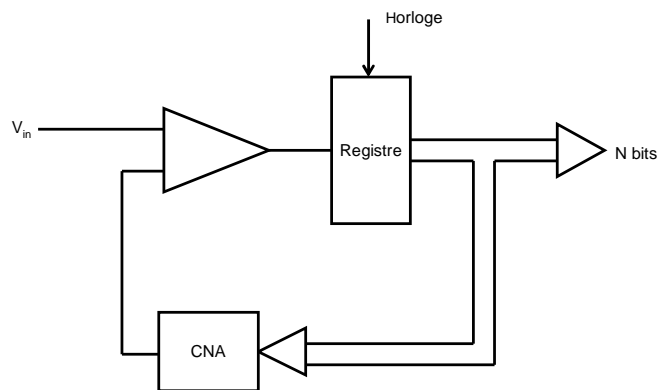


Figure II-2: *Convertisseur à approximations successives*

Au départ, le bit de poids fort *MSB* du registre est mis à 1 et les autres bits à 0. Ainsi, la tension de sortie du CNA est égale à la moitié de la pleine échelle. Si la tension en sortie est inférieure, le *MSB* est mis à 0. A son tour, le bit suivant sera mis à 1 et une nouvelle comparaison avec le signal d'entrée sera faite, jusqu'au dernier bit du registre. Une résolution de N bits implique une durée de conversion de N cycles d'horloge. Son principal inconvénient est le temps de conversion qui limite les performances à quelques $M_{éch}/s$. En dépit de sa lenteur, ce convertisseur présente l'avantage d'être simple à réaliser et d'avoir une surface très réduite. De plus, il permet d'atteindre des résolutions très élevées, supérieures à 14 bits. Malgré cela, sa lenteur le rend inadapté pour une application haute fréquence.

II.2.3 Le CAN "pipeline"

Les CANs pipeline réalisent la conversion en plusieurs étages mis en cascade (Figure II-3) [II-1]. Ainsi, à chaque front d'horloge, chaque étage réalise en parallèle une partie de la conversion. Ceci permet d'obtenir un compromis entre rapidité et résolution.

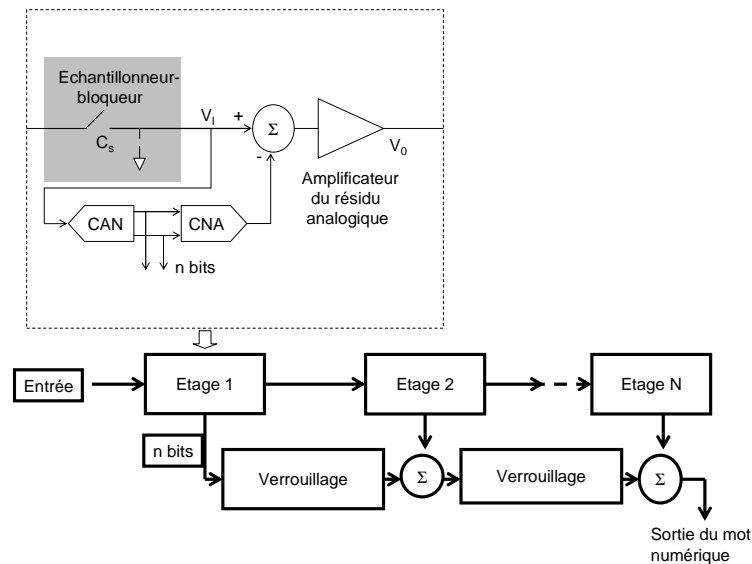


Figure II-3: *l'architecture pipelinée*

Dans la version pipelinée à 1 bit par étage, au premier coup d'horloge l'échantillonneur-bloqueur (*sample and hold*) de tête acquiert le signal d'entrée et le compare à la demi tension de pleine échelle $V_{FS}/2$. Le résultat de la comparaison donne la *MSB*. Selon la valeur de ce dernier, un commutateur transmet le signal à l'échantillonneur bloqueur suivant ($MSB = 0$) après amplification par 2, ou bien après passage dans une circuiterie qui lui retranche la valeur de la demi-pleine échelle ($MSB = 1$). Le processus se répète à l'identique dans l'étage suivant pendant la seconde phase de l'horloge. Les étages impairs sont déclenchés sur la première phase de l'horloge, tandis que les étages pairs le sont sur la seconde. Avec un CAN de résolution N bits, N comparateurs sont suffisants pour réaliser une conversion par cycle, mais avec un temps de latence de N cycles.

Dans une architecture multi-bits, un CAN flash de faible résolution ($m = 3$ ou 4 bits par exemple) remplace le comparateur. Un bloc générique de cette structure consiste alors en un échantillonneur bloqueur (*S/H*) ou encore un "track-and-hold" (*T/H*) dont la fonction est identique, un CAN et un convertisseur numérique analogique ou CNA de même résolution, ainsi qu'un sommateur. Le premier étage convertit les m bits de poids fort et le résultat est transmis au CNA. Ce dernier reconstruit une version grossière du signal analogique, qui est ensuite retranchée à la valeur initialement acquise. Le résidu obtenu est amplifié par 2^m avant d'être délivré à l'étage suivant du pipeline où la procédure se répète. Souvent le CNA est un CNA multiplicateur (MDAC) qui fournit le gain inter-étage ainsi que la fonction de soustraction. La taille du pipeline dépend de la résolution recherchée. Mais l'investissement matériel réclamé est ici acceptable, puisque chaque CAN flash constitutif d'un étage est de

résolution modeste. Par exemple, un CAN 12 bits réalisé avec trois étages 4 bits où quatre étages 3 bits réclame théoriquement, $3x(2^4-1)$ et $4x(2^3-1)$ comparateurs respectivement, soit 45 et 28.

En pratique, quelque bits sont ajoutés afin d'introduire de la redondance et ainsi effectuer la correction des erreurs. Celle-ci est quasi systématique dans les structures pipelinées actuelles. Y compris dans la version avec CAN 1 bit par étage, où un comparateur est ajouté pour former ce qu'on appelle communément un étage 1.5 bit.

Enfin, l'architecture pipeline suppose que les sorties soient stockées dans des registres à décalage, de telle façon que les données numériques parviennent à la logique de correction avec un même échantillon. Elle induit de façon inhérente un retard avant que la donnée ne soit effectivement disponible en sortie. Cela peut se révéler gênant dans les systèmes bouclés et les systèmes multiplexés mais, pour la plupart des applications, ce temps de latence exprimé en cycles d'horloge, est supportable dans la mesure où il est constant.

Le plus souvent réalisés en technologie CMOS, les CANs pipelines présentent un bon compromis entre les performances, consommation et coût. Ils fonctionnent à plusieurs dizaines ou centaines de $M_{\text{éch}}/s$ en fonction de la résolution de 14 à 10 bits. Le Tableau II-2 résume quelques performances récentes de CANs pipelines. Il s'agit ici de modèles commerciaux.

Références	Fréquence d'échantillonnage	Nombre de bits N	Nombre de bits effectifs N_{eff}
[II-8]	150 $M_{\text{éch}}/s$	10	9.2
[II-9]	65 $M_{\text{éch}}/s$	12	11.3
[II-10]	75 $M_{\text{éch}}/s$	14	11.8

Tableau II-2: Performances de CANs pipelines récentes

On note à partir de ce tableau que les performances obtenues pour les CANs pipelines restent en dessous de nos besoins. Même les prototypes expérimentaux ne font pas mieux, car la performance record obtenue à ce jour est de 3 $G_{\text{éch}}/s$ pour 6.5 bits et il est réalisé sur matériau *AlGaAs/GaAs HBT* [II-7].

II.2.4 Les CANs “Sigma Delta”

Le fonctionnement des convertisseurs de type “ $\Sigma\Delta$ ” est fondé sur les principes de sur-échantillonnage et de mise en forme du bruit. En effet, en échantillonnant à des fréquences

bien supérieurs à la fréquence de Nyquist, le bruit de quantification est étalé du point de vue spectral, sur une bande de fréquences plus large, abaissant ainsi ce niveau de bruit. Par ailleurs, la structure du convertisseur (basée sur un modulateur $\Sigma\Delta$) permet de mettre en forme le bruit, en repoussant la plupart en dehors de la bande passante du signal.

A la différence des autres techniques de conversion, la modulation $\Sigma\Delta$ ne code pas la valeur de l'échantillon mais la différence entre deux échantillons successifs. Ceci est réalisé à l'aide d'un convertisseur grossier qui souvent n'est qu'un comparateur. Puis le signal est reconstitué par simple intégration. Il est alors possible de réaliser un convertisseur de très faible résolution (1 à 4 bits), mais d'une très grande vitesse et de ramener postérieurement la cadence à la fréquence de Nyquist, à l'aide d'un filtre décimateur. La résolution est ainsi augmentée "artificiellement" par le sur-échantillonnage et la modulation $\Sigma\Delta$.

Le Modulateur Sigma Delta

Le concept de modulateur et de convertisseur $\Sigma\Delta$, c'est-à-dire employer une boucle de rétroaction pour améliorer la résolution d'un quantificateur grossier, fut breveté par *Cutler* en 1954. Nombreux furent ceux qui apportèrent des modifications et des améliorations dans les années qui suivirent, mais le changement le plus substantiel fut proposé par *Ritchie* en 1977 [II-11]. Il proposa d'inclure plusieurs intégrateurs en cascade pour augmenter l'ordre du modulateur. Suivirent plusieurs travaux sur la stabilité des modulateurs d'ordre élevé qui favorisèrent le développement de cette technique auprès des fabricants de circuits intégrés.

Hayashi proposa en 1986 la topologie MASH (*multi-stage noise shaping*) pour s'affranchir des problèmes de non linéarité pour les modulateurs d'ordre élevé [II-12]. Enfin, il fut aussi proposé des quantificateurs multi-bits pour améliorer les performances [I-11].

Depuis, les progrès technologiques permettent d'atteindre des fréquences d'échantillonnage de plus en plus élevées. Ceci fait que les architectures $\Sigma\Delta$ sont considérées comme prometteuses dans les domaines des télécommunications, aussi bien en bande de base qu'en fréquence intermédiaire grâce notamment aux convertisseurs $\Sigma\Delta$ passe bande [II-6, II-13].

Principe de fonctionnement

Basé sur le principe de mise en forme du bruit, le modulateur $\Sigma\Delta$ est composé d'un intégrateur, d'un quantificateur et d'une boucle de rétroaction avec un convertisseur

numérique analogique, si besoin est. Ainsi, la sortie quantifiée est soustraite du signal d'entrée. La boucle de rétroaction force la valeur moyenne du signal quantifiée à suivre la valeur moyenne en entrée. Toute différence entre les deux est accumulée par l'intégrateur, l'erreur sera corrigée grâce à la boucle de retour. La Figure II-4(a) montre le schéma bloc d'un tel modulateur.

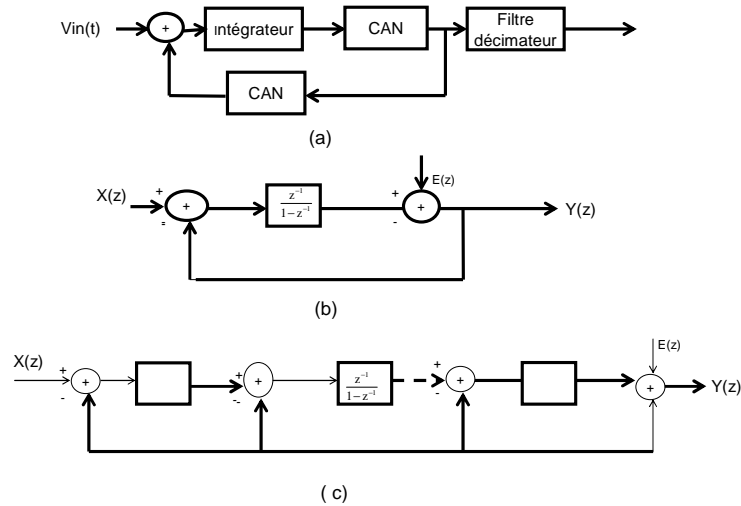


Figure II-4: (a) Schéma de principe de la conversion $\Sigma\Delta$, (b) Modèle du modulateur
(c) Modulateur $\Sigma\Delta$ d'ordre L

Il peut être modélisé par un filtre de fonction de transfert $H(z)$ et par une source de bruit qui représente le bruit de quantification. Ce dernier est supposé décorrélé du signal d'entrée. La Figure II-4(b) présente ce modèle.

$$Y(z) = [X(z) - Y(z)] \cdot H(z) + E(z) \quad (\text{II-1})$$

Avec

$$H(z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (\text{II-2})$$

Nous constatons que la fonction de transfert n'est pas la même pour le signal et pour le bruit. La fonction de transfert du signal présente un gain unitaire dans la bande passante alors que le bruit présente un gain nul dans cette bande. Soit $H_x(z)$ la fonction de transfert du signal et $H_e(z)$ la fonction de transfert du bruit, leurs expressions sont données à partir de (II-1) par :

$$Y(z) = X(z) \frac{H(z)}{1 + H(z)} + E(z) \frac{1}{1 + H(z)} \quad (\text{II-3})$$

$$Y(z) = X(z) \cdot H_x(z) + E(z) \cdot H_e(z) \quad (\text{II-4})$$

$$H_x(z) = z^{-1} \quad (\text{II-5})$$

$$H_e(z) = 1 - z^{-1} \quad (\text{II-6})$$

Cette modulation du bruit permet de repousser la plupart du bruit de quantification en dehors de la bande du signal. Ce résultat peut être amélioré en mettant en cascade plusieurs intégrateurs et une boucle de contre réaction à la sortie du quantificateur vers chaque nœud, comme l'illustre la Figure II-4(c). Le rapport signal sur bruit théorique d'un modulateur d'ordre L avec un quantificateur de N bits est donné par [II-14] :

$$SNR = 10 \log \left(\frac{3}{2} \frac{2L+1}{\pi^{2L}} (2^N - 1) OSR^{2L+1} \right) \quad (\text{II-7})$$

Où OSR est le rapport de sur-échantillonnage. On constate à partir de la relation (II-7) que le SNR augmente avec l'ordre L du modulateur mais un ordre élevé est une source d'instabilité pour le système. Seuls les modulateurs de premier ordre sont inconditionnellement stables. Les conditions de stabilité des modulateurs de second ordre peuvent être déterminées de façon mathématique [II-11]. Au-delà, il n'existe pas aujourd'hui de méthode mathématique pour déterminer ces conditions. Seule la simulation est alors possible. Pour palier à cette limitation, le principe des modulateurs MASH qui consiste à mettre en cascade plusieurs modulateurs de premier et de second ordre est utilisé. Le signal issu du premier modulateur est injecté dans le deuxième modulateur afin d'être quantifié et remis en forme. Les sorties des deux modulateurs sont combinées pour annuler le bruit de quantification du premier.

Les avantages de la conversion $\Sigma\Delta$

Les CANs à modulation $\Sigma\Delta$ possèdent de nombreux avantages. Le sur-échantillonnage permet d'atteindre des résolutions élevées sans calibrage, car moins sensibles à la dérive des composants et aux erreurs d'appariement [II-2]. Néanmoins, la résolution d'un tel convertisseur peut se voir limitée dans le cas de signaux large bande. La résolution est donc une fonction du rapport de sur-échantillonnage et par voie de conséquence de la bande passante du signal et de la fréquence d'échantillonnage. Il est alors nécessaire de réduire l'OSR en dessous des valeurs typiques pour les convertisseurs à sur-échantillonnage [II-7]. Pour s'affranchir de cet inconvénient, il est possible d'augmenter l'ordre du modulateur ou d'utiliser des quantificateurs multi-bits [II-13], mais un modulateur d'ordre élevé reste une source d'instabilité.

Nous venons de présenter des architectures de convertisseurs analogiques numériques dont la plupart ont servi dans différentes réalisations dans le domaine des télécommunications. Il ressort de cette étude bibliographique que les CANs flash semblent présenter en terme de vitesse, les meilleures performances. Mais nos exigences vont au delà de ces performances obtenues. De plus, les résolutions restent en dessous de notre objectif de 10 bits effectifs. Les CANs “pipeline” semblent réaliser un compromis entre vitesse et résolution, mais là encore l’état de l’art de ces architectures prouvent que de nombreux efforts restent à faire. Il reste alors les deux dernières architectures présentées qui sont les CANs à “approximations successives” et les CAN “ $\Sigma\Delta$ ”. Le premier, malgré sa simplicité et la possibilité d’atteindre des résolutions élevées présente l’inconvénient de nécessiter un temps de conversion assez long, ce qui le rend inutilisable pour une application haute fréquence. Le CAN “ $\Sigma\Delta$ ”, grâce au sur-échantillonnage peut laisser penser que cette architecture peut être utilisée pour n’importe quelle application haute fréquence, mais la complexité des solutions pour les performances obtenues à ce jour prouvent là encore que de nombreux progrès demeurent nécessaires.

II.3 Les CANs en technologie supraconductrice

L’électronique supraconductrice, dès les années 60 a été présentée comme une alternative possible aux semi-conducteurs pour la réalisation de composants logiques et donc de convertisseurs analogiques numériques. En effet, cette technologie présente des atouts indéniables pour la réalisation de composants ultra-rapides. Premièrement, les lignes supraconductrices sont non dispersives, ce qui permet de véhiculer des impulsions ultra brèves (de l’ordre de la picoseconde sans aucune déformation). Deuxièmement, les temps de commutation des jonctions supraconductrices (jonctions Josephson que nous verrons plus loin) sont de l’ordre de la picoseconde. Enfin, la puissance dissipée dans une cellule élémentaire est très faible. Le tableau de la Figure II-5 présente une comparaison en terme de fréquence de fonctionnement, entre la filière semi-conductrice et la filière supraconductrice [II-15].

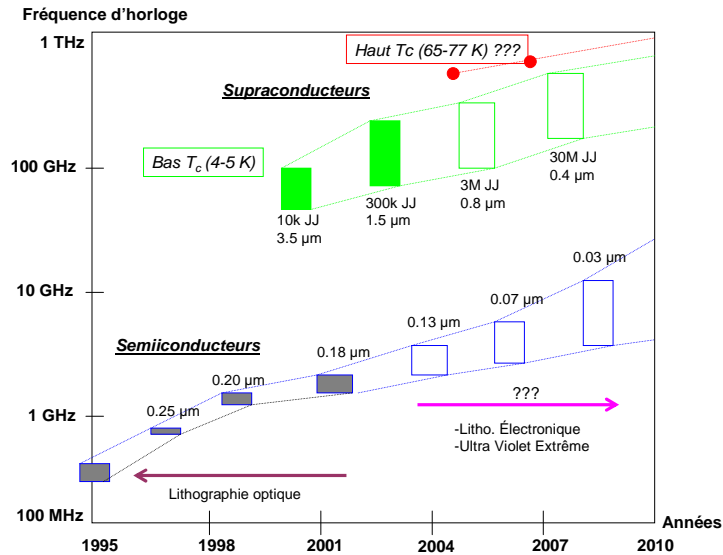


Figure II-5: Comparaison en terme de fréquence de fonctionnement entre la filière semi-conductrice et la filière supraconductrice

Il apparaît clairement sur cette figure que les performances des filières supraconductrices en terme de fréquence de fonctionnement sont bien au delà de celles des filières électroniques classiques. Ces performances ont entraîné un regain d'intérêt pour cette électronique qui, grâce à la logique RSQF (*rapid single flux quantum*) a permis de réaliser de nombreuses fonctions qui pourraient à terme remplacer avantageusement les circuits à base de semi-conducteurs. Nous constatons également que ces hautes fréquences de fonctionnement sont possibles que pour des températures cryogéniques (4-5 K). Ce que peut constituer une limitation pour notre application.

II.3.1 Historique des composants logiques supraconducteurs

Avant l'apparition de la jonction Josephson, cœur de tout composant logique supraconducteur actuel, les dispositifs logiques mettaient à profit le changement de phase supraconducteur/normal permettant ainsi de commuter entre un état faiblement résistif (normal) et un état supraconducteur. De tels composants n'ont jamais débouché sur des applications concrètes du fait des principes thermiques intrinsèques mis en jeu limitant par là les vitesses de commutation.

Au début des années 80 est apparu une famille de composants logiques dénommée, logique à maintien (*latching logic*). Cette logique utilisait la commutation d'une jonction Josephson présentant un effet d'hystérésis (Figure II-6 (a)) [II-15]. En effet, le courant de polarisation I_P de la jonction est fixé à une valeur légèrement inférieure au courant critique Josephson I_J . La jonction commute de l'état supraconducteur (*état 0*) à un état résistif (*état 1*) lorsqu'un courant de polarisation dépasse momentanément I_J . Cette hystérésis nécessaire pour le maintien des états logiques nécessitait cependant la remise à zéro périodique (pendant un certain temps) du courant de polarisation de la jonction, ce qui limitait intrinsèquement la fréquence d'horloge des composants aux alentours du GHz. Cette technologie ne supplanta pas ses concurrents et le choix technique qui consistait à imiter les composants semi-conducteurs, en codant les états logiques par des tensions fut remis en cause puis abandonné.

La logique *Rapid Single Flux Quantum* (RFSQ) fit alors son apparition. Elle est fondée sur l'utilisation de jonctions Josephson shuntées, donc non hystérétiques et met à profit comme son nom l'indique, leurs comportements dynamiques et quantiques (Figure II-6 (b)). Ici, ce n'est pas un niveau statique de tension qui code l'information, mais la présence ou l'absence d'un quantum de flux magnétique (*fluxon*) $\Phi_0 = h/2e = 2.07 \times 10^{-15} \text{ Wb}$. La cellule élémentaire RFSQ est constituée d'une boucle supraconductrice fermée par une jonction et shuntée par une résistance. Chaque variation d'un quantum de flux dans la boucle (*fluxon* entrant ou sortant de la boucle) induit une impulsion de tension aux bornes de la jonction (lorsque I_P atteint I_J) dont la valeur de l'intégrale temporelle est égale à Φ_0 soit 2.07 mV.ps . La durée et l'amplitude de cette impulsion dépendent de la géométrie de la jonction et du matériau qui la compose. Pour une jonction en Niobium (Nb) de $1 \mu\text{m}^2$, l'impulsion dure environ 1 ps et a 2 mV d'amplitude [I-20]. Le traitement des données revient donc à manipuler des impulsions de tension résultant du transfert de quantum de flux, avec comme avantage que l'énergie dissipée lors du transfert d'un quantum de flux est indépendante de l'amplitude de l'impulsion et est égale à $I_J \Phi_0$. Soit pour un courant critique Josephson de $100 \mu\text{A}$, une énergie de 2×10^{-19} (environ 1 eV). Ce qui est 5 ordres de grandeur plus faible que pour les semi-conducteurs.

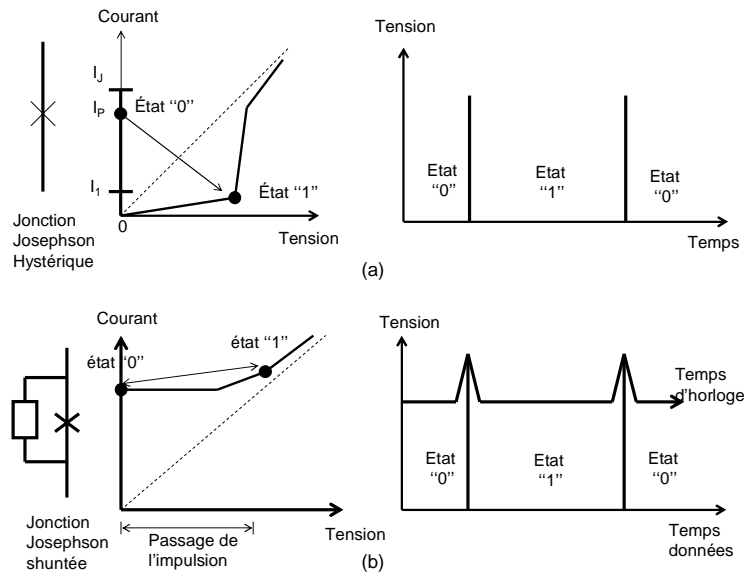


Figure II-6: Principe de fonctionnement de la : (a) logique à maintien, (b) logique RFSQ

II.3.2 Structure et performances des circuits RSFQ

Tout circuit RSFQ est constitué de trois cellules élémentaires (Figure II-7). La première, composée d'une inductance et d'une jonction, joue le rôle de buffer. Elle assure la transmission des impulsions picosecondes. La seconde cellule également constituée d'une inductance et d'une jonction assure le stockage de l'information (impulsion) sous forme d'un courant de boucle persistant. Enfin, la troisième se compose d'une inductance et de deux jonctions différentes contrôlées par un signal d'horloge et réalise deux fonctions. Tout d'abord, elle joue le rôle de cellule tampon qui empêche un signal arrivant sur la sortie de réagir sur l'entrée puis, elle assure la prise de décision: transmettre ou non l'information (impulsion). Les inductances associées aux jonctions font partie intégrante de la fonction et servent soit à coupler les différentes cellules entre elles (cellule 1), soit à stocker l'énergie (cellule 2). Quant au signal d'horloge, il sert de référence aux impulsions de tension pour définir les états logiques 0 et 1. Par convention, l'état logique 1 est défini par la présence d'une impulsion durant la période du signal d'horloge et, l'état 0 par l'absence d'une impulsion durant cette même période.

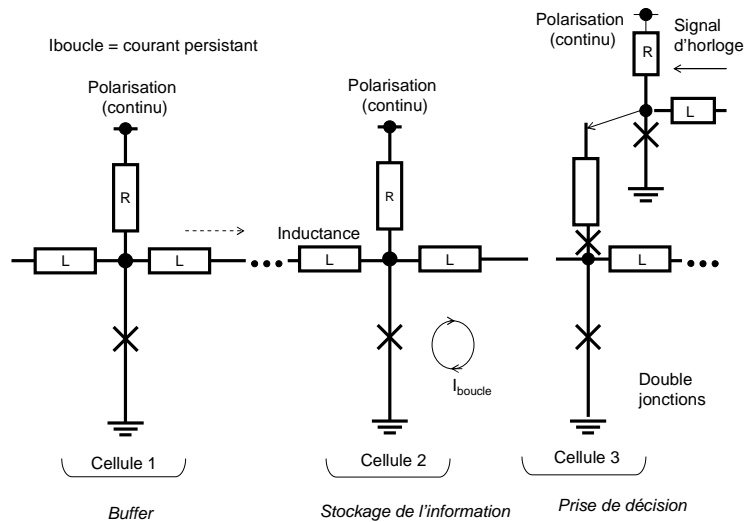


Figure II-7: Structure de base d'une logique RFSQ constituée de 3 cellules : buffert, Stockage de l'information et prise de décision.

II.3.3 Les CANs supraconducteurs

Les CANs supraconducteurs combinent la logique RSFQ et les circuits SQUIDS (*Superconducting Quantum Interference Devices*) qui sont des boucles inductives comportant une ou plusieurs Jonctions Josephson [II-16]. Ce qui a comme avantage, de permettre la conservation du flux magnétique dans une boucle supraconductrice et la quantification de ce flux en multiple entier du quantum de flux Φ_0 . Le courant circulant dans cette boucle devient par conséquent périodique en fonction du flux magnétique appliqué. Pour comprendre cette périodicité, considérons une seule jonction SQUID (Figure II-8(a)) comprenant une inductance L_s et une jonction J_0 . Le courant I_J à travers la jonction est une fonction périodique du courant appliqué I_{in} et cette période vaut Φ_0/L_s (Figure II-8(b)).

Le circuit qui fait office de comparateur dans les CANs supraconducteurs est composé d'un quantificateur de flux (une seule jonction SQUID) et d'un circuit d'échantillonnage qui comporte deux jonctions en série J_1 et J_2 (Figure II-8(c)). Quand un signal d'horloge est appliqué sur l'échantillonneur, une des deux jonctions d'échantillonnage commute vers un état résistif. Si le courant d'horloge I_{boucle} est dans le sens positif, la jonction J_2 commute, entraînant une sortie logique "1", sinon c'est J_1 qui commute, ce qui donne une sortie logique "0" (Figure II-8(d)).

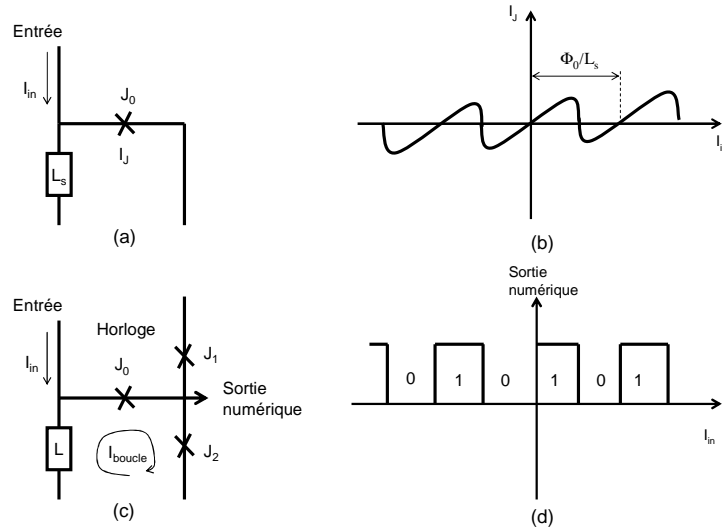


Figure II-8 : (a) Schéma d'une jonction SQUID agissant comme quantificateur de flux. (b) Fonction de transfert périodique d'une jonction SQUID. (c) Schéma du comparateur. (d) Sortie numérique du comparateur

De nombreux CANs supraconducteurs ont été développés. Il s'agit pour l'ensemble d'une imitation de leurs homologues semi-conducteurs. Les modèles les plus répandus sont les CANs flash et les CANs $\Sigma\Delta$. Un CAN flash supraconducteur 3 bits avec une fréquence de conversion de 20 G_{éch}/s a été démontré avec des jonctions de densité J_c de 2.5 kA/cm² [II-17]. D'autres architectures de CANs supraconducteurs ont été développées [II-18] à [II-24].

Sur la Figure II-9, nous avons représenté le nombre de bits effectifs en fonction de la fréquence de conversion pour les CANs en technologie supraconductrice. A titre de comparaison, la même représentation est faite pour les CANs semi-conducteurs. Cette dernière est issue de la référence [II-25]. Nous constatons sur ce graphique que les CANs supraconducteurs fonctionnant autour de 40 G_{éch}/s ont pu être développés alors que les CANs semi-conducteurs atteignent difficilement les 10 G_{éch}/s. Pour les CANs supraconducteurs, il s'agit là de prototypes expérimentaux et aucun modèle commercial n'existe à ce jour. On constate également que pour ces hautes fréquences de conversion, le nombre de bits effectifs reste faible.

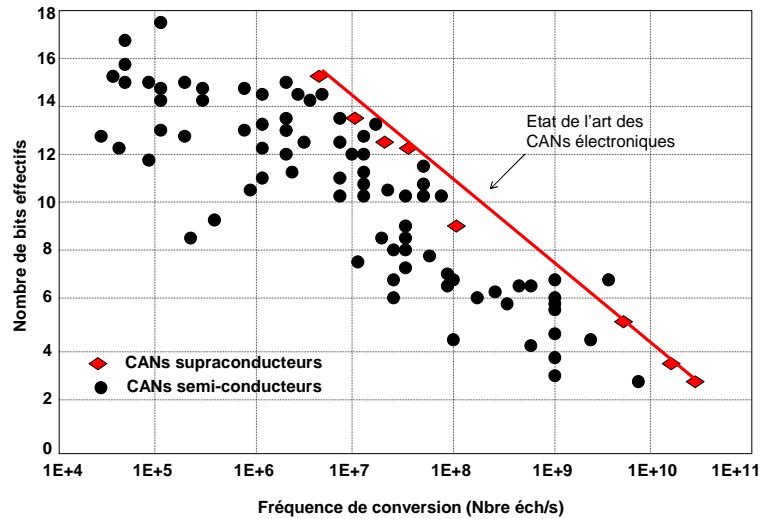


Figure II-9: Nombre de bits effectifs en fonction de la fréquence de conversion pour les CANs supraconducteurs et semi-conducteurs

II.3.4 Conclusion sur les CANs supraconducteurs

La technologie supraconductrice se présente actuellement comme une alternative à la technologie semi-conductrice pour la conversion analogique numérique ultrarapide. Mais aucune réalisation pratique n'a pu concurrencer les filières électroniques traditionnelles et ces dernières ont toujours vu leurs performances s'améliorer sans cesse permettant toujours d'atteindre les objectifs visés à un instant donné. Cette lente progression de la technologie supraconductrice s'explique par le fait qu'elle utilise des procédés de gravure ancien ($2.8 \mu\text{m}$) faute d'investissement dans le domaine. Certains auteurs estiment qu'il suffirait d'investir pour obtenir les CANs rapides souhaités car il n'existe pas de limitation de principe et que c'est plutôt la cryogénie compacte et économiquement accessible qui est le principal facteur limitant [II-26].

Pour les CANs supraconducteurs, la technologie la plus mature actuellement est à base de jonctions tri-couche en niobium (Nb). Ce matériau bien que nécessitant une température de fonctionnement de 4 à 5 K à néanmoins un temps de réponse d'environ 0.7 ps . Une alternative serait d'utiliser une technologie NbN présentant l'avantage de fonctionner à une température de l'ordre de 10 K et d'être en plus intrinsèquement 50% plus rapide [II-27]. Mais actuellement, elle ne permet pas de réaliser des applications avec plus de 2.10^3 Jonctions Josephson alors que les CANs supraconducteurs les plus performants nécessitent jusqu'à 10.10^3 Jonctions Josephson (Tableau II-3)

Type du composant	Nombre de jonctions $\times 10^3$	Applications
Processeur, DSP	100-300	SDR
Matrice de commutation	10-300	Télécommunications
Corrélateur	10-300	Astronomie, radar
Convertisseur CAN, CNA	1-10	SDR, radar, métrologie
Echantillonneur	0.1-1	

Tableau II-3: Estimation des besoins en jonctions Josephson en fonction des principaux composants numériques

Enfin, il reste la technologie $YBaCuO$ qui est loin d'être maîtrisée mais qui présente l'avantage de pouvoir réaliser des jonctions non hystériques avec des temps de réponse de 0.1 ps et de nécessiter qu'un refroidissement jusqu'à 80 K. Cette température élevée de fonctionnement engendre cependant un bruit thermique excédentaire qui doit être obligatoirement compensé par un courant de polarisation dix fois plus élevé (car $T_{YBCO} = 10 T_{Nb}$), ayant pour conséquence de mettre en oeuvre des inductances dix fois plus petites, que la limite des possibilités technologiques actuelles. L'alternative à cela est de faire fonctionner le $YBaCuO$ à une température de 40 K, ce qui permet de réaliser un bon compromis entre le bruit thermique et le courant de polarisation.

II.4 Les convertisseurs analogiques numériques optiques

Les CANs électroniques ultra-rapides passés en revue dans le paragraphe précédent ont montré des rythmes de conversion qui atteignent difficilement les 10 G_{éch}/s. Les résolutions obtenues pour de telles fréquences d'échantillonnages n'en font pas mieux (au plus 6 bits effectifs dans le meilleur des cas). Enfin, quelque soit les progrès qui pourraient être réalisés dans les prochaines années, il n'est pas certain de couvrir les exigences de notre application. De plus, au fur et à mesure qu'on monte en fréquence, la résolution baisse. Une étude due à Walden [II-1] sur un grand nombre de convertisseurs montre que l'accroissement en terme de SFDR est très lent, correspondant à une amélioration de 6 dB (soit 1 bits effectif) en huit ans pour une fréquence d'échantillonnage donnée. Toutes les études menées à ce jour sur les performances des CANs en technologie semi-conductrice montrent que nous tendons vers les limites de ces dernières, d'où la nécessité d'explorer d'autres voies à même d'outrepasser ces limitations.

Comme nous l'avons déjà signalé en introduction de cette étude, Les dispositifs optoélectroniques actuels ont démontré la possibilité de commutation ultrarapide et les lasers à mode bloqués permettent de générer des impulsions courtes avec une excellente précision. Ces performances semblent un challenge impossible à atteindre pour les composants électroniques. Premièrement, la gigue temporelle des sources optiques se situe dans l'ordre de quelques picosecondes voire quelques femtosecondes, ce qui est d'environ 2 ordres de grandeurs plus faibles que ceux observés pour les horloges de synchronisations électroniques et offre ainsi la possibilité d'atteindre des vitesses de conversion de plus de 100 G_{éch}/s !. Ce qui implique que des signaux de plus de 50 GHz de bande peuvent être directement traités par des CANs optiques (CANO). De plus, les CANO réalisent le découplage parfait entre les signaux électriques à traiter et les signaux optiques d'échantillonnage, ce qui limite les phénomènes d'interférences. Enfin, les signaux électriques après l'échantillonnage électro-optique deviennent des signaux optiquement quantifiés et sont de ce fait faciles à traiter. Aussi, un certain nombre de CANO proposent directement des sorties numérisées à l'image des codes Gray, permettant ainsi l'élimination de circuits de codage additionnels.

Dans ce chapitre, nous dresserons un état des lieux des principales architectures de convertisseurs analogiques numériques optiques développés à ce jour. Il s'agit d'une étude bibliographique critique des avantages et inconvénients de chacune d'elles ainsi qu'une analyse fine de leurs aptitudes à répondre à notre application. Cette étude, sans prétendre d'être exhaustive expose l'essentiel des techniques déployées pour faire aboutir des CANs optiques performants. L'objectif visé étant de parvenir à dégager une architecture optimale envisageable pour notre application.

Ainsi, les différentes architectures de CANO développés à ce jour se classent en deux catégories. D'une part, il y'a des structures que nous nommerons par la suite "**structures hybrides**" car elles réalisent un échantillonnage optique suivie d'une quantification électronique. De l'autre, des structures dites "**tout optiques**" car elles réalisent les opérations d'échantillonnage et de quantification essentiellement dans le domaine optique.

II.4.1 Les convertisseurs analogiques numériques optiques hybrides

Les convertisseurs analogiques numériques optiques (CANO) hybrides (optique-électronique) qui sont connus comme étant de la conversion analogique numérique assistée

par l'optique utilisent l'échantillonnage électro-optique suivie d'une quantification électronique. Ces CANO combinent la rapidité de l'échantillonnage optique avec l'efficacité d'une numérisation électronique. En effet, un CANO hybride réalise la modulation en intensité des impulsions optiques d'échantillonnage par le signal électrique à numériser. Cette modulation est généralement réalisée par le biais d'un modulateur électrooptique de type Mach-Zehnder. Les signaux optiques modulés sont ensuite convertis en signaux électriques par des photodiodes rapides et leur numérisation est assurée par des CANs électroniques conventionnels.

Généralement le rythme des impulsions d'échantillonnage est grand comparé à celui des quantificateurs électroniques. Dans ces conditions, des techniques de démultiplexage sont utilisées de sorte à ramener le rythme d'échantillonnage dans l'ordre de grandeur de la quantification. Par exemple, des impulsions de $50 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$ peuvent être distribuées entre 10 CANs électroniques. Cela réduit le rythme de fonctionnement de chaque CAN à $5 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$, valeur que les CANs électroniques actuels sont capable d'atteindre.

II.4.1.1 Echantillonnage optique et multiplexage temporel de CANs électroniques

Deux variantes de l'échantillonnage optique suivies de multiplexage temporel de CANs électroniques sont proposées dans la littérature. La première réalise le démultiplexage des signaux par division temporelle (*optical time division demultiplexing*) et la seconde réalise le démultiplexage par division de longueur d'onde (*wavelength division demultiplexing*).

II.4.1.1.1 Démultiplexage par division temporelle (Time Interleaving)

Le concept de l'échantillonnage optique et de multiplexage temporel (*time interleaving*) a été proposé pour la première fois par *Bell et al.* [II-28, II-29] et a permis de réaliser un CANO de $2 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$ pour un nombre de bits effectifs d'environ 2.8 bits (18.5 dB de SNR) lors du sous échantillonnage d'un signal sinusoïdal de 10.3 GHz de bande. Dans ce CANO hybride, la source optique utilisée est une diode laser impulsionnel et le modulateur est de type Mach-Zehnder (MZ) de 18 GHz de bande. Quatre voies de détection et de quantification électronique sont utilisées et chaque voie comporte un photo détecteur, un amplificateur large bande et un CAN électronique conventionnel fonctionnant à $500 \text{ M}_{\text{éch}}/\text{s}$.

La faible valeur de SNR (18.5 dB) obtenue est due selon les auteurs au jitter du laser qui est d'environ 1 ps et à son bruit relatif d'intensité. Pour ce qui est du jitter, cette limitation était prévisible car pour un signal de 10.3 GHz, la théorie prévoit que ce jitter doit être moins que 60 fs. Pour le bruit d'intensité du laser, aucune information n'est donnée sur la valeur de ce paramètre, mais on devine aisément que le fort niveau de RIN des sources lasers à impulsion peut sembler être à l'origine cette limitation.

Après ce travail précurseur de *Bell et al*, les travaux de *J. C. Twichell* et *P. W. Juodawlkis* ont proposé un CAN utilisant des démultiplexeurs temporels 1 vers 4 (1 voie vers 4) et qui a permis d'atteindre un rythme de 208 M_{éch}/s [II-30]. Ils ont ensuite étendu cette valeur à 505 M_{éch}/s par l'utilisation de démultiplexeurs 1 vers 8 (1 voie vers 8) et 16 CANs électroniques de 14 bits et de rythme 63 M_{éch}/s chacun [II-30] (Figure II-10).

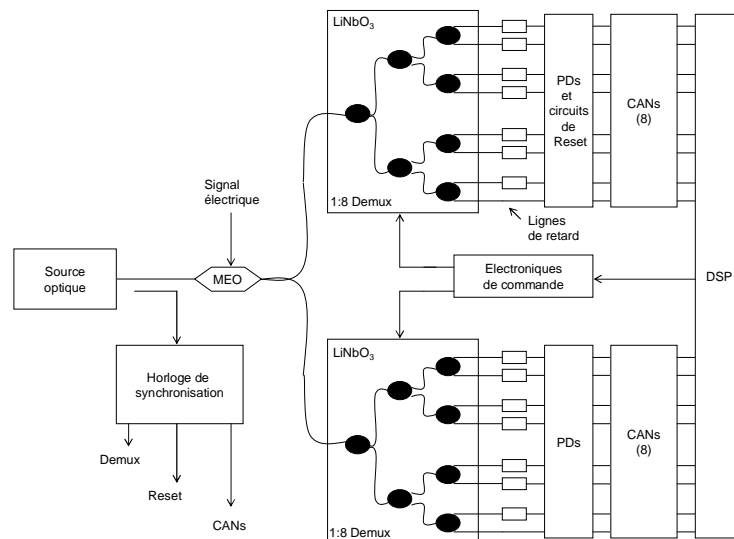


Figure II-10: Schéma de principe du 'Time Interleaving'

Le modulateur de Mach-Zehnder à deux sorties est utilisé pour l'opération de linéarisation. Les impulsions optiques d'échantillonnage sont réparties entre 8 voies grâce aux démultiplexeurs temporels, lesquels sont composés de 3 étages de commandes 1x2 contrôlés par les signaux de 505 MHz.

Performances du système

Le CAN réalisé a une fréquence d'échantillonnage de $10 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$, une SFDR de 65 dB et un SNR de 47 dB, ce qui correspond à environ 7.5 bits effectifs. Les quantificateurs électroniques utilisés ont un nombre de bits matériels de 12. On voit que le SNR de 47 dB reste élevé comparé à celui obtenu précédemment, mais la différence avec le nombre de bits matériels N est d'environ 4.5 bits. Ce qui reste relativement élevé par rapport à la dégradation moyenne de 2 bits que nous avons estimé au chapitre précédent.

Limitations du système

Selon les auteurs, la première limitation du système provient de la bande passante des circuits de commande électroniques utilisés pour la commutation optique. Nous constatons également que le démultiplexage est réalisé par des étages d'interféromètre (8 MZ) de type Mach-Zehnder à base de LiNbO_3 , ce qui peut poser un problème d'impédance pour les circuits électroniques qui doivent les commander en parallèle. La commutation étant réalisée de façon active, cela entraîne nécessairement de fortes pertes au niveau de la puissance des signaux à traiter. De plus, l'architecture possède un nombre de photo détecteurs (avec leur circuit de commande et de remise à zéro de la charge) double du nombre de voies de démultiplexage. L'investissement matériel dans ces conditions reste assez conséquent.

Les performances obtenues (47 dB de SNR et 65 dB SFDR) restent appréciables comparées à celles de leurs homologues purement électroniques, mais elles semblent limitées par rapport à la complexité du système. Néanmoins, cette architecture a ouvert la voie à la réalisation de toute une gamme de CANs assistés par l'optique.

II.4.1.1.2 Le démultiplexage par division de longueur d'onde

Emprunté du concept WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), le signal échantillonné optiquement peut être démultiplexé dans le domaine aussi bien temporel que fréquentiel. Avec cette dernière technique, l'échantillonnage est basé sur une suite d'impulsions distinctes obtenues par une sélection spectrale de la longueur d'onde optique. Deux variantes de cette technique sont également proposées dans la littérature. La première réalise une dispersion linéaire de l'impulsion avant la modulation et la division de longueur d'onde [II-31, II-32] alors que la seconde réalise la division de longueur d'onde avant la modulation [II-33] à [II-36]. La découpe spectrale est réalisée par un WDM le long duquel

des lignes à retard sont insérées [II-33, II-35] et un réseau gravé AWG dans une configuration bouclée [II-34, II-36]. Toutes ces architectures contrairement à celles de la division temporelle utilisent un modulateur électro-optique à une voie pour réaliser la fonction d'échantillonnage, ce qui a pour avantage de réduire le nombre de voie de détection et de conversion électronique.

L'architecture que nous présentons est celle développée par *T. R. Clark et al.* Le schéma de principe de cette architecture est indiqué sur la Figure II-11 [II-33]. La première phase concerne la fabrication des impulsions. En effet, les impulsions à spectre large issues d'un laser à fibre fonctionnant en régime de blocage de mode (MLFL) sont envoyées sur un premier démultiplexeur WDM à N canaux. A la sortie de chacune des voies, on obtient une impulsion de durée équivalente mais ne contenant qu'une partie du spectre optique. Ce dernier étant différent d'une sortie à l'autre. Ensuite un atténuateur variable (AT), une fibre à étirement (FS) et un miroir de Faraday (FM) permettent d'ajuster l'amplitude, la position temporelle et la polarisation des impulsions. De plus, une ligne à retard à dispersion chromatique décalée (DL) réduit l'élargissement des impulsions par compression. La différence de longueur entre chaque canal est choisie de manière à intercaler dans le temps les nouvelles impulsions créées. Par réflexion, le FM renvoie les impulsions vers le premier WDM qui se retrouvent alors sur la même fibre les unes à la suite des autres.

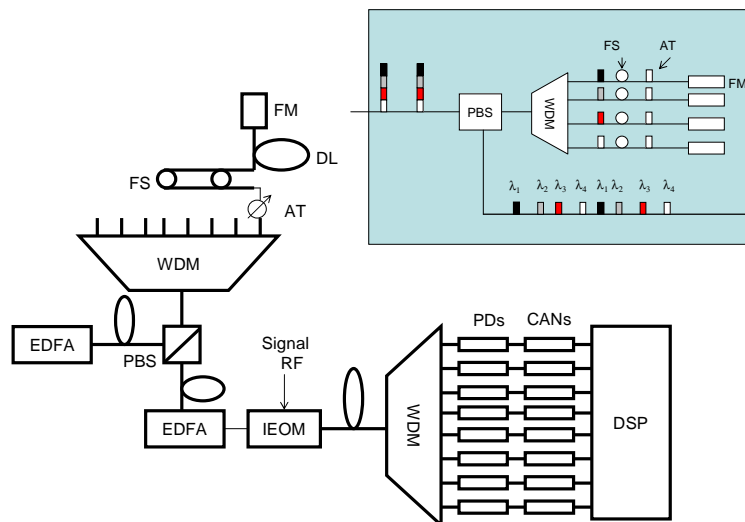


Figure II-11 : Schéma de principe du CANO par division de longueur d'onde

Dans une seconde étape, le train d'impulsions ainsi formé est modulé par le signal RF à convertir via un modulateur électro-optique de type MZ. Enfin, le train d'échantillons est envoyé vers un deuxième démultiplexeur WDM qui sépare les impulsions spectralement

différentes. Après détection optique, la quantification des échantillons est alors assurée sur chaque canal par un CAN électronique conventionnel.

Performances du système

Pour un système de ce type comportant N canaux et un laser avec un rythme de f_{laser} , la fréquence d'échantillonnage est de $f_e = Nf_{laser}$. Comme cette fréquence d'échantillonnage doit être au moins 2 fois la fréquence du signal RF, deux contraintes apparaissent alors sur le système. La première est que la largeur totale des canaux doit être inférieure au spectre du laser ($\Delta\lambda_{laser} > N\delta\lambda_{canal}$) et la seconde porte sur le spectre RF, qui doit être contenu dans un canal ($\delta f_{canal} > 2f_{RF} = f_e$). Si ces 2 conditions sont satisfaites, on montre alors que le nombre N de canaux et la largeur spectral $\delta\lambda_{canal}$ d'un canal WDM sont liés par la relation suivante :

$$\frac{\delta\lambda_{canal}}{N} > \frac{\lambda_0^2 f_{laser}}{c} \quad (\text{II-8})$$

Où c est la vitesse de la lumière et λ_0 la longueur d'onde centrale du laser. Par exemple, pour un laser à $1.55 \mu\text{m}$ générant des impulsions de 50 nm de largeur spectrale à la fréquence de 4 GHz et un WDM avec 1.6 nm d'espacement entre les canaux et une bande passante de 1 nm par canal, on peut atteindre jusqu'à $120 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$!

On constate ainsi à partir de ce qui précède que les CANO hybrides peuvent atteindre des vitesses de conversion suffisantes pour notre application. Aussi les valeurs ci-dessus énumérées sont facilement atteignables pour les dispositifs WDM actuellement commercialisés et les sources lasers. Les lignes à retard utilisées permettent de relâcher les contraintes sur la précision des instants d'échantillonnage. Il est également possible de compenser les pertes de puissance par découpe spectrale en effectuant une pre-amplification optique, ce qui a pour avantage d'éviter l'amplification au cours de la numérisation. Des techniques similaires à celles que nous venons de présenter ont permis à d'autres auteurs de réaliser des CANs hybrides avec des performances résumées dans le Tableau II-4 :

Références	Performances	Demultiplexeur	Observations	Technique utilisée
[II-34]	$f_e = 12$ Géch/s SFDR = 40 dB SNR = 32 dB $N_{\text{eff}} = 5$ bits	1 vers 3	SNR limité par le bruit du laser SFDR par la distorsion harmonique	Découpe spectrale par WDM avant modulation
[II-31]	$f_e = 15.8$ Géch/s $N_{\text{eff}} = 6$ bits	4	Limitation du à l'élargissement spectral par la modulation	Dispersion linéaire
[II-35]	$f_e = 160$ Méch/s	1 vers 4		Dispersion linéaire
[II-36]	$f_e = 150$ Géch/s	4	Système utilisable pour les signaux de faible durée et non répétitifs.	Découpe spectrale

Tableau II-4: Performances des architectures utilisant le demultiplexage par division de longueur d'onde

Limitations du système

Il ressort de ce qui précède que la limitation principale de la bande passante du système provient de la modulation RF qui provoque un élargissement du spectre, et induit ainsi de la diaphonie entre les canaux. Les auteurs estiment par contre que cette limitation est due à la bande passante du modulateur électro-optique. De plus, les photo-détecteurs utilisés ont une bande passante de 20 GHz, ce qui suppose que des impulsions d'une durée de 1 ps, utilisées dans l'expérimentation ne pourront pas être détectées. Le détecteur dans ces conditions agit comme un filtre et il y aura nécessairement une forte perte de puissance. Il faut noter par ailleurs que les CANs électroniques ont été simulés par un oscilloscope à échantillonnage dont la performance est probablement meilleure que celle des CANs disponibles en pratique.

A cela, il faut ajouter également le fait que la multitude de composants photoniques utilisés (FM, AT, PBS, WDM) peut limiter aussi la puissance par l'ajout de pertes optiques. Ce qui explique certainement la présence de l'EDFA juste avant le modulateur. L'EDFA bien qu'amplifiant le signal est également une source supplémentaire de bruit. Effectuer l'échantillonnage par découpe spectrale nécessite de disposer d'une source optique impulsionnelle large bande, donc d'impulsions ultra courtes temporellement (de l'ordre de la

femtoseconde). La propagation d'impulsions courtes dans les fibres optiques est source d'effet non linéaire. Si l'on tire profit de l'auto modulation de phase qui élargit le spectre des impulsions, l'effet Raman par contre doit être bien géré pour qu'il ne dégrade pas les performances du système.

Dans les architectures qui utilisent la modulation linéaire de l'impulsion, il ya un risque de dégradation de leur profil temporel par dispersion. On remarque également que la synchronisation du système est assurée par des lignes à retard qui le plus souvent sont obtenues par des collimateurs fibrés. On devine aisément qu'une telle structure est non seulement une source de pertes de puissance, mais de plus que sa stabilité n'est pas garantie.

En conclusion, on peut dire par comparaison avec le démultiplexage temporel que la présente technique (démultiplexage fréquentiel) à l'avantage de nécessiter des dispositifs passifs. Cet avantage exige par contre de disposer de sources optiques larges bandes et stables. Or l'état de l'art de telles sources montre qu'on les obtient le plus souvent par des techniques de blocage de mode passif. De telles sources ne sont pas idéales pour être utilisées en tant que sources systèmes car non seulement elles sont instables, mais également et surtout, leur rythme de fonctionnement n'est pas accordable. Ici également, les auteurs ont signalé que la limitation est due au bruit d'intensité de la source laser.

II.4.1.2 Technique d'étirement temporel

Dans les architectures précédentes, l'échantillonnage est effectué dans le domaine optique et la quantification est assurée par des CANs électroniques conventionnels. Dans l'approche proposée ici, le signal est élargi temporellement par voie optique et un CAN électronique se charge de l'échantillonner et de le numériser. En étirant temporellement le signal électrique, on réduit sa bande et un CAN électronique lent peut dans ces conditions, être sollicité pour l'échantillonner et le numériser. Le schéma de base de cette technique est indiqué sur la Figure II-12.

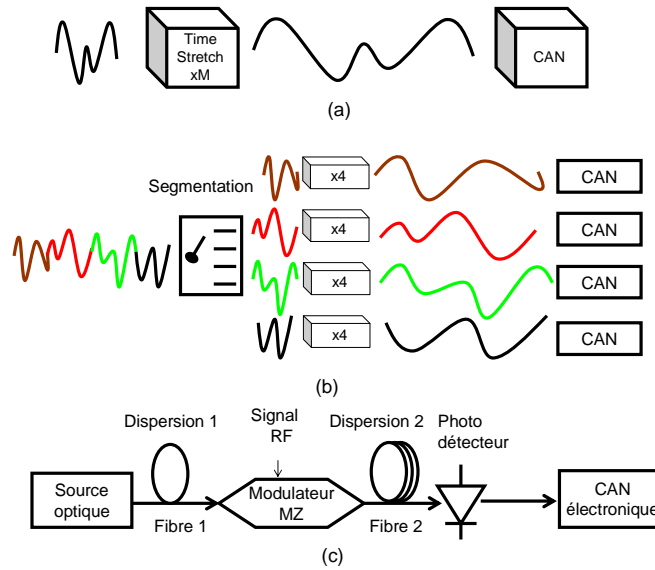


Figure II-12: Schéma de principe du Time Stretch, (a) cas d'un signal non continu, (b) signal de longue durée, (c) principe optique d'étirement temporel

La partie (b) de cette figure concerne le cas d'un signal continu répétitif. Dans ces conditions, le signal est d'abord aiguillé vers des branches parallèles où il est élargi temporellement par voie optique et traité ensuite par un CAN électronique conventionnel. La partie (a) par contre concerne le cas d'un signal non continu (signaux radar) où une seule chaîne d'étirement et de conversion analogique numérique est utilisée. L'étirement temporel se fait par dispersion chromatique (partie (c)). Pour cela, l'impulsion issue d'une source laser est envoyée dans une première portion de fibre dispersive D_1 et de longueur L_1 de sorte à établir une correspondance directe entre le temps et la longueur d'onde. Cette impulsion passe ensuite à travers un modulateur d'intensité électro-optique où elle est modulée par le signal RF. L'impulsion modulée est ensuite envoyée dans une seconde fibre dispersive D_2 de longueur L_2 . Cette seconde dispersion établit la correspondance entre la longueur d'onde et le temps. Le facteur d'étirement est donné approximativement par $M = (L_1 + L_2)/L_1$. Le signal étiré est ensuite échantillonné et numérisé par un CAN électronique conventionnel.

Performances de la technique

La fréquence d'échantillonnage atteinte par un tel système est $M.f_e$ où f_e est la fréquence d'échantillonnage d'un CAN individuel et M est le facteur d'étirement qui correspond en général aux nombres de branches en parallèle. La bande passante effective du CAN global est également augmentée du même facteur M . Le fait que le signal soit ralenti

temporellement à pour avantage de relâcher la contraintes sur le jitter de l'horloge de synchronisation du CAN électronique. En effet, nous avons vu au chapitre I que le jitter est inversement proportionnel à la fréquence du signal RF. Ainsi, en réduisant cette fréquence par étirement temporel, on relâche bien la contrainte. Quantitativement, le SNR est augmenté de 6 dB par octave. Cette particularité n'est pas observée dans les architectures utilisant le multiplexage temporel de plusieurs CANs. Elle est propre à la technique d'étirement temporel.

Il faut noter cependant qu'il existe deux types de jitter dans un système à étirement temporel, le jitter des impulsions optique et celui du CAN électronique. Pour un signal non répétitif où une seule voie d'étirement et de conversion est utilisée, le jitter du laser n'intervient pas car une impulsion unique suffit pour le traitement. Par contre, pour un signal répétitif de longue durée, le jitter du laser influence les performances du système.

Un bilan des sources de bruit (bruit thermique, bruit de shot, RIN, etc.) du système d'étirement peut laisser croire à une dégradation des performances du fait de la segmentation dans le cas des signaux répétitifs. En effet, lorsque le signal est étiré d'un facteur M , la puissance moyenne du signal et par conséquent le courant moyen sont réduits du même facteur par principe de conservation de l'énergie. Ainsi, si nous tenons compte du bruit de shot, le SNR restera inchangé et il en est de même dans le cas du bruit thermique [II- 37]. Seul le RIN du laser peut influencer sur le SNR car ce dernier dépend uniquement de ce niveau de RIN. A cela, on doit ajouter le fait que pour les signaux non répétitifs, une seule voie d'étirement temporel et de conversion analogique numérique est utilisée, ce qui évite les problèmes de désappariement entre les voies. Même pour les signaux répétitifs, il a été montré récemment que les erreurs de désappariement peuvent être corrigées à partir de l'information contenue dans le signal [II-38]. Un autre avantage lié à cette technique est le fait que sur chaque voie, le signal apparaît comme échantillonné à la fréquence de Nyquist ou sur-échantillonné alors qu'en réalité, il est échantillonné à une fraction de cette fréquence.

La technique d'étirement temporelle a permis de réaliser des CANO dont les performances sont répertoriées dans le Tableau II-5.

Références	Facteur d'étirement	Fréquence d'échantillonnage	Nombre de bits	Largeur des impulsions
[II-39]	7.9	7.9 Géch/s	Non disp.	160 fs
[II-40]	3-6-8	10 Géch/s	Non disp.	160 fs
[II-41]	3.75	30 Géch/s	4	
[II-42]	16.2	130 Géch/s	7.2	180 fs
[II-37]	6	120 Géch/s	3.8	

Tableau II-5: Performances réalisées avec la technique d'étirement temporelle

La performance record atteinte à ce jour à l'aide de cette technique est une fréquence d'échantillonnage de 130 $G_{\text{éch/s}}$ obtenue pour un facteur d'étirement de 16.2 [II-42]. Les auteurs ont étiré un signal de 18 GHz de bande jusqu'à 1.1 GHz. La longueur L_1 était de 2.7 km et L_2 de 41.12 km, avec une impulsion de durée 180 fs. Le SNR obtenu est de 45.2 dB soit 7.2 bits effectifs. Ce qui bien que encourageant reste néanmoins en dessous de notre besoin de 10 bits effectifs.

Limitations

La première source de limitation liée à la technique d'étirement temporelle est la forte perte de la chaîne de traitement. Il s'agit principalement des pertes de conversion électrique optique, optique-électrique et des pertes d'insertion des composants photoniques utilisés. C'est pourquoi ces systèmes utilisent un EDFA pour la compensation des ces pertes. Mais l'utilisation d'un EDFA génère un bruit de battement entre le signal et l'ASE qui peut dégrader le SNR [II-37]. De plus, propager une forte puissance optique dans une fibre dispersive peut être source de non linéarités indésirables. Par exemple dans la référence [II-42], les longueurs de fibre de 2.7 km et 41.12 km utilisées pour étirer une impulsion de 180 fs jusqu'à 3.9 ps ont déformé l'impulsion et par conséquent dégrader la qualité du signal.

Un autre phénomène non moins négligeable est la pénalité introduite par la dispersion linéaire dite "*dispersion penalty*". Ce phénomène est identique à la dispersion penalty des liaisons optiques classiques [II-43] à ceci près que son amplitude est réduit du facteur M . Une solution utilisant la modulation SSB (*Single Side Band*) a été proposé dans la référence [II-44] pour compenser l'influence de cet effet. Une autre possibilité pour réduire la dispersion penalty est l'utilisation d'un modulateur 'chirpé'. En effet, si le chirp introduit par le

modulateur est opposé au chirp introduit par la dispersion, la dispersion penalty peut être supprimée. La dispersion non linéaire quand à elle génère des erreurs de phase résiduel [II-37].

Un autre challenge pour ce système dans le cas de signaux de longue durée est la non uniformité spectrale de la source. Cette dernière à pour effet de provoquer une modulation temporelle dans la première portion de fibre, et par conséquent de distordre le signal électrique pendant la modulation. Cette non uniformité devient par la suite variable dans le temps à cause du jitter [II-45, II-46].

II.4.1.3 . Technique de décodage de phase

Dans la plupart des architectures décrites précédemment, l'échantillonnage optique est réalisé à l'aide d'un modulateur électro-optique à une sortie. Un tel modulateur à une fonction de transfert qui est définie de la manière suivante:

$$P_{out} = \frac{1}{2} P_{in} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi V_{in}(t)}{V_{\pi}}\right) \right] \quad (\text{II-9})$$

Où P_{out} et P_{in} représentent les puissances à l'entrée et à la sortie du modulateur respectivement. $V_{in}(t)$ est la tension électrique à convertir et V_{π} représente la tension demi onde du modulateur. Cette tension est généralement définie comme la tension appliquée pour laquelle le déphasage entre les deux bras de l'interféromètre est de π . Même si cela n'est pas évoqué par les auteurs dans les précédentes architectures, il est clair qu'une telle caractéristique non linéaire va influencer nécessairement sur les performances du système par l'introduction de distorsions. C'est ainsi qu'un certain nombre de travaux ont été réalisés dans le but de linéariser cette fonction de transfert de modulation.

La plupart de ces techniques de linéarisation sont soit optiques, soit électriques. Les techniques de linéarisation optiques utilisent pour la plupart du temps une cascade d'interféromètres connectés en séries et/ou en parallèle [II-47, II-48]. Elles ont atteint des performances en SFDR proches des limites théoriques, mais elles restent limitées en bande passante et sont difficiles à mettre en œuvre. Pour ce qui est des linéarisations électriques, elles utilisent généralement des linéariseurs de prédistorsion qui sont des dispositifs électroniques non linéaires dont le but est d'introduire des distorsions qui vont compenser celles introduites par la modulation [II-49, II-50]. Ces linéariseurs électroniques sont limités pour une utilisation haute fréquence. Nous avons exposé dans la référence [II-51], un état de l'art de l'ensemble de ces techniques de linéarisation. Elles ont ainsi inspirées *T.R Clark & al.*

dans le développement de leurs architectures de CANO. Ils utilisent une technique originale qui consiste à linéariser de façon numérique la fonction de transfert de modulation. L'originalité est qu'elle associe les opérations de conversion analogique numérique et de linéarisation. La sortie numérisée du CANO est exploitée pour inverser la fonction de transfert de modulation.

Principe de la technique

La présente technique dite "échantillonnage par décodage de phase" utilise la linéarisation numérique en combinant les deux sorties complémentaires d'un modulateur à deux sorties pour inverser la fonction de transfert de modulation (Figure II-13).

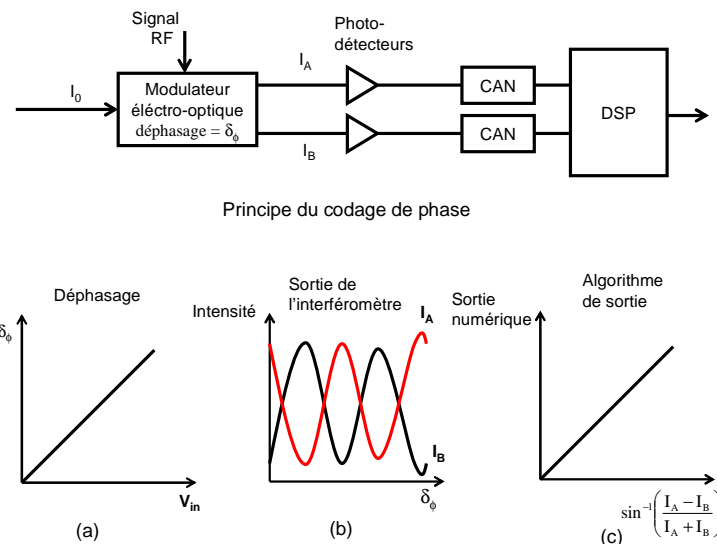


Figure II-13 : Schéma du principe de codage de phase, (a) déphasage en fonction de V_{in} , (b) Fonction de transfert des voies A et B de l'interféromètre, (c) Inversion de la fonction de transfert.

En effet, dans le cas d'un échantillonnage électrooptique, les signaux émis par le laser sont de type impulsionnel. Ces impulsions sont modulées par le signal électrique à numériser et chaque sortie du modulateur est détectée séparément puis quantifiée par un CAN électronique conventionnel. Les sorties numérisées sont ensuite stockées dans un système de traitement numérique qui se charge d'inverser la fonction de transfert de modulation. De façon quantitative, cette technique se présente comme suit: si E_0 est l'énergie d'une impulsion

qui traverse le modulateur à deux voies, les sorties se mettent sous la forme suivante (en supposant une polarisation en quadrature du modulateur) :

$$E_A = \frac{E_0}{2} \left[1 + \sin \left(\pi \frac{V_{in}(t)}{V_\pi} \right) \right] \quad (\text{II-10})$$

$$E_B = \frac{E_0}{2} \left[1 - \sin \left(\pi \frac{V_{in}(t)}{V_\pi} \right) \right] \quad (\text{II-11})$$

Une fois ces deux voies détectées et numérisées, on récupère la tension $V_{in}(t)$ appliquée au modulateur par la relation suivante:

$$V_{in}(t) = \frac{V_\pi}{\pi} \left[\sin^{-1} \left(\frac{E_A - E_B}{E_A + E_B} \right) \right] \quad (\text{II-12})$$

Le terme entre parenthèse de la relation (II-12) représente le déphasage δ_ϕ . En fait, c'est ce déphasage qui est décodée numériquement d'où le nom de décodage de phase. Une fois cette opération réalisée, on remonte à la tension appliquée en multipliant ce déphasage par la quantité V_π/π . Il apparaît clairement une relation linéaire entre le déphase δ_ϕ et la tension $V_{in}(t)$ appliquée au modulateur (Figure II-13 (a)).

Performances de la technique

Le décodage de phase que nous venons de présenter n'est applicable que lorsque la représentation des deux voies par les relations (II-10) et (II-11) est valide. Ce qui ne pose pas de problème à priori car l'on sait actuellement concevoir de tels modulateurs. Maintenant pour ce qui est de la linéarité de la technique, elle ne peut être limitée que par la précision avec laquelle les quantités E_A et E_B sont mesurées. C'est ainsi qu'une réduction des distorsions d'harmonique d'ordre 3 d'environ 21 dB a pu être obtenue dans la référence [II-52] et ce pour un taux de modulation d'environ 83%. Pour ce qui est des distorsions d'intermodulations, une réduction de leur influence a permis d'obtenir de fortes valeurs de SFDR. Les performances obtenues sont résumées dans le Tableau II-6.

Références	Fréquence laser	Largeur des pulses	Nombre de bits effectifs	Valeur de SFDR	Taux de modulation
[II-53]	500 MHz	130 ps	Non disp.	84 dB	Non disp.
[II-29]	208 MHz	30 ps	7.5 bits	87 dB	15%
[II-54]	505 MHz	30 ps	8.2 bits	78 dB	15%

Tableau II-6: Performances obtenues par le codage de phase

On constate à partir du Tableau II-6 que la technique de décodage de phase a permis d'atteindre le nombre record de 8.2 bits effectifs jamais atteint à ce jour dans une architecture hybride de CANO. Ce qui reste très encourageant et prouve que cette technique ouvre un réel potentiel pour la conversion analogique numérique rapide. De plus, on constate également que la relation (II-12) qui permet de reconstituer $V_{in}(t)$ est indépendante de l'énergie E_0 de l'impulsion laser, ce qui prouve que cette technique est indépendante du bruit généré par le laser. Cela est confirmé par les auteurs car une suppression de 60 dB de ce bruit a pu être obtenue dans la référence [II-55]. Enfin, les auteurs ont signalé que toute imprécision sur le point de polarisation n'affecte pas la linéarité, elle introduit simplement une erreur d'offset.

Limitations

La technique de décodage de phase utilise deux voies de détection et de quantification, ce qui sous entend que des problèmes de déséquilibre entre voies vont certainement exister et dégrader la qualité du signal transmis. On constate également dans le Tableau II-6 que les fortes valeurs de SFDR ont été obtenues pour de faibles taux de modulation (environ 15%). Or ces faibles valeurs de taux limitent le rapport signal à bruit. Ce qui peut expliquer la forte différence entre la SFDR et le nombre de bits effectifs obtenus. Les auteurs ont également constaté la présence d'autres sources de non linéarités telle que la saturation de la photodiode. Pour mettre en évidence ce phénomène, ils ont utilisé deux photodiodes de diamètre 50 μm et 300 μm [II-29]. Cette dernière a permis d'obtenir une SFDR de 87 dB alors que celle obtenue pour la photodiode de 50 μm est de 78 dB, soit une différence de 10 dB ou 1.7 bits effectifs. Les temps de réponse des photodiodes étant proportionnels à leur diamètre, celles-ci présenteront moins de non linéarités pour des temps de réponse supérieurs à la durée de l'impulsion incidente.

En conclusion sur cette partie, nous pouvons dire que la technique de décodage de phase apparaît comme la plus performante des techniques hybrides de conversion analogique numérique optique car elle reste la seule à présenter des valeurs proches de notre objectif de 10 bits effectifs. Aussi, elle semble outrepasser les limitations constatées dans les techniques précédentes, notamment celles liées au bruit d'intensité des sources lasers. Elle permet également une linéarisation de la fonction de transfert de modulation. En revanche, d'énormes efforts restent à faire sur cette technique pour limiter l'influence des limitations signalées précédemment.

II.4.1.4 Résumé des techniques hybrides optiques électroniques

Les différentes techniques de conversion analogique numérique assistée par l'optique que nous venons de présenter utilisent des techniques optiques d'échantillonnages suivies d'une quantification électronique. Les performances obtenues pour ces différentes techniques sont résumées dans le graphique la Figure II-14.

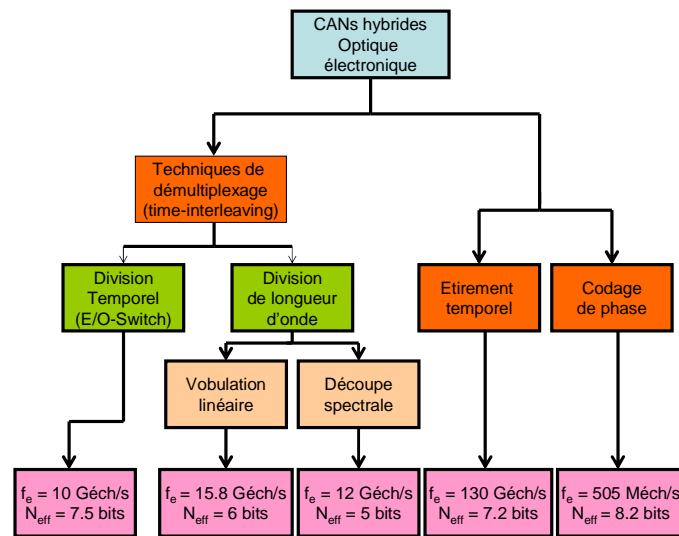


Figure II-14: Techniques de CANs hybrides et performances obtenues

On constate que ces techniques de CANO ont permis d'atteindre des vitesses de conversion extrêmement élevées (jusqu'à 130 G_{éch}/s) non envisageables par leurs homologues purement électroniques. Les dynamiques de codage (nombre de bits effectifs) restent relativement faibles (à peine 8 bits). Cette limitation s'explique par les problèmes de déséquilibre entre les différentes voies de détection et de quantification utilisées dans la plupart des techniques. La technique dite de décodage de phase présente la meilleure performance en terme de bits effectifs, mais la fréquence d'échantillonnage pour laquelle cette performance est obtenue reste relativement faible (505 M_{éch}/s) pour l'échantillonnage direct de signaux RF.

On retient de cette partie que les techniques hybrides de conversion analogique numérique optique ont relevées les défis de vitesse. Ce qui prouve que pour de telles structures, le problème n'est plus l'échantillonnage ultra rapide mais la dynamique de codage

car les nombres de bits effectifs obtenus restent faibles. Les challenges futurs sur de tels systèmes seront donc de dégager des architectures qui permettent d'augmenter le nombre de bits effectifs.

II.4.2 Architectures basées sur des techniques optiques de génération de code binaire

Contrairement aux systèmes précédents où la numérisation est assurée par des CANs électroniques conventionnels, les architectures de ce paragraphe mettent en évidence des techniques de numérisation tout optique. Ces techniques de conversion sont anciennes par rapport aux techniques hybrides. Le premier prototype fut celui développé par *H. F. Taylor* en 1975 et il est fait à base d'interféromètres de Mach-Zehnder (MZ). Ensuite d'autres architectures ont été développées. La plupart de ces structures génèrent le code binaire par comparaison du signal de sortie avec un niveau de référence. Un '0' ou un '1' est généré selon que le niveau du signal est en dessous ou au dessus du seuil. Le code généralement utilisé est le code Gray car il permet (comme nous le verrons plus loin) de limiter les erreurs en sortie.

Nous commençons par présenter le schéma de *Taylor* qui, bien que n'ayant pas fait l'objet d'une utilisation pratique fut l'un des premiers convertisseurs analogiques numériques optiques (CANO) à être réalisé. Ensuite, nous présenterons les autres techniques de conversion (codage en longueur d'onde, effet non linéaire optique, codage en puissance etc.).

II.4.2.1 Le schéma de Taylor

En 1975, Taylor montra que la périodicité de la sortie d'un modulateur électro-optique de type Mach-Zehnder (MZ) pouvait être exploitée pour comparer à un seuil la tension de commande du MZ. Ainsi, en associant plusieurs modulateurs MZ avec des tensions V_π multiple de 2, on peut, en comparant une tension analogique à des seuils successifs en extraire une valeur numérique.

Principe de la technique

Le schéma de principe de la technique est indiqué sur la Figure II-15(a). Le signal RF à numériser est distribué en parallèle sur une série d'interféromètres de type MZ qui sont symétriques les uns par rapport aux autres. Un laser en mode impulsionnel échantillonne le

signal et des comparateurs rapides produisent le code numérique du signal échantillonné. Chaque branche (chaque MZ) du montage représente 1 bit. Pour réaliser une conversion sur N bits, il faudra N modulateurs. Chaque sortie des modulateurs est détectée puis comparée avec un signal de référence obtenu à partir du laser. Un '0' ou un '1' est généré selon que la sortie du modulateur est au dessus ou en dessous de la référence placée en $I_0/2$.

Le code digital généralement choisi par les auteurs est le code Gray mais, il est possible de choisir sa propre représentation. Le choix du code Gray est motivé par le fait qu'il permet de minimiser dans une certaine mesure quelques erreurs de conversion comme le montre la Figure II-15(c). En effet, en observant cette figure, on constate que la plage de codage est petite comparativement à la Figure II-15(b) qui est celle d'un code Gray. Ce qui implique qu'une toute petite variation de la tension analogique à numériser peut entraîner une modification dans la séquence des bits, c'est-à-dire que par exemple 2 ou 3 codes peuvent changer à la fois. Ce qui peut constituer une source d'erreur supplémentaire dans le processus de conversion analogique numérique. Alors que dans le code Gray, il n'y a qu'un seul code qui peut changer à la fois.

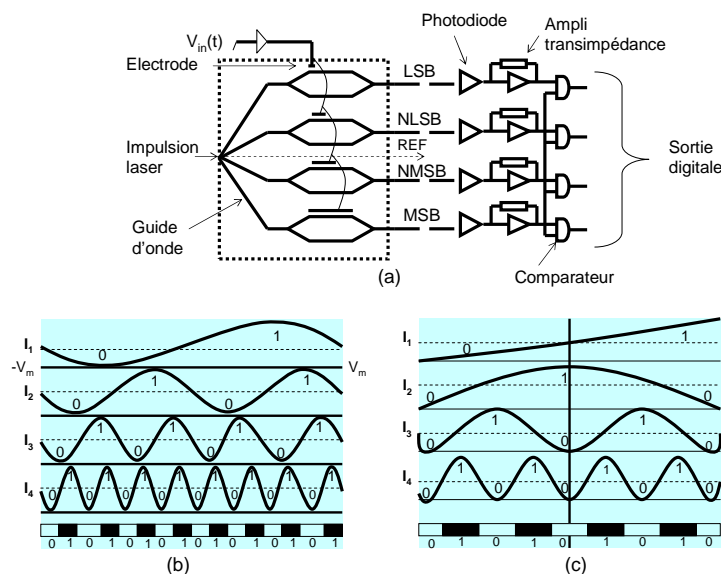


Figure II-15: (a) schéma de Taylor pour un CANO 4 bits, Allure des intensités en sortie des modulateurs, (b) code quelconque et (c) code Gray

L'implémentation du code Gray est basée sur un choix convenable des tensions de polarisation des différents interféromètres [II-56, II-57, II-58]. L'intensité à la sortie des modulateurs se met sous la forme suivante :

$$I_n = A_n \cos^2 \left(\frac{\Delta\phi_n}{2} + \frac{\varphi_n}{2} \right) \quad (\text{II-13})$$

Où

$$\Delta\phi_n = 2^{n-2} \frac{\pi V}{V_m} \quad (\text{II-14})$$

Avec $n = 1, 2, \dots, N$ et V_m est l'amplitude maximale de la tension et V est une valeur de cette tension comprise entre $\pm V_m$. La phase statique φ_n introduite par la tension de polarisation est choisie de sorte que $\varphi_1 = -\pi/2$, $\varphi_2 = 0$ et $\varphi_n = \pi$ pour n allant de 3 à N . Pour le code Gray, les tensions continues de polarisation sont appliquées de sorte que $\varphi_1 = -\pi/2$ et $\varphi_n = \pi/2$ pour n compris entre 2 et N . Le pas de quantification Q est pris égal à la moitié de la valeur V_π de la branche correspondante au LSB soit pour un CAN à N bits:

$$Q = \frac{\pi}{2KL_N} \quad (\text{II-15})$$

Pour les bits de plus fort poids, la tension V_π augmente successivement d'un facteur 2 et la longueur de l'électrode diminue du même facteur comme le montre la relation suivante:

$$L_n = 2^{n-N} L_N \quad (\text{II-16})$$

Où $n = 1$ correspond au LSB et $n = N$ au MSB. La tension maximale convertible est donnée par:

$$V_m = 2^{N-1} V_Q \quad (\text{II-17})$$

Avantages de la technique

Le schéma de Taylor nécessite N comparateurs pour une conversion sur N bits en lieu et place de $2^N - 1$ comparateurs utilisés pour les CANs électroniques. Ce qui a pour avantage de réduire considérablement la puissance électrique d'une part, et d'autre part, de limiter l'influence des erreurs dues aux comparateurs. La réalisation en optique intégrée de la série d'interféromètres est un gage de stabilité du système. Dans la référence [II-57], les auteurs ont testé avec succès un convertisseur 4 bits fonctionnant à une fréquence d'échantillonnage de 828 M_{éch}/s pour un signal analogique de 413 MHz. La longueur du canal LSB atteignait 18 mm, la largeur du guide optique était de 6 μm pour une longueur d'onde de fonctionnement de 1.06 μm. La tension V_π (LSB) valait 2.1 V, $Q = 1.05$ V et $V_m = 8.4$ V, ce qui reste maîtrisable.

Limitations

Le procédé de base nécessite autant d'interféromètres que de bits et de plus le nombre de bits augmente avec la longueur de l'électrode du canal LSB, ce qui est défavorable en terme de bande passante. Par exemple, pour réaliser un CAN 8 bits, la longueur des électrodes évoluent dans l'ordre $L, 2L, 4L, \dots, 128L$. Cette exigence affecte nécessairement la capacité du dispositif et par conséquent impose une limitation à la résolution d'une part, et d'autre part pose un problème d'impédance pour le circuit électronique qui devra les commander en parallèle.

Une autre source de limitation du système de Taylor est la faible valeur de la tension V_π exigée pour le canal LSB lorsque l'on veut gagner en résolution. L'expression de cette tension V_π est donnée par :

$$V_\pi = \frac{V_m}{2^{N-2}} \quad (\text{II-18})$$

Ainsi, pour réaliser un CANO 8 bits et si on fixe $V_m = 5V$, il faut des interféromètres avec une tension V_π d'environ 0.078 V! A notre connaissance, il n'existe pas à ce jour des interféromètres MZ avec une valeur aussi faible de tension V_π que ce soit sur LiNbO_3 ou sur matériau polymère.

Des auteurs ont proposé des méthodes permettant d'augmenter le nombre de bits en limitant le nombre de MZ d'une part, et d'autre part en relâchant les contraintes liées à la faible valeur de la tension V_π . *Pace* et *Styer* ont proposé une méthode s'inspirant de la technique d'analyse mathématique dite << système des nombres symétriques >> ou (SNS) et qui a permis de réaliser un CANO 10 bits avec seulement trois MZ [II-59]. L'inconvénient de cette technique est qu'elle nécessite en revanche un nombre élevé de comparateurs. *Jalali* et *Xie* ont développé une méthode qui s'affranchit de la faible valeur de V_π [II-60]. Elle utilise la même longueur d'électrode pour les MZ montés en série ou en parallèle avec un choix convenable de leurs différentes tensions de polarisation, mais elle reste néanmoins limitée en résolution.

II.4.2.2 Techniques utilisant le codage en longueur d'onde

Dans ces techniques de conversion analogique numérique optique, le signal analogique est codé en longueur d'onde (ou en fréquence). Ce codage est sensé supprimé

l'influence des non linéarités de puissance de la chaîne optique. Une analyse spectrale ultrarapide est effectuée pour déterminer la longueur d'onde de l'impulsion d'échantillonnage et en extraire l'information sur le signal utile. L'information spectrale est ensuite convertie en une information binaire directement exploitable. Selon l'architecture utilisée, les systèmes réalisant l'analyse spectrale peuvent être des filtres spectraux périodiques [II-61 à II-65] ou des éléments optiques diffractifs [II-62].

Dans la littérature, plusieurs solutions sont proposées pour réaliser la fonction de codage en longueur d'onde. L'idée étant de réaliser cette opération de codage de façon linéaire autant que possible afin d'établir une relation de la forme $\lambda = f(V)$. Les solutions largement utilisées sont soit une modulation directe d'une source accordable, soit une modulation externe. Nous allons maintenant analyser les potentialités de quelques unes de ces structures pour une application CANO à hautes fréquences.

II.4.2.2.1 Architectures à base d'éléments optiques diffractifs

Dans ces architectures, le dispositif effectuant l'analyse spectrale est réalisé par codage holographique. Nous rappelons que l'holographie est un procédé qui permet de mémoriser la phase d'une onde lumineuse au moment où elle impressionne une plaque photographique. Cette mise en mémoire de la phase est obtenue en faisant interférer sur la plaque l'onde considérée avec une onde de référence dont la répartition de phase est parfaitement connue et reproductible. La plaque photographique enregistre les franges d'interférence, le noircissement étant maximum aux endroits des franges brillantes, là où les deux ondes sont en phase. Il s'agit dans ce cas d'un hologramme d'intensité. Un traitement chimique de la plaque photosensible permet de blanchir l'hologramme en supprimant le volume de gélatine photosensible qui a été exposé (noirci). On obtient ainsi un hologramme de phase (structure en creux et bosses) dont l'efficacité de diffraction et de transmission est bien meilleure.

Une fois l'hologramme réalisé, on l'éclaire avec une onde identique à l'onde de référence, chacun de ces points devient alors une source d'ondelettes cohérentes. Un hologramme peut également être réalisé numériquement par gravure précise d'une plaque de verre. Le motif gravé est calculé pour fournir l'onde souhaitée sous illumination du faisceau de lecture. Ce type d'hologramme "artificiel" est appelé généralement un élément optique diffractif ou DOE (*Diffractif optical element*) en anglais.

Principe de la technique

Le schéma de principe de la technique est indiqué sur la figure II-16 (a). Il s'agit là d'une version récente [II-62] car nous avons déjà présenté la version antérieure dans la référence [II-63]. Ici le codage en longueur d'onde est réalisé par modulation acousto-optique. En effet, la propagation d'une onde acoustique harmonique progressive dans un matériau crée un réseau d'indice dit de Bragg apte à provoquer la diffraction d'un faisceau optique. Le réseau étant mobile, il s'ensuit un décalage de la fréquence de l'onde optique incidente d'une valeur égale à la fréquence de l'onde acoustique. Cette dernière est créée par la tension appliquée sur des électrodes déposées sur le matériau qui doit présenter des propriétés piézo-électriques importantes. Dans notre cas, la tension de commande serait le signal électrique à convertir.

Sur la Figure II-16, le DOE est composé de 2^N éléments (hologrammes), le nombre N représentant le nombre de bits de conversion. La direction du faisceau émergent de la cellule acousto-optique (AO) détermine l'élément qui sera illuminé. Chaque hologramme est conçu pour produire 3 faisceaux de lumière correspondant à 3 bits de conversion. En fait, il s'agit d'une paire de 3 motifs complémentaires transportant la même information et ayant la même géométrie [II-64]. Leur disposition est telle que chaque motif brille à un complémentaire noir et vice versa. Et comme dans le plan des détecteurs, seuls les motifs brillants sont détectés, tout ce passe comme si 3 faisceaux provenaient de l'hologramme. Une lentille placée juste après le DOE permet d'obtenir les faisceaux dans le plan des détecteurs, lesquels permettent selon la présence ou l'absence de lumière de générer respectivement un "1" ou un "0".

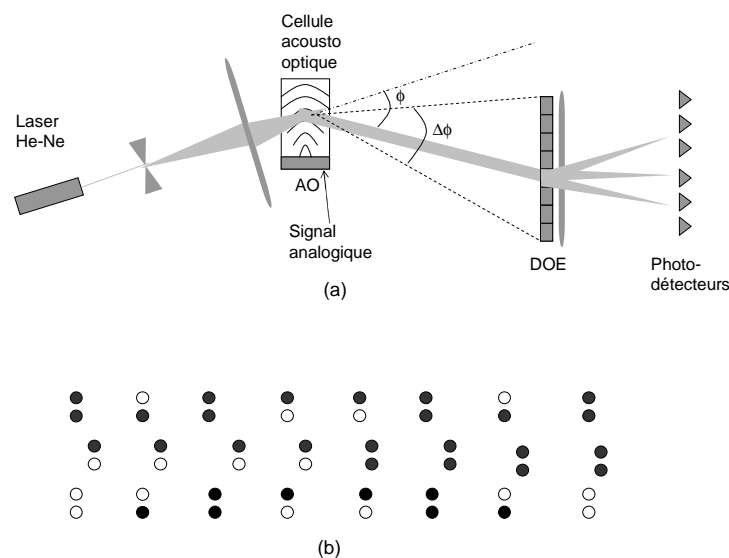


Figure II-16: (a) Schéma de principe du CAN optique, (b) code Gray correspondant

Avantages de la technique

Il faut noter ici que les auteurs ont utilisé une source laser He-Ne qui est un composant disponible et bon marché bien que sa longueur d'onde ne soit pas celle des applications télécoms. L'intérêt ici réside dans la source laser continue, prouvant qu'une source impulsionnelle n'est pas nécessaire. Les auteurs ont par ailleurs testé avec succès un CAN 3 bits fonctionnant à 2.5 M_{éch}/s. La fréquence d'échantillonnage étant déterminée uniquement par la vitesse du son dans la cellule acousto-optique et par le diamètre D_{AO} du faisceau focalisé. Elle est donnée par:

$$F_{éch} = \frac{v}{D_{AO}} \quad (\text{II-19})$$

Où v est la vitesse du son dans l'AO et vaut 4000 m/s dans celle de la publication. Cette relation montre que moins le faisceau laser est large, plus grande est la fréquence d'échantillonnage car la possibilité de variation de l'angle de déflexion est rapide. Les 2.5 M_{éch}/s ont été obtenus pour un diamètre focalisé D_{AO} de 1.5 mm, ce qui est facilement réalisable avec les dispositifs optiques de convergence actuelle. Les performances obtenues dans la littérature pour des architectures similaires sont indiquées dans le Tableau II-7.

Références	Fréquence d'échantillonnage	Résolution	Observations
[II-62]	2.5 M _{éch} /s	3 bits	Laser He-Ne et déflecteur AO
[II-63]	Non disponible	6 bits	Laser accordable et Réseau de diffraction

Tableau II-7: Performances avec les DOE

Limitations

La première source de limitation est la difficulté de la conception en optique libre du dispositif, car focaliser un faisceau dans un diamètre de l'ordre du μm n'est pas évident à obtenir. Aussi, pour notre application, la fréquence du signal est élevée (30 GHz environ) et les modulateurs acousto-optiques sont limités en fréquence de fonctionnement. La génération et la propagation d'ondes acoustiques à des fréquences multi-GHz est encore au stade expérimental. Le décalage en fréquence étant égal à la fréquence du signal, l'excursion maximale sera limitée à la largeur de bande du signal utile soit quelques centaines de MHz, ce qui imposerait à l'analyse spectrale optique une très haute résolution difficile à obtenir.

Ensuite vient le compromis entre la fréquence de conversion et la résolution N . Ce dernier est déterminé par le rapport entre la distance latérale par laquelle le faisceau peut être balayé dans le plan L ($\Delta\phi$) du DOE (où L est la distance entre la cellule AO et le DOE) et le diamètre D_{DOE} du faisceau. Il vaut :

$$2^N - 1 = \frac{L(\Delta\phi)}{D_{DOE}} \quad (\text{II-20})$$

Où $\Delta\phi$ correspond à l'angle de balayage du DEO (voir Figure II-16). En effet, augmenter la fréquence de conversion en diminuant le diamètre D_{AO} (voir la relation II-19) entraîne l'augmentation de la divergence angulaire du faisceau et par conséquent conduit à une faible résolution pour le CANO. Ce compromis entre la fréquence d'échantillonnage et la résolution montre que dans le meilleur des cas et en fonction de la performance des dispositifs mis en jeu, les auteurs ne peuvent obtenir mieux que 3 bits.

Il faut remarquer par ailleurs que la focalisation du faisceau sur un hologramme doit être la plus précise possible car toute illumination des éléments voisins peut constituer une source supplémentaire d'erreur. Une alternative à cela pourrait être la réalisation en optique intégrée du dispositif. Pour cela on utiliserait une source laser accordable, un démultiplexeur en longueur d'onde et le réseau DOE. Reste que la faisabilité sur un même substrat de ces différents dispositifs doit être prouvée. Aussi l'étude effectuée par les auteurs est partielle car elle s'est limitée à sa faisabilité optique. Une approche plus complète incluant par exemple les caractéristiques dynamiques comme le SNR ou la SFDR permettrait de cerner l'efficacité réelle du système.

II.4.2.2.2 Architecture à base de filtres spectraux périodiques

En lieu et place des éléments optiques diffractifs (DOE) qui réalisent l'analyse spectrale dans la structure précédente, est utilisé ici des filtres spectraux. Ces derniers peuvent être réalisés à base de spectromètres interférentiels à deux ondes ou de réseaux de Bragg. A la différence de la structure précédente où le système est réalisé en optique libre, ici tout est fait en optique guidée.

Principe de la technique

Le schéma de principe de la technique est indiqué sur la Figure II-17. Le signal RF à numériser, qui module directement une source laser accordable permet de faire varier sa longueur d'onde d'émission en fonction de la tension appliquée. Le signal optique (qui est en fait le signal RF codé en longueur d'onde) est ensuite partagé vers une série de filtres spectraux périodiques. Chaque canal représente un bit. Les filtres sont conçus pour créer une période double d'un filtre à l'autre. Lorsque l'information contenue dans le signal rencontre la bande de transmission du filtre, un '1' est généré sinon c'est un '0' qui est généré.

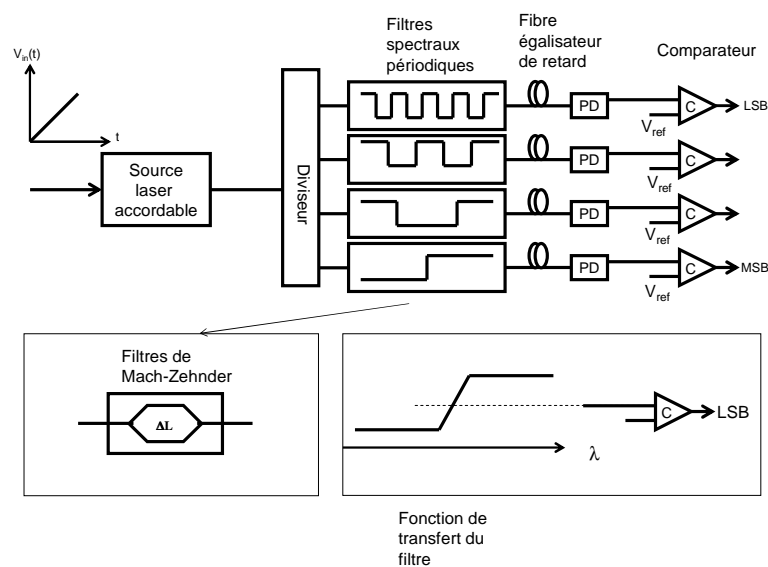


Figure II-17: Schéma de principe du CANO 4 bits à base de filtres spectraux périodiques

Performances et limitations

L'utilisation de composants passifs et la simplicité du système facilitent son intégration monolithique. Ici, la résolution (nombre de bits) du système est déterminée par la plage d'accordabilité de la source laser et la résolution du filtre. En effet, si on considère une plage d'accordabilité $\Delta\lambda$ de 100 nm et pour réaliser une conversion sur 12 bits, il faut une résolution du filtre d'environ 0.024 nm ($\Delta\lambda/2^N$, N étant le nombre de bits), ce qui reste possible avec les filtres de Bragg disponibles actuellement. Les auteurs ont réalisé un CAN 4 bits fonctionnant à 10 G_{éch}/s [II-64]. Cette résolution de 4 bits est due à la performance des filtres de Bragg utilisés et la limitation imposée par la cavité Fabry-Perot de la source accordable.

Les différentes simulations effectuées par les auteurs sur de nouvelles structures (source accordable, filtres spectraux) ont montré qu'il est possible de réaliser des CANO fonctionnant à plus de $10 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$ avec des résolutions de 10 voire 12 bits. Ces performances exigent des sources accordables ultra large où des filtres de très faible résolution. Les auteurs n'ont pu testés ces derniers cas à cause de la fin prématurée du projet, néanmoins l'état de l'art des différents blocs de l'architecture prouve qu'il est possible d'atteindre 10 bits effectifs. Il est également possible de remplacer la source accordable par une source large bande et un filtre accordable, mais la plage d'accordabilité de ce dernier peut être un handicap pour une conversion sur 10 bits.

II.4.2.2.3 Codage en longueur d'onde par auto décalage en fréquence d'une impulsion soliton (SSFS)

Ici, nous présentons la dernière technique de codage en longueur d'onde présentée dans la littérature et qui vise un objectif CANO. Ce codage est réalisé par un décalage spectral du spectre d'une impulsion suite à une diffusion Raman stimulée. L'amplitude du décalage étant liée et quasiment proportionnelle à la puissance de l'impulsion soliton [II-65, II-66]. Suivant la non linéarité de la fibre optique et sa longueur mise en œuvre, des décalages spectraux de plusieurs dizaines à plusieurs centaines de nanomètres sont accessibles autour de $1.5 \mu\text{m}$.

Principe de la technique

Pour réaliser le codage en longueur d'onde, une impulsion courte (2 ps) est modulée via un modulateur électrooptique de type Mach-Zehnder par le signal RF à numériser. L'impulsion modulée est ensuite amplifiée par un EDFA avant d'être envoyée dans une fibre fortement non linéaire. Par effet Raman, la fibre réalise un auto décalage en fréquence de l'impulsion modulée. Un démultiplexeur 1 voie vers N dont chaque sortie est reliée à des filtres spectraux adresse l'impulsion sur N voies.

Performances et limitations

L'effet SSFS présente une particularité très intéressante, il s'agit du "nettoyage spectral" qui consacre une amélioration de la qualité spectrale du signal. En effet, dans le

spectre de l'onde de pompe, seule la part qui correspond à une impulsion soliton subit l'effet SSFS. On retrouve donc dans le spectre décalé que les composantes spectrales d'une vraie impulsion soliton débarrassée de la part non nécessaire à la propagation soliton, qui elle reste dans la bande spectrale initiale.

La vitesse de conversion est ici limitée par la bande passante du modulateur électro-optique. Des modulateurs de 100 GHz de bande ont été démontrés et les modèles commerciaux actuels ont des bandes autour de 50 GHz. L'un des challenges de cette technique reste le nombre de bits qui est déterminé à la fois par le décalage maximal en fréquence que l'on peut réaliser et la résolution du filtre. Il s'agit en fait de la même limitation que celle du cas précédent (plage d'accordabilité et résolution spectrale du filtre). Une impulsion courte avec une forte puissance crête est nécessaire pour réaliser un grand décalage en fréquence mais, les impulsions courtes ont généralement un spectre large. Un compromis est à rechercher entre la résolution des filtres et la durée des impulsions.

Comme une impulsion courte est nécessaire pour l'échantillonnage et la stimulation de l'effet Raman, les auteurs ont proposé une solution permettant de régler le compromis (résolution des filtres et durée des impulsions). Il s'agit d'utiliser une fibre à dispersion décroissante (*par exemple entre 5 et 0.5 ps/nm.km*) pour réaliser une compression adiabatique de l'impulsion. Ainsi, une impulsion de 2 ps peut être ramenée à 200 fs et cette valeur est suffisante pour réaliser un décalage important en fréquence. Ensuite une fibre à dispersion croissante est utilisée pour rétablir le spectre initial de l'impulsion. L'usage d'un circulateur terminé par un miroir de Faraday rotatoire peut réaliser cette fonction avec l'avantage que la longueur physique de la fibre utilisée est réduite d'un facteur 2 d'une part et d'autre part les effets de polarisation sont supprimés. Il s'agit là que de belles idées car les auteurs n'ont pas réalisé le dispositif, ils ont juste simulé sa faisabilité. Une résolution de 5 bits a pu être obtenue avec un décalage de 35 nm.

II.4.2.2.4 Conclusion sur les techniques de codage en longueur d'onde

Au delà de leurs faisabilités optiques, l'ensemble des structures précédentes (codage en longueur d'onde, analyse spectrale, etc.) sont soumises aux différentes lois de traitement du signal et de l'analyse de Fourier. Nous allons maintenant réaliser une analyse assez générale de leurs performances et de leurs aptitudes à répondre à nos besoins.

Tout dispositif d'analyse spectrale se comporte comme un filtre linéaire présentant une fonction de transfert de type passe bande caractérisée par une réponse impulsionnelle de durée δT_{filtre} . C'est le cas notamment pour la spectroscopie par réseau de diffraction (Figure II-16), mais aussi pour des systèmes interférentiels du type interféromètre de type M-Z ou Fabry-Perot. En première approximation, la fonction de transfert d'un filtre présente une bande passante δf qui est liée à la durée δT_{filtre} de la réponse impulsionnelle par l'expression approchée :

$$\delta f \approx \frac{1}{\delta T_{\text{filtre}}} \quad (\text{II-21})$$

Il ressort de la relation (II-21) que la résolution fréquentielle de l'analyse spectrale est inversement proportionnelle à la durée de la réponse impulsionnelle. La conséquence de cette propriété est que l'opération de filtrage spectral "prend du temps", et ce temps est inversement proportionnel à la résolution spectrale demandée.

Considérons dans un premier temps, le cas des structures utilisant la source laser accordable pour laquelle nous considérons une plage d'accord $\Delta\lambda$ de 100 nm. Ce qui est raisonnable au regard de l'état de l'art de ces dispositifs. L'accordabilité de ces sources est réalisée par introduction dans la cavité d'une sous cavité Fabry-Perot (FP). Un CANO 10 bits nécessiterait pour ce FP une finesse F de 1024 (2^{10}) avec un intervalle spectral libre ISL d'environ 12 GHz soit 0.1 nm ($\Delta\lambda/1024$). Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle est estimée à 41 ps ($1/2*ISL$), soit une fréquence de conversion maximale de 23.8 MHz ($1/1024*F$).

Une analyse spectrale est en général caractérisée par sa résolution δf qui dénote sa capacité à distinguer spectralement deux signaux optiques dont les longueurs d'onde sont très proches. Une analyse de l'évolution de la longueur d'onde ou de la fréquence d'un signal ne peut se faire avec une précision meilleure que la largeur spectrale du signal optique dont on fait l'analyse. Pour résumer, cette résolution d'analyse spectrale ne peut pas être inférieure à la largeur spectrale du signal.

On retient de ce qui précède que pour les systèmes à base de sources laser accordables, la difficulté majeure reste la possibilité de faire fonctionner ces sources à hautes fréquence. Pour ce qui est de l'analyse spectrale, il est possible de réaliser des filtres avec des résolutions autour de 0.1 nm, d'où la possibilité de réaliser des CANO de 10 voire de 12 bits. Les auteurs ont simulé cette possibilité à 10 GHz, ce qui est encourageant mais reste en dessous de notre fréquence de 30 GHz.

Dans le système utilisant l'effet SSFS, les impulsions ont une certaine durée correspondant à une largeur spectrale. Échantillonner un signal à 30 GHz nécessite de disposer d'une impulsion courte proche du *ps*. Cette dernière présente un spectre d'une largeur d'environ 10 nm. Si nous voulons réaliser un CANO 10 bits, la résolution du filtre doit être inférieure à 0.2 nm (pour un décalage de 200 nm). La valeur de 10 nm pour l'impulsion est assez considérable et impossible à traiter dans ces conditions. Il est possible actuellement de disposer d'impulsions courtes et fines spectralement, mais elles ne disposeront pas d'une puissance crête suffisante pour réaliser un large décalage en fréquence. Le compromis à trouver entre la largeur spectrale de l'impulsion et la résolution du filtre rend cette solution (conversion par effet SSFS) inadaptée pour notre application.

Une solution alternative pour pouvoir atteindre nos objectifs en terme de nombre de bits est d'effectuer une réduction post-échantillonnage de la largeur spectrale de l'impulsion. Mais ici, on ne pourra se contenter d'un simple filtrage car la modulation des impulsions par le signal à numériser empêche leur spectre d'être centré sur la même fréquence.

Il faut noter par ailleurs que la linéarité de l'effet SSFS (fréquence en fonction de l'énergie) n'est pas assurée. Le développement de cet effet est assez récent, et personne à ce jour n'a vraiment étudié et quantifié suffisamment en détail pour permettre de juger de sa précision absolue et de son intégration dans un dispositif demandant une forte résolution comme les CANO. De plus, le système proposé utilise un modulateur d'intensité dont on a longuement exposé l'influence de ses non linéarités sur les performances d'un CANO.

Par ailleurs, les impulsions dont il va falloir faire l'analyse spectrale sont d'amplitudes variables et ce, dans une plage assez importante pour exacerber l'effet SSFS. Cela pose deux problèmes. D'une part, afin d'espérer détecter dans de bonnes conditions les impulsions de faible intensité, on se trouvera dans une situation de saturation pour les impulsions les plus énergétiques, ce qui induira certainement de la diaphonie entre les différents canaux du dispositif d'analyse spectrale. D'autre part, il sera impossible de fixer une valeur de seuil de décision nécessaire pour fournir un signal numérique binaire à analyse spectrale.

II.4.2.3 Quantification tout optique à base d'interféromètre non linéaire de Sagnac

Le schéma proposé ici réalise le codage et la quantification dans le domaine optique à partir de la boucle de Sagnac. L'effet Sagnac consiste à faire propager 2 signaux en sens opposés dans une boucle afin de déterminer la différence de phase induite entre ces 2 signaux.

Principe de la technique

Le signal analogique à convertir qui module un train d'impulsions est distribué entre les systèmes de quantification réalisés à partir de la boucle de Sagnac (encadré bleu sur la Figure II-18 [II-67]).

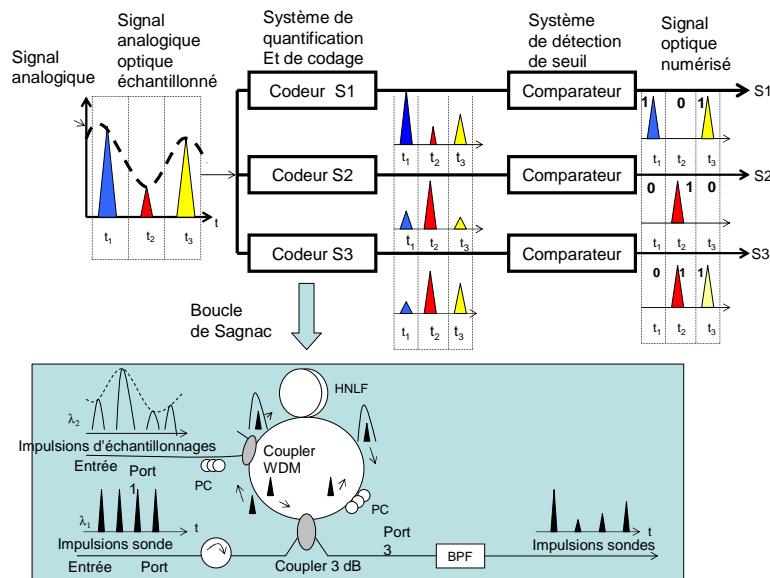


Figure II-18: Schéma bloc du CANO à boucle de Sagnac

Une conversion sur N bits nécessite N boucles de Sagnac en parallèle. Les signaux transmis par la boucle de Sagnac passent ensuite à travers un second dispositif qui fait office de détecteurs de seuil et qui est également réalisé avec une autre boucle de Sagnac. En sortie de ce dernier dispositif, un '0' ou un '1' est généré selon que le niveau de puissance est en dessous ou au dessus du seuil. Les fonctions de transfert en sortie des trois boucles de Sagnac permettant de générer le code digital sont indiquées sur la Figure II-19.

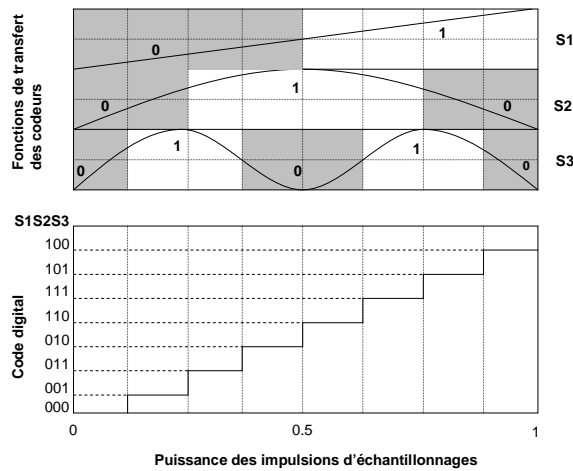


Figure II-19: Fonctions de transfert des boucles de Sagnac et les codes numériques correspondants.

Comme la boucle de Sagnac a une fonction de transfert de type sinusoïdale, l'utilisation d'une seconde boucle a pour but de tendre vers une fonction de transfert idéale de type rectangulaire.

La boucle de Sagnac qui est constituée de 3 ports comporte un coupleur 3 dB, un coupleur WDM, une portion de fibre fortement non linéaire (HNLFF), des contrôleurs de polarisation (PC), un circulateur et un filtre optique (BPF). Par le port 1, sont envoyées les impulsions d'échantillonnage à la longueur d'onde λ_2 et modulées par le signal RF à convertir. Les impulsions sondes à la longueur d'onde λ_1 sont parfaitement synchronisées avec les impulsions d'échantillonnage et sont envoyées par le port 2. Les impulsions sondes transmises passent alors par le port 3. Elles sont partagées au niveau du coupleur 3 dB et parcourent la boucle en sens opposé. Il faut noter par ailleurs que les impulsions modulées sont étirées temporellement de sorte à générer une modulation de phase croisée (XPM) uniforme avec les impulsions sondes se propageant dans le même sens.

Si on appelle ϕ_{XPM_CW} , le déphasage de l'impulsion sonde parcourant la boucle dans le sens direct ($CW = clockwise$) c'est-à-dire le même que les impulsions d'échantillonnage et ϕ_{XPM_CCW} ($CCW = counterclockwise$) le déphasage en sens contraire, on obtient :

$$\phi_{XPM_CW} = 2\gamma P_{peak} L \quad \text{et} \quad \phi_{XPM_CCW} = 2\gamma P_{ave} L \quad (\text{II-22})$$

Où γ est le coefficient non linéaire, P_{peak} est la puissance crête de l'impulsion d'échantillonnage, P_{ave} est la puissance moyenne du train d'impulsions et L est la longueur de

la fibre non linéaire. En effet, lorsque la différence de phase ($\phi_{XPM_CW} - \phi_{XPM_CCW}$) entre les deux impulsions vaut $(2n + 1)\pi$, l'impulsion sonde est entièrement transmise à la sortie (port 3). Par contre, lorsque cette différence de phase vaut $2n\pi$, les impulsions sondes sont entièrement réfléchies sur l'entrée (port 2). Il s'agit là du principe interférométrique avec le maximum et le minimum de transmission. La fonction de transfert en puissance du dispositif est donnée par la relation:

$$T = \frac{P}{2} [1 - \cos(\phi_{XPM_CW} - \phi_{XPM_CCW})] = \frac{P}{2} [1 - \cos(2\gamma(P_{peak} - P_{ave})L)] \quad (\text{II-23})$$

Où P est la puissance moyenne maximale du train d'impulsions sondes. C'est cette caractéristique de transfert sinusoïdale qui permet la génération de code binaire pour le système proposé comme indiqué sur la Figure II-19. Le circulateur permet ici d'isoler les impulsions réfléchies et les impulsions incidentes au port 2. Le filtre BPF en sortie du dispositif permet de récupérer les impulsions sondes qui ont eu le temps de copier l'information des impulsions d'échantillonnages.

Avantages de la technique

L'architecture proposée ici utilise un phénomène physique intrinsèquement très rapide qu'est l'effet non linéaire et particulièrement la modulation de phase croisée (XPM), ce qui reste un avantage du point de vue de la conversion ultra rapide. Les auteurs ont testé avec succès un CAN 3 bits fonctionnant à 10 G_{éch}/s. Aussi, le fait que les 2 faisceaux (sonde et échantillonnage) transitent dans une seule et même fibre, et que seule une différence de phase est recherchée doit permettre en principe d'éliminer les autres effets (température) qui pourraient être gênants. L'utilisation de contrôleur de polarisation rend le dispositif moins sensible aux variations de polarisation du signal d'entrée. Le fait également que le système soit à base de composants fibrés peut lui assurer une grande stabilité.

Limitations du système

Le système proposé, au delà de sa faisabilité optique laisse de nombreux points dans l'ombre. Premièrement, il utilise une grande longueur de fibre HNLF (jusqu'à 1 km), ce qui ne constitue pas une garantie en terme de stabilité. La relation (II-22) montre que la période de la fonction sinusoïdale dépend du déphasage introduit par la modulation de phase croisée, donc des puissances mises en jeu. Pour espérer monter en résolution (nombre de bits) pour le système, il faut plusieurs périodes pour la fonction de transfert, donc une forte puissance

initiale. Ce qui n'est pas facile à obtenir avec les sources lasers impulsionnelles disponibles actuellement. A titre d'exemple, pour leur système à 3 bits, les auteurs sont montés jusqu'à 1W de puissance moyenne. Une faible consommation de puissance exige d'augmenter la quantité " γL " et par conséquent de réduire le rapport cyclique. Réduire le rapport cyclique nécessite l'utilisation d'impulsions d'échantillonnage courtes, lesquelles sont plus sensibles aux effets de la dispersion.

Les auteurs utilisent deux longueurs d'ondes différentes pour les impulsions sonde et les impulsions d'échantillonnage, ce qui démontre qu'un retard dû à la dispersion est à craindre entre la partie de l'impulsion sonde et l'impulsion d'échantillonnage qui sont amenées à se recouvrir. Ce retard peut modifier l'enveloppe de la fonction de transfert du dispositif et par conséquent fausser la génération de code binaire. Une gestion de la dispersion et un choix des longueurs d'ondes des impulsions mises en jeu sont donc nécessaires. De plus, les auteurs ont présenté à l'entrée du dispositif un train d'impulsions modulées par le signal RF à numériser. Sans communiquer davantage sur la technique utilisée pour la modulation, on peut aisément penser qu'il s'agit d'une modulation externe via un modulateur électro-optique ou acousto-optique. L'impact de la caractéristique non linéaire de ces dispositifs sur les performances d'un CANO n'est plus à démontrer. Cette modulation entraîne une fluctuation de puissance des impulsions qui, combinée avec la fluctuation temporelle (jitter) rend le système plus hypothétique pour notre application.

Le système est relativement complexe et nécessite autant d'interféromètre de Sagnac que de bits de codage, ce qui est ingérable en terme de consommation de puissance et de maîtrise de la technologie. De plus, le système est utilisé en transmission (il est également possible de l'utiliser en réflexion), ce qui le rend plus sensible aux effets de phase et contribue ainsi à son instabilité [II-68].

II.4.2.4 . Les autres techniques de conversion analogique numérique tout optique

En plus des architectures que nous venons de présenter, d'autres techniques de numérisation tout optique ont également été proposées dans la littérature. *M. J Hayduk & al* ont démontré une structure qui est la version optique du CAN électronique Flash [II-69]. Elle est faite à base d'absorbants saturables semi-conducteurs. Ces derniers, en fonction de leur niveau d'absorption, permettent de générer optiquement un code binaire à partir des signaux optiques modulés qui se présentent à leur entrée. La mise en œuvre de cette technique

nécessite une meilleure connaissance des propriétés physiques des absorbants saturables utilisés car ils doivent être utilisés dans les régimes de fonctionnement où leur absorbance évolue linéairement en fonction de la longueur d'onde. Les auteurs ont réalisé un CAN 4 bits et le matériau absorbant utilisé est de type *InGaAs*. L'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle nécessite un grand nombre d'absorbants saturables (environ 2^{N-1} pour N bits), ce qui est très vite limité pour des questions technologiques. Aussi l'utilisation d'impulsions lasers à forte puissance crête peut entraîner la saturation des matériaux utilisés.

H. Sakata a proposé une structure dont le principe de génération de code binaire est identique au CAN $\Sigma\Delta$ [II-70]. Elle est faite à base de cavité de type Fabry-Perot dans laquelle on favorise une récirculation de l'onde et à l'aide de comparateurs photoniques, d'amplificateur et d'un système de retard, on génère optiquement un code numérique. Un signal analogique est donc transformé en une séquence de code binaire du bit MSB au bit LSB. L'auteur n'a pas réalisé le système, il a simulé la faisabilité d'un CAN 6 bit avec cette architecture. Au regard des valeurs spécifiques de la simulation, il est technologiquement impossible d'atteindre 8 bits comme l'a reconnu l'auteur dans le texte. Le système utilise un amplificateur optique dont le bruit induit par l'émission spontanée qui s'accumule au cours de la propagation peut également limiter les performances. La caractéristique temporelle du résonateur FP est affectée par le temps de réponse du cristal non linéaire, lequel se situe autour de quelques picosecondes voire nanosecondes. Le rythme de conversion étant lié à ce temps, il est possible d'atteindre des fréquences supérieures à 10 GHz.

M. Currie & al ont proposé une technique inspirée du schéma de Taylor. Elle est réalisée en optique de volume avec des cristaux électro-optique placés en polariseurs croisés de sorte à transformer la modulation de phase en modulation d'intensité [II-71]. La technique de génération de code binaire est identique à celle du schéma de Taylor. Les auteurs ont réalisé un CAN 2 bits fonctionnant à 1 G_{éch}/s. Le système est limité en résolution car pour atteindre 3 bits, il faut quatre modulateurs de phase. Néanmoins sa simplicité et le nombre limité de ces éléments permettent d'envisager une intégration monolithique.

D'autres structures à base d'échantillonneurs bloqueurs à commande optique ont également été proposées [II-72, II-73, II-74, II-75]. L'intérêt ici est de fournir un dispositif d'échantillonnage et de blocage ultra-rapide en amont de l'électronique de quantification. De plus, cette technique permet de s'affranchir des erreurs d'offset et de gain inhérentes au multiplexage de plusieurs CANs. Le photo-détecteur généralement utilisé pour cette

application est de type MSM (*Metal-Semiconductor-Metal*) à cause de sa facilité d'intégration dans les filières semi-conductrices InP ou GaAs hyperfréquence et à large zone active.

II.4.3 Conclusion sur les CANs tout optique

Il ressort de l'étude bibliographique sur les techniques tout optiques de conversion analogique numérique que ces dernières offrent de réelles possibilités en terme de conversion ultrarapide. Un résumé des différentes techniques est indiqué sur la Figure II-20.

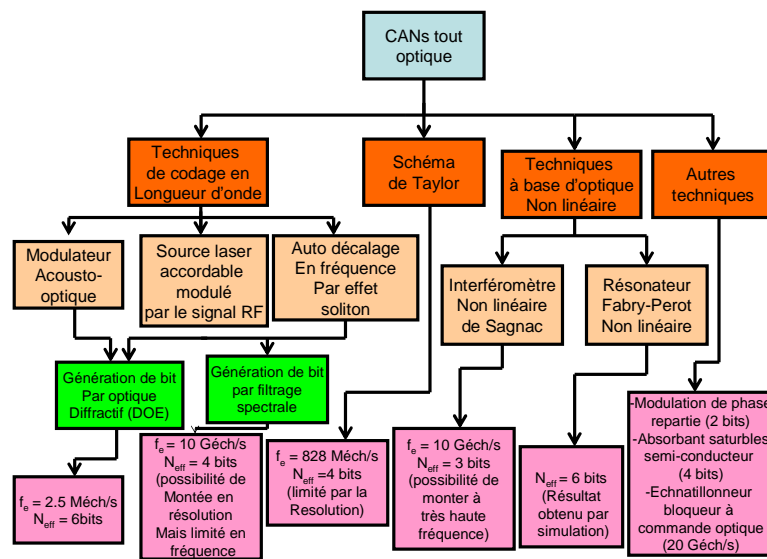


Figure II-20: Bilan des techniques tout optiques et des performances obtenues

Il apparaît clairement sur cette figure que de réels espoirs existent quant à la possibilité de réaliser complètement la conversion analogique numérique dans le domaine tout optique. Mais la complexité et la non maîtrise des phénomènes physiques mis en jeu dans ses structures les cantonnent au stade de prototypes expérimentaux et il n'existe à ce jour aucun modèle commercialisé.

Le schéma de Taylor qui fut le premier prototype réalisé a fait l'objet d'amélioration au cours des dernières années. Des techniques ont été proposées d'une part, pour augmenter la résolution en limitant le nombre d'interféromètres et d'autre part en relâchant les contraintes liées à une faible valeur de la tension V_{π} . Malgré cela, elle n'a à ce jour fait l'objet d'aucune application réelle.

Les structures utilisant le codage en longueur d'onde semble offrir de réelles possibilités de CANO mais une analyse des principes généraux sur la modulation et l'analyse spectrale des signaux optiques a montré à priori, une forte incompatibilité entre les spécifications d'un CANO et les potentialités des dispositifs optiques. La trop grande largeur spectrale des impulsions picosecondes par exemple, associée au nombre d'intervalles spectraux à analyser (2^N) imposerait une irréalisable accordabilité de la source laser. De plus, les moyens d'accorder rapidement la longueur d'onde d'une source laser par modulation interne ne permettent en aucune façon d'atteindre des vitesses de modulation adaptées aux fréquences RF. Se superpose à ceci, la faible excursion en fréquence des sources lasers incompatible avec les performances des dispositifs d'analyse spectrale et des débits d'informations demandés. Une voie s'entrouvre pourtant en faisant appel à l'optique non linéaire dans les fibres et à la propagation soliton.

L'utilisation de deux effets distincts de la propagation soliton dans les fibres optiques permet d'envisager d'obtenir simultanément des plages de modulation de plusieurs centaines de nanomètre et des impulsions d'échantillonnage de largeur spectrale à la réciproque de leur durée initiale. Toutefois, il convient de rester prudent sur les potentialités de telles techniques. Les écueils sont nombreux, notamment sur la linéarité du principe, et donc sur la résolution effective d'un dispositif d'échantillonnage basé sur ces phénomènes soliton.

Un dernier point soulève un problème supplémentaire. Il apparaît difficile voire impossible de réaliser un double échantillonnage pour obtenir les signaux I et Q. Dans l'architecture classique, la dissociation de ces deux signaux très proches temporellement (jusqu'à 10 ps) n'est possible que par un codage spectral des deux impulsions I et Q, ce qui est ici impossible puisque le codage est déjà utilisé pour coder l'information d'une voie.

II.5 Conclusion générale

L'étude bibliographique que nous venons d'effectuer est une synthèse des différentes structures de convertisseurs analogiques numériques rapides ainsi que les technologies utilisées à ce jour pour les déployer. Ces convertisseurs rapides sont réalisés sous trois technologies que sont l'électronique semi-conductrice, la supraconductivité et l'optique. Les différentes architectures et les performances obtenues pour chacune d'elles sont résumées dans l'organigramme de la Figure II-21.

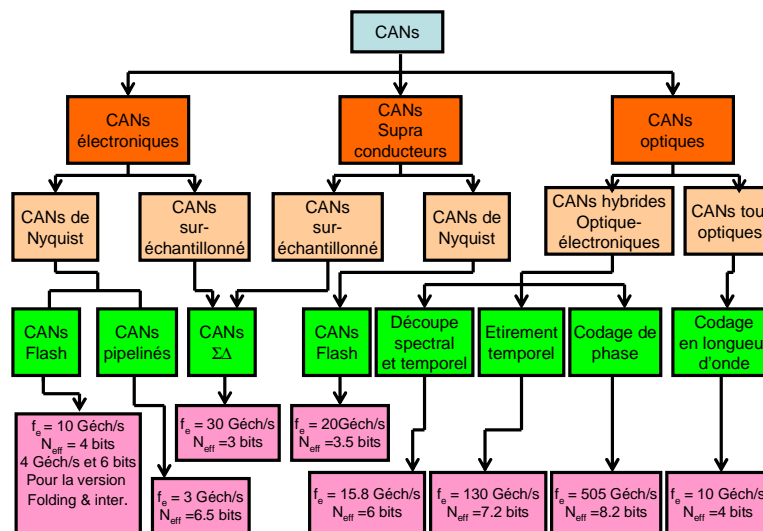


Figure II-21 : Comparaison des CANs électroniques, Supraconducteurs et optiques

Les performances des CANs électroniques augmentent sans cesse car ces derniers bénéficient des avancées en matière de fabrication et de process. Les performances en terme de produit $2^{N_{eff}} f_e$ pour ces CANs est de l'ordre de $1.6 \cdot 10^{11}$ et les architectures les plus rapides restent les convertisseurs flash. La fréquence maximale atteinte à ce jour est de 10 Géch/s pour des valeurs de bits effectifs d'environ 4, soit un rapport signal à bruit (SNR) de 25 dB. Cette valeur reste néanmoins en deçà de notre objectif de 62 dB de SNR ou 10 bits effectifs. Les performances présentées sont celles de prototypes expérimentaux car ils n'existent pas à ce jour de CANs électroniques commercialisés avec des vitesses de conversion de plus de 5 Géch/s. Et plus on monte en fréquence pour ces CANs, plus les résolutions baissent.

Pour les CANs supraconducteurs, les architectures développées sont pour la plupart identiques à leurs homologues semi-conducteurs (CAN flash supraconducteur, CAN $\Sigma\Delta$ etc.).

En revanche, les fréquences de fonctionnement des dispositifs supraconducteurs dépassent largement celles des filières semi-conductrices classiques et offrent ainsi de réelles possibilités pour la conversion analogique numérique rapide. Mais les contraintes cryogéniques limitent ces CANs à des applications spécifiques et le manque d'investissement dans le domaine fait qu'aucune structure supraconductrice n'a pu concurrencer à ce jour les filières électroniques classiques. Néanmoins des modèles de CANs développés ont permis d'atteindre des valeurs de produit $2^{N_{fe}}$ se situant dans l'ordre de grandeur de celles des CANs semi-conducteurs soit $1.6 \cdot 10^{11}$.

Les convertisseurs analogiques numériques optiques (CANO) par contre, semblent offrir de réelles possibilités de conversion ultrarapide avec une forte dynamique. D'une part, nous avons les CANs hybrides optique électronique qui combinent la rapidité de l'échantillonnage électro-optique avec l'efficacité de la numérisation électronique et de l'autre, des CANs tout optiques qui réalisent la numérisation dans le domaine optique. Si cette dernière technique met en jeu dans la plupart des cas des phénomènes physiques intrinsèquement très rapides (effet non linéaire), elle reste néanmoins limitée en résolution et les techniques utilisées sont relativement complexes par rapport aux performances obtenues. Les techniques hybrides en revanche fournissent des performances proches de nos objectifs et leur état de l'art montre qu'ils existent de réelles possibilités d'amélioration. Le produit $2^{N_{fe}}$ obtenu pour ces techniques est d'environ $1.9 \cdot 10^{13}$ soit deux ordres de grandeurs plus élevé que celles des CANs électroniques actuels. Même si cette valeur n'a été obtenue que pour la technique d'étirement temporelle pour laquelle les plus fortes fréquences d'échantillonnages ont été observées (jusqu'à $130 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$), la technique de décodage de phase en revanche a permis d'obtenir les plus fortes valeurs de bits effectifs (8.2 bits) proche de notre objectif de 10 bits. De plus, les potentialités qu'offre cette technique de décodage de phase (insensibilité au bruit du laser, linéarité de la fonction de modulation) montrent que des possibilités d'amélioration restent envisageables.

Dans tout ce qui va suivre, nous porterons une attention particulière sur cette technique de décodage de phase. Une analyse fine de ses potentialités tant du point de vue expérimental que théorique sera faite et des solutions d'améliorations seront proposées pour aboutir à un CAN optique capable de répondre à nos besoins.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

[II-1] P. Corvisier

“Les convertisseurs A/N rapides”, *Journal Electronique*, n°153 Décembre 2004

[II-2] H. Petit

“Simulation comportementale pour la synthèse des convertisseurs analogiques numériques CMOS rapides,” *Thèse électronique et communications*, ENST Paris, Octobre 2004.

[II-3] L. E. Larson

“Ultra-wide Band, Moderate Resolution A/D Converters for High Frequency Satellite Communications Applications,” 2002.

[II-4] J. Yoo & al

“A 0.07 μm CMOS Flash Analog-to-Digital Converter for High Speed and low Voltage Applications,” *Departement of computer science and ingenering*, Pensilvania State University, April 2003.

[II-5] F. Bailleur & al

“Capacités commutées et applications”, *Dunod*, Paris, 1996.

[II-6] K. Poulton & al

“A 6-bit, 4 GSPS GaAs HBT ADC,” *IEEE Journal of Solid state circuit*, 30(10):1109:1118, October 1995.

[II-7] A. Tabatabaei

“A Dual channel Sigma-Delta ADC with 40 MHz Aggregate Signal Bandwith,” Proceeding of the ISSCC, San Francisco, CA, USA, 9-13 February 2003.

[II-8] J. Talebzadeh & al.

“A 10 bits, 150 Ms/s Parallel Pipelline A/D in 0.6 μm CMOS,” *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2002.

[II-9] L. Singer & al.

“A 12 bits 65 Msample/s CMOS ADC with 82 dB SFDR at 120 MHz. *IEEE International Solide-State Circuits Conference*, 2000.

[II-10] D. Kelly & al.

“A 3V 340 Mw 14 b 75 MSPS CMOS ADC with 85 Db SFDR at Nyquist,” *IEEE International Solide-State Circuits Conference*, 2001.

[II-11] T. Hayashu & al

“A multistage delta-sigma modulator without double integration loop,” *In Digest of Technical Papers IEEE International Solid-State Circuits Conference*, 1986.

[II-12] S. Jantzi

“Delta-Sigma ADCs in Digital Communications Systèmes and Bandpass Delta-Sigma ADCs,” *Ecole Polytechnique fédérale de Lausanne*, Septembre 2000.

[II-13] F. Braz

“Convertisseur analogique numérique de type Sigma Delta pour application en radiocommunication,” *PhD Thesis*, 2000.

[II-14] S. R. Norvorthy & al

“Delta-Sigma Data Converters- *Theory, Design and Simulation*,” IEEE Press, 1997.

[II-15] A. Gaugue & A. Kreisler

“Nanoélectronique supraconductrice : la logique RSFQ,” *Laboratoire de génie électrique des universités Paris 6 et Paris 11 (LGEP) UMR 8507 CNRS SUPELEC*.

[II-16] R. Kleiner & al

“Superconduction quantum interference devices : State of the art and applications,” *in Proc. IEEE*, Vol. 92, pp. 1534-1548, Oct. 2004.

[II-17] P. Bradley & H. Dang

“A 6 bit Josephson flash A/D converter with GHz input band-width,” *IEEE Trans. Appl. Superconduct.*, Vol. 3, pp. 2550-2557, Mars 1993.

[II-18] S. B. Kaplan & al

“A superconductor flash digitizer with on-chip memory,” *IEEE Trans. Appl. Superconduct.*, Vol. 9, pp 3020-3025, June 1999.

[II-19] A. Iwata & al

“An architecture of delta sigma A-to-D converters using a voltage controlled oscillator as a multi-bit quantizer,” *in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*, Vol. 1, pp. 389-392, 1998.

[II-20] M. G. Forrester & al

“Analog demonstration of a high-temperature superconducting sigma-delta modulator with 27 GHz sampling,” *Supercond. Sci. Technol.*, Vol. 12, pp. 670-698, Nov 1999.

[II-21] J. P. Hurrell & al

“A/D conversion with unlatched SQUID’s,” *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol.27, pp.1887-1896, October 1980.

[II-22] F. Kuo & al

“A superconducting tracking A/D converter,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 26, pp. 142-145, February 1991.

[II-23] S. V. Rylov and R. P. Robertazi

“Superconductive high-resolution A/D converter with phase modulation and multi-channel timing arbitration,” *IEEE Trans. Appl. Superconduct.*, Vol.5 pp.2260-2263, June 1995.

[II-24] V. K. Semenov & al

“Superconducting delta ADC with on-chip decimation filter,” *IEEE Trans. Appl. Superconduct.*, Vol. 9, pp. 3026-3029, June 1999.

[II-25] R. Walden

“Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.17, No.4, April 1999.

[II-26] A. M. Kadin & al.

“CAN RSFQ Logic Circuits be Scaled to Deep Submicron Junctions?,” *IEEE transactions on Applied Superconductivity*, Vol.11, Issue1, pp.1050-1055, March 2001.

[II-27] O. A. Mukhanov & al

“Superconductor Analog-to-Digital Converter,” *Proc. Of the IEEE*, Vol. 92, No. 10, Oct. 2004.

[II-28] J. A. Bell & al.

“Optical sampling and demultiplexing applied to A/D conversion,” *Devices for Optical Processing*, Vol.1562, pp. 276-280, 1991.

[II-29] J. A. Bell & al.

“A/D conversion of microwave signals using a hybrid optical/electronic technique,” *Opt. Technol. Microwave Applicat.*, Vol.1476, pp. 326-329, 1991.

[II-30] J. C. Twichell & al.

“High-Linearity 208-MS/s Photonic Analog-to-Digital Converter Using 1-to-4 Optical Time-Division Demultiplexers,” *IEEE Photonics Technol. Letters*, Vol.13, No.7, July 2001.

[II-31] M. Y. Frankel & al.

“High-performance photonic analogue-digital converter,” *Electronic Letters*, Vol.33, pp. 2096-2097, Nov. 1997.

[II-32] J. U. Kang & al.

“Highly parallel pulsed optoelectronic analog-digital converter,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol.10, pp. 1626-1628, Nov.1998.

[II-33] T. R. Clark & al.

“Performance of a Time-and Wavelength-Interleaved Photonic Sampler for Analog-Digital Conversion,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol.11, No.9, September 1999.

[II-34] F. Coppinger & al.

“12 Gsample/s wavelength division sampling analogue-to-digital converter,” *Electronics Letters*, Vol.36, No.4, February 2000.

[II-35] J. U. Kang and R. D. Esman

“Demonstration of time interweaved photonic four-channel WDM sampler for hybrid analogue-digital converter,” *Electronics Letters*, Vol.35, No.1, January 1999.

[II-36] A. S. Bhushan & al.

“Nondispersive wavelength-division sampling,” *Optics Letters*, Vol.24, No.11, June 1999.

[II-37] Y. Han & B. Jalali

“Photonic Time-Stretch Analog-to-Digital Converters: Fundamental Concept and Practical Considerations,” *Journal of Light. Wave Techn.*, Vol.21, No.12, December 2003.

[II-38] Y. Han & al

“Adaptive on-line calibration in time stretched ADC arrays,” in Proc. Instrumentation Measurement Technology Conf. Vol.2, pp 1212-1216, 2003.

[II-39] A. S. Bhushan & al

“Time-stretch analogue-to-digital conversion,” *Electron. Lett.*, Vol.34, No.9, 1998.

[II-40] F. Coppinger & al

“Photonic Time Stretch and Its Application to analogue-to digital converter,” *IEEE Trans. Theo. Techniq.*, Vol.47, No.7, 1999.

[II-41] A. S. Bhushan & al

“30 Gsample/s time-stretch analogue-to-digital converter,” *Electron. Lett.*, Vol.36, No.18., 2000.

[II-42] A. S. Bhushan & al

“130-Gsa/s Photonic Analog-to-Digital Converter With Time Stretch Preprocessor,” *IEEE Photon. Techn. Lett.*, Vol.14, No.5, 2002.

[II-43] H. Schmuch

“Comparison of optical millimeter wave system concepts with regard to chromatic dispersion,” *Electron. Lett.*, Vol. 31, No. 21, pp. 1848-1849, October 1995.

[II-44] J. M. Fuster & al.

“Single-Sideband modulation in photonic time-stretch analogue to digital conversion,” *Electron. Lett.*, Vol.37, No.1, pp. 67-68, Jan. 2001.

[II-45] M. Nakazawa & al.

“Coherence degradation in the process of supercontinuum generation in an optical fiber,” *Optical fiber Technology*, Vol.4, No.2, pp. 215-223, 1998.

[II-46] O. Bayraz & al.

“10 Gb/s multiple wavelength, coherent short pulse source based on spectral carving of supercontinuum generated in fiber,” *J. Lightwave Technol.*, Vol.18, pp. 2167-2175, Dec. 2000.

[II-47] L. M. Johnson & al

“Reduction of intermodulation distortion in interferometric optical modulators,” *Opt. Lett.* Vol. 13, pp. 928-930, 1998.

[II-48] S. A. Hamilton & al.

“Comparison on an in-line asymmetric directional coupler modulator with distributed optical loss to other linearized electrooptic modulators,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.47, pp. 1184-1192, July 1999.

[II-49] M. Nazarathy & al.

“Progress in externally modulated AM CATV transmission systems,” *J. Lightwave Technol.*, Vol. 11, pp. 82-105, Jan. 1993.

[II-50] Y. Chiu & B. Jalali

“Broad-band electronic linearizer for externally modulated analog fiber-optics links,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 11, pp. 48-50, Jan. 1999.

[II-51] T. Brahma & P. Dibin

“Convertisseur Analogiques Numériques Optique,” Rapport d’avancement pour Alcatel Spaces Industries (Etablissement de Toulouse), IRCOM-EOGI, Mars 2004.

[II-52] T. R. Clark & al

“Digitally linearized wide-band photonic link,” *J. Lightwave Technol. Lett.*, Vol. 19, pp. 172-179, Feb. 2001.

[II-53] J. C. Twichell & al.

“Phase-Encoded Optical Sampling for Analog-to-Digital Converter,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, No. 9, 2000.

[II-54] P. W. Juodawlkis & al

“Optically Sampled Analog-to-Digital Converters,” *IEEE Trans. Micro. Theo. Techn.*, Vol. 49, No.10, 2001.

[II-55] P. W. Juodawlkis & al.

“Measurement of mode-locked laser timing jitter using phase-encoded optical sampling,” *Opt. Lett.*, Vol. 26, pp. 289-291, 2001.

[II-56] H. F. Taylor

“An Optical Analog to Digital Converter- Design and Analysis,” *IEEE Journ. Quant. Electron.*, QE-15, No. 4, April 1979.

[II-57] R. A. Becker & al

“Wide-Band Electrooptic Guided-Wave Analog-to-Digital Converter,” *Proceed. Of the IEEE*, Vol. 72, No.7, July 1984.

[II-58] R. G. Walker & al

“Novel GaAs/AlGaAs Guided-wave Analog-to-Digital Converter,” *Electron. Lett.*, Vol. 25, No. 21, October 1989.

[II-59] P. E. Pace & al

“High-resolution encoding process for an integrated optical analog to digital converter,” *Optical Engineering*, Vol.33, No.8, Auguste 1994.

[II-60] B. Jalali and Y. M. Xie

“Optical folding-flash analog to digital converter with analog encoding,” *Optic. Lett.*, Vol. 20, No.18, September 1995.

[II-61] H. Zmuda & al

“A Photonic wideband analog-to-digital converter,” *IEEE Proceedings on Aerospace Conference*, Vol.3, pp. 1461-1472, 2001.

[II-62] Sheila Galt & al

“Dynamic demonstration of diffractive optic analog-to-digital converter scheme,” *Applied Optics*, Vol. 42, No. 2, January 2003.

[II-63] M. Johansson & al

“Study of ultrafast analog to digital conversion scheme based on diffractive optics,” *Applied Optics*, Vol. 39, No. 17, June 2000.

[II-64] Johan S & J. Bengtsson

“Design of array of diffractive optical elements with inter-element coherent fan-outs,” *Optics express*, Vol. 12, No. 23, November 2004.

[II-65] C. Xu & X. Liu

“Photonic analog-to-digital converter using soliton self-frequency shift and interleaving spectral filters,” *Optic. Lett.*, Vol.28, No. 12, June 2003.

[II-66] X. Liu & al

“Soliton self-frequency in a short tapered air-silica microstructure fiber,” *Optic. Lett.*, Vol. 26, No. 6, March 2001.

[II-67] K. Ikeda & al

“Optical quantization and coding for ultrafast A/D conversion using nonlinear fiber optic switches bases on Sagnac interferometer,” *Optics Express* 4296, Vol. 13, No.11, 30 May 2005.

[II-68] G. Girault & al

“Performance en boucle a recirculation à 10 Gbits/S d’un régénérateur 3R tout optique à base d’amplificateur optiques à semi-conducteurs et insensible à la polarisation,” *Systèmes de transmission haut débit*, FOTON 2004.

[II-69] M. J. Hayduk & al

“Photonic analog to digital conversion techniques using semiconductor saturable absorbers,” *Proc. Of SPIE*, Vol. 4042, 2000.

[II-70] H. Sakata

“Photonic analog-to-digital conversion by use of nonlinear Fabry-Perot resonateurs,” *Appl. Opt.*, Vol.40, No.2, January 2001.

[II-71] M. Currie & al

“Photonic analog to digital conversion by Distributed Phase Modulation,” *IEEE Photon. Tech. Lett.*, Vol. 12, No.12, December 2000.

[II-72] R. Urata & al

“High-speed Sample and Hold using Low temperatures Grown GaAs MSM Switches for Photonic A/D Conversion,” *Opt. Society America*, 2000.

[II-73] R. Mason & J. Taylor

“Optically triggered monolithic sample and hold circuit,” *Electron. Lett.*, Vol.29, No.9, April 1993.

[II-74] R. Mason & J. Taylor

“Design and Evaluation of an Optically Triggered Monolithic Sample and Hold Circuit Using GaAs MESFET Technology,” *Journ. Light. Wave. Techn.*, Vol.13, No.3, March 1995.

[II-75] C. K Sun & al

“A Bridge Type Optoelectronic Sample and Hold Circuit,” *Journ. Light. Wave. Techn.*, Vol.9, No.3, March 1991.

TABLES DES ILLUSTRATIONS

Figures

Figure II-1: <i>Convertisseur Analogique Numérique flash 3 bits</i>	48
Figure II-2: <i>Convertisseur à approximations successives</i>	50
Figure II-3: <i>l'architecture pipelinée</i>	51
Figure II-4: <i>(a) Schéma de principe de la conversion $\Sigma\Delta$, (b) Modèle du modulateur</i>	54
Figure II-5: <i>Comparaison en terme de fréquence de fonctionnement entre la filière semi-conductrice et la filière supraconductrice</i>	57
Figure II-6: <i>Principe de fonctionnement de la : (a) logique à maintien, (b) logique RFSQ</i>	59
Figure II-7: <i>Structure de base d'une logique RFSQ constituée de 3 cellules : buffert, Stockage de l'information et prise de décision.</i>	60
Figure II-8 : <i>(a) Schéma d'une jonction SQUID agissant comme quantificateur de flux.</i>	61
Figure II-9: <i>Nombre de bits effectifs en fonction de la fréquence de conversion pour les CANs supraconducteurs et semi-conducteurs</i>	62
Figure II-10: <i>Schéma de principe du 'Time Interleaving'</i>	66
Figure II-11 : <i>Schéma de principe du CANO par division de longueur d'onde</i>	68
Figure II-12: <i>Schéma de principe du Time Stretch, (a) cas d'un signal non continu, (b) signal de longue durée, (c) principe optique d'étirement temporel</i>	72
Figure II-13 : <i>Schéma du principe de codage de phase, (a) déphasage en fonction de V_{in}</i> ..	76
Figure II-14: <i>Techniques de CANs hybrides et performances obtenues</i>	79
Figure II-15: <i>(a) schéma de Taylor pour un CANO 4 bits, Allure des intensités en sortie des modulateurs, (b) code quelconque et (c) code Gray</i>	81
Figure II-16: <i>(a) Schéma de principe du CAN optique, (b) code Gray correspondant</i>	85
Figure II-17: <i>Schéma de principe du CANO 4 bits à base de filtres spectraux périodiques</i> ..	88
Figure II-18: <i>Schéma bloc du CANO à boucle de Sagnac</i>	93
Figure II-19: <i>Fonctions de transfert des boucles de Sagnac et les codes numériques correspondants.</i>	94
Figure II-20: <i>Bilan des techniques tout optiques et des performances obtenues</i>	98
Figure II-21 : <i>Comparaison des CANs électroniques, Supraconducteurs et optiques</i>	100

Tableaux

Tableau II-1: <i>quelques performances de CANs flash</i>	50
Tableau II-2: <i>Performances de CANs pipelines récentes</i>	53
Tableau II-3: <i>Estimation des besoins en jonctions Josephson en fonction des principaux composants numériques</i>	63
Tableau II-4: <i>Performances des architectures utilisant le démultiplexage par division de longueur d'onde</i>	70
Tableau II-5: <i>Performances réalisées avec la technique d'étirement temporelle</i>	74
Tableau II-6: <i>Performances obtenues par le codage de phase</i>	77
Tableau II-7: <i>Performances avec les DOE</i>	86

III ANALYSE DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMERIQUE OPTIQUE

III.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons effectué une étude bibliographique critique des architectures de convertisseurs analogiques numériques rapides. Cette étude a concerné d'une part, les architectures en technologie semi-conductrice et supraconductrice et de l'autre les CANs optiques (CANO). Ces derniers qui se subdivisent en 2 catégories que sont les structures hybrides (qui réalisent un échantillonnage optique du signal RF suivi d'une numérisation électronique) et les structures tout optiques (qui génèrent optiquement des codes binaires) ont atteint des performances jamais observées chez leurs homologues électroniques.

Une analyse comparée des performances obtenues pour les deux catégories de CANO a montré que la quantification tout optique est fortement limitée en résolution (nombre de bits) par rapport aux structures hybrides qui utilisent une quantification électronique. La meilleure performance (en terme de résolution) observée à ce jour pour les CANs tout optiques est de 6 bits effectifs [III-1] et l'état de l'art des techniques utilisées (série de Mach-Zehnder, analyse spectrale, etc.) pour générer optiquement le code binaire montre que l'objectif des 10 bits effectifs nécessaires à notre application nécessiterait la levée d'un certain nombre de verrous technologiques. Les structures hybrides en revanche offrent une réelle possibilité de conversion avec une grande dynamique car des valeurs de résolution avoisinant les 9 bits effectifs ont déjà été observées sur de telles structures [III-2]. D'une part, l'état de l'art des composants photoniques utilisés dans ces structures prouvent que l'on n'est loin de la limite de leurs performances et d'autre part, l'étude bibliographique critique effectuée au chapitre précédent ouvre la voie à de réelles possibilités d'améliorations. La performance record (en nombre de bits effectifs) fut observée sur la technique d'échantillonnage par décodage de phase dans sa forme traditionnelle. Nous avons donc décidé de réaliser notre convertisseur analogique numérique en nous inspirant de cette technique tout en apportant des solutions techniques aux différentes limitations constatées à ce jour.

Ainsi, dans ce chapitre nous allons commencer par l'étude théorique d'une architecture classique de CANO hybride. Le but du jeu ici est une prise en main des différentes sources de limitation d'une telle structure ainsi que les blocs élémentaires y

intervenant. Une fois ces différentes sources de limitation connues et validées, nous abordons dans une seconde partie une étude expérimentale des performances de la technique de décodage de phase par rapport à une technique classique de conversion analogique numérique optique. Enfin, Une analyse théorique relative au décodage de phase en vue de dégager ces avantages et ces limitations vient clos ce chapitre.

III.2 Détermination des différents paramètres d'analyse

Le cœur du système est constitué d'une source laser pour la génération des impulsions optiques et d'un modulateur de type Mach-Zehnder à base de LiNbO_3 pour la modulation des impulsions par le signal RF à numériser. En fonction de la technique mise en oeuvre, deux portions de fibres optiques sont généralement utilisées pour gérer la durée, la puissance crête et la position temporelle relative des impulsions. Ces fonctions de mise en forme temporelle font appel au choix aux propriétés de dispersion ou de non linéarités des fibres optiques. Les signaux optiques sont ensuite transformés en signaux électriques par le biais de photo-détecteurs. Les échantillons ainsi détectés sont numérisés par des CANs électroniques conventionnels.

Le schéma synoptique d'une telle structure est indiqué sur la Figure III-1. Nous allons modéliser cette structure comme une liaison optique classique. La source laser sera considérée ici comme une source optique continue alors qu'en réalité un CANO utilise une source laser à impulsions. En dehors d'une certaine prudence qui doit être de mise sur l'ordre de grandeur des paramètres de la source optique, le résultat global doit en principe être le même que la source soit continue ou non. L'objectif d'une telle modélisation étant bien évidemment d'analyser les performances dynamiques d'une structure classique en fonction des spécifications systèmes et dégager par la suite les différentes sources de limitation. Une connaissance de ces dernières nous permettra par la suite de proposer des solutions en vue de parvenir à une architecture définitive.

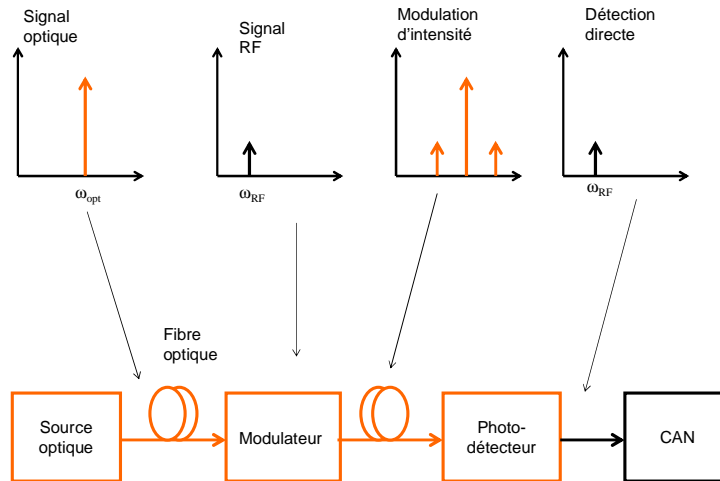


Figure III-1: Structure de base d'un CAN optique

III.2.1 Les sources de bruit

Dans une structure comme celle de la Figure III-1, les principales sources de bruit sont le bruit de grenaille souvent appelé “shot noise”, le bruit thermique appelé aussi “bruit de Johnson” et les bruits de phase ou d’amplitude des sources lasers. Ces sources de bruit sont présentes au niveau de la photodiode qui détecte la puissance moyenne du faisceau incident et elles contribuent ainsi à la dégradation du rapport signal à bruit (SNR). Ainsi, la puissance moyenne laser P_{laser} qui illumine la photodiode est transformée en un courant moyen qui s’écrit de la manière suivante:

$$I_{moy} = S\alpha P_{laser} + I_{ob} \quad (III-1)$$

Où S et α représentent la sensibilité de la photodiode et les pertes optiques respectivement, I_{ob} désigne le courant d’obscurité qui est indépendant de la puissance optique incidente. Les différents paramètres à prendre en compte dans le calcul du SNR sont consignés dans le Tableau III-1.

Bruit du laser	RIN	dB/Hz
Pertes optiques	α	Sans dimension
Sensibilité de la photodiode	S	A/W
Résistance de charge	R_c	Ohm
Bande passante (photodiode)	B	Hz
Puissance moyenne laser	P_{laser}	W
Taux de modulation	m	Sans dimension

Tableau III-1: Paramètres de calcul

Dans tout ce qui va suivre, nous allons considérer les valeurs de résistance de charge R_c , de sensibilité S de la photodiode, de pertes optiques α de la chaîne et de bande passante B de la photodiode comme fixées respectivement à 50 Ω , 0.5 A/W, 0.1 (10 dB de pertes) et 1 GHz. La valeur de 10 dB de pertes optiques s'explique par le bilan de liaison de la chaîne (5 dB au niveau du modulateur et 5 dB de pertes en excès que nous donnons comme marge pour ne pas être trop optimiste sur ces derniers) et les valeurs de 0.5 A/W et 1 GHz de bande sont des valeurs moyennes que nous utilisons comme base de nos calculs.

III.2.1.1 Le bruit thermique

Le bruit thermique est provoqué par l'agitation thermique des électrons qui composent un corps en mouvement. C'est un bruit blanc qui croit avec la température. Pour une résistance R_c portée à une température T , la densité spectrale de puissance de bruit thermique (en A^2/Hz) vaut alors:

$$\langle i_{th}^2 \rangle = 4kT / R_c \quad (III-2)$$

Où k est la constante de Boltzmann. Un ordre de grandeur de cette densité spectrale de puissance à une température de 300 Kelvin et pour une résistance de 50 Ohms est d'environ -185 dBm/Hz. Si on considère une situation où le modulateur électrooptique est polarisé en quadrature, la puissance électrique du signal se calcule de la manière suivante:

$$P_{signal} = \frac{1}{2} R_c \left(\alpha S P_{laser} J_1 \left(\pi \frac{m}{2} \right) \right)^2 \quad (III-3)$$

Où J_1 est la fonction de Bessel d'ordre 1. Si l'on considère les paramètres S , R_c et α comme fixes et de plus que le bruit thermique est la seule source de bruit présente, un calcul du SNR en fonction du taux de modulation m (où de la puissance du signal électrique) pour différentes valeurs (1, 5 et 10 mW) de la puissance moyenne laser est indiquée sur le graphique de la Figure III-2.

Il apparaît clairement sur cette Figure III-2 et ce pour les valeurs des paramètres énumérés précédemment qu'en présence de bruit thermique, on observe des valeurs de SNR qui dépassent notre objectif de 62 dB (où 10 bits effectifs) à condition bien sûr de disposer d'une puissance moyenne laser et d'un taux de modulation suffisants.

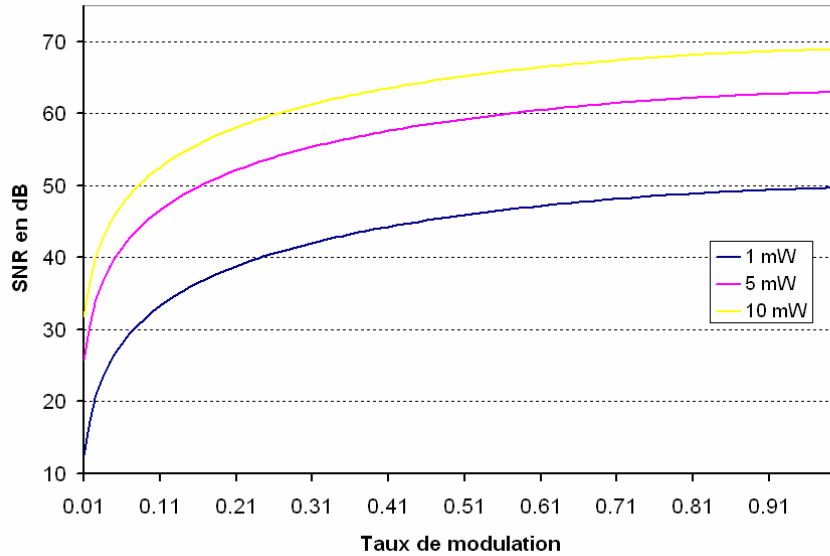


Figure III-2: SNR en fonction du taux de modulation dans le cas du bruit thermique

III.2.1.2 Le bruit de grenaille

Le bruit de grenaille ou “shot noise” est causé par des discontinuités du débit des porteurs de charge (le plus souvent des électrons) dues à des effets quantiques. Sa densité spectrale de puissance (en A²/Hz) vaut:

$$\langle i_{\text{gren}}^2 \rangle = -2eI_{DC} \quad (\text{III-4})$$

Où e représente la charge de l'électron et I_{DC} le courant moyen qui parcourt le composant. Contrairement au bruit thermique, le bruit de grenaille dépend du courant moyen I_{DC} et par conséquent de la puissance optique. En considérant que la seule source de bruit présente est le bruit de grenaille, un calcul du SNR en fonction du taux de modulation pour trois valeurs de la puissance moyenne laser est indiqué sur la Figure III-3.

Ici également, nous constatons qu'en présence du bruit de grenaille et pour les valeurs précédentes des paramètres, un SNR de plus de 62 dB est facilement atteint. Ce qui prouve que dans une structure classique de CANO, la présence du bruit thermique ne peut pas hypothéquer notre objectif de 10 bits effectifs.

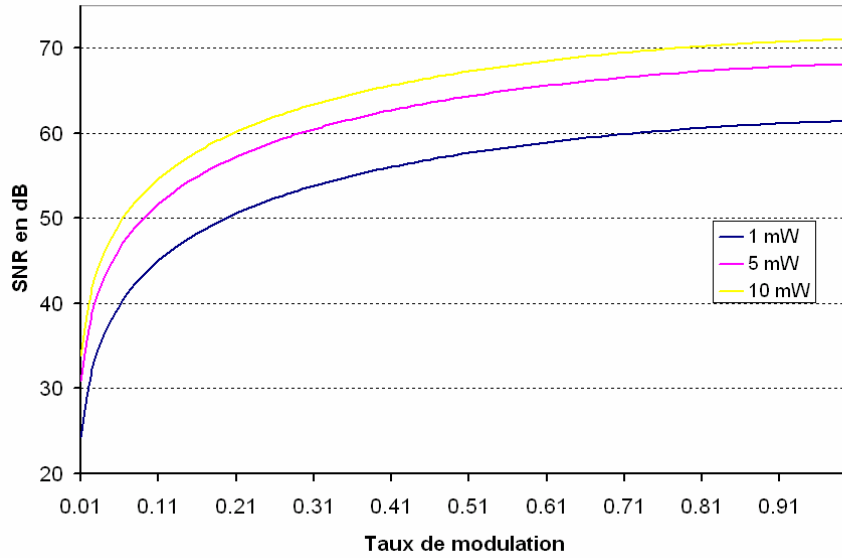


Figure III-3: SNR en fonction du taux de modulation dans le cas du bruit de grenaille.

III.2.1.3 Le bruit relatif d'intensité (RIN)

Le bruit relatif d'intensité d'une source laser est défini comme le rapport de sa densité spectrale de puissance de bruit par sa puissance moyenne. A la détection, la densité spectrale de puissance de bruit (en A^2/Hz) provoquée par le RIN du laser est donnée par la relation suivante:

$$\langle i_{RIN}^2 \rangle = I_{DC}^2 RIN_{laser} \quad (III-5)$$

Où RIN_{laser} est le bruit relatif d'intensité du laser généralement exprimé en dB/Hz où Hz^{-1} . A la différence des deux cas précédents, ici le SNR est indépendant de la puissance moyenne laser mais reste fortement dépendant de son niveau de RIN. Ainsi, un calcul du SNR en fonction du taux de modulation pour trois valeurs de niveau de RIN de la source laser est indiqué sur la Figure III-4.

Sur cette figure, Nous constatons qu'un SNR de plus de 62 dB n'est obtenu que pour un niveau de RIN faible comme -160 dB/Hz. Pour les autres valeurs de RIN relativement fortes (-120 dB/Hz et -140 dB/Hz), les SNRs obtenus restent en dessous de cette valeur et ce, quelque soit le taux de modulation. Pour des sources lasers continus, ces faibles valeurs de RIN (autour de -160 dB/Hz) ont déjà été observées. En revanche, pour des sources laser à impulsions comme celles que nous utiliserons dans notre architecture réelle de CAN optique, leurs niveaux de RIN restent élevé comparativement à ceux des sources continues. Les plus faibles niveaux de RIN obtenus à ce jour pour de tels lasers se situent difficilement en dessous

des -120 dB/Hz [III-3, III-4] pour des bandes spectrales de 200 MHz. Ce qui prouve que le RIN des sources laser constituera une source de limitation pour notre CANO si l'on vise l'objectif des 62 dB de SNR. Cette limitation due au RIN a déjà été confirmée par des auteurs dans les références [III-5], [III-6] et [III-7] pour lesquelles le SNR obtenu est de 18.5 dB (2.5 bits), 14 dB (2 bits) et 44 dB (7 bits) respectivement.

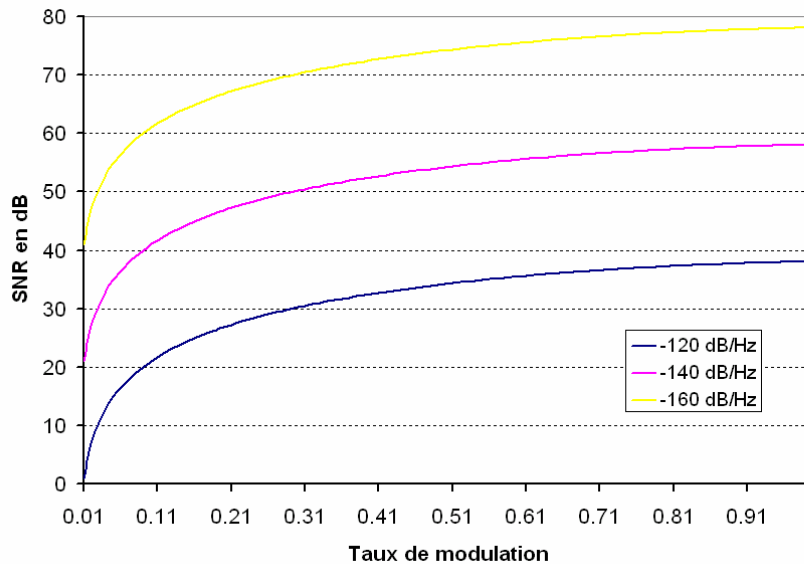


Figure III-4: SNR en fonction du taux de modulation dans le cas du bruit relatif d'intensité.

III.2.1.4 Le bruit d'obscurité

Le bruit d'obscurité est provoqué par le courant d'obscurité I_{ob} . De la même manière que le bruit de grenaille, la densité spectrale du courant de bruit d'obscurité est donnée par:

$$\langle i_{ob}^2 \rangle = 2eI_{ob} \quad (III-6)$$

Le courant d'obscurité est une caractéristique intrinsèque aux photo-détecteurs et sa valeur, généralement donnée par le constructeur se situe dans l'ordre du nanoampère. Par conséquent, le bruit qu'il génère reste relativement faible comparé aux autres sources de bruit.

III.2.2 Les non linéarités

Les différents bruits énumérés précédemment ne sont pas les seules sources de limitation des performances d'une architecture de CANO classique. D'autres paramètres de la chaîne influent également sur les performances dynamiques du système. Il s'agit entre autre

des non linéarités de la fonction de transfert de modulation, de celles des fibres optiques et également de celles des photo détecteurs.

III.2.2.1 Les non linéarités de modulation

Sur la Figure III-1 précédente, le signal optique issu du laser passe à travers un modulateur électrooptique de type Mach-Zehnder ou il est modulé par le signal électrique à numériser. En sortie de celui-ci, la puissance optique modulée s'écrit de façon idéale de la manière suivante:

$$P_{out} = \frac{1}{2} P_{laser} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi V_{in}(t)}{V_{\pi}}\right) \right] \quad (III-7)$$

Où $V_{in}(t)$ est la tension électrique appliquée au modulateur électrooptique et V_{π} est la tension demi-onde (valeur de tension créant un déphasage de π entre les deux bras de l'interféromètre). Le caractère non linéaire (sinusoïdal) de la relation (III-7) introduit dans le développement de cette dernière, un terme continu et une série de composantes à des fréquences multiples de la fréquence du signal de modulation. A la détection, ces harmoniques (fréquences multiples) seront vues comme des sources additionnelles de bruit qui viendront dégrader le rapport signal à bruit (SNR).

Une prise en compte de ces distorsions s'avère nécessaire pour une estimation plus rigoureuse du SNR. Ainsi, si nous appelons $DH_n, n=2,3,\dots$ les distorsions d'ordre n , la distorsion d'harmonique totale DHT est donnée par la relation suivante:

$$DHT_{dB} = 10 \log \left[\left(10^{DH_{2/20}}\right)^2 + \left(10^{DH_{3/20}}\right)^2 + \left(10^{DH_{4/20}}\right)^2 + \dots \right] \quad (III-8)$$

De sorte que le SNR prenant en compte ces distorsions et appelé le SINAD (SNR + distorsions) est évalué de la manière suivante:

$$SINAD_{dB} = -10 \log(10^{-SNR_{dB}/10} + 10^{DHT/10}) \quad (III-9)$$

Ainsi, et dans tout ce va suivre, nous parlerons de SNR quand il s'agit de rapport signal à bruit et de SINAD quand ce dernier tient compte des distorsions. En présence des distorsions, seul le SINAD donne une estimation réaliste de la dynamique de codage. Un aperçu de la différence entre le SNR et le SINAD est indiqué sur la Figure III-5. Ici toutes les sources de bruit citées précédemment (bruit thermique, bruit de grenaille, RIN, etc.) sont prises en compte dans le calcul du SNR. Pour le SINAD, on a rajouté les distorsions harmoniques totales.

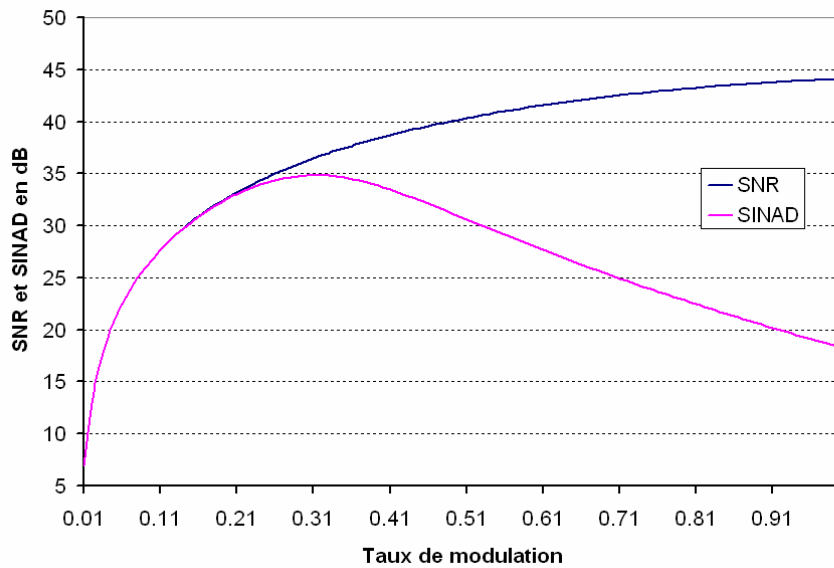


Figure III-5: SNR et SINAD en fonction du taux de modulation ($P_{laser} = 10\text{ mW}$)

Sur cette figure, il apparaît clairement une différence entre le SNR et le SINAD pour des fortes valeurs de taux de modulation (forte puissance électrique) d’une part et d’autre part, nous constatons également une égalité entre le SNR et le SINAD pour de faibles valeurs de taux de modulation. Ce qui prouve qu’il existe des zones de fonctionnement pour lesquelles les distorsions sont quasi inexistantes ($m < 30\%$ sur la figure III-5) et des zones où elles dégradent fortement le SNR. Cette dégradation du SNR dans les zones de fort taux de modulation où il est censé être élevé prouve que les non linéarités de modulation hypothèquent notre objectif de 10 bits effectifs. Et comme en présence de distorsions, seul le SINAD donne une estimation réaliste de la dynamique de codage, notre estimation du nombre de bits effectifs pour un CANO doit désormais se faire à partir de ce SINAD. Ainsi dans un tel système, l’idéal serait d’obtenir un SINAD le plus proche possible du SNR et cela ne sera possible que lorsque nous aurons supprimé totalement les distorsions.

La suppression des distorsions se fait traditionnellement par des techniques de linéarisation [III-8, III-9, III-10]. Il s’agit pour la plupart de techniques électroniques ou optiques. Les techniques électroniques utilisent des linéariseurs de prédistorsion qui sont des dispositifs électroniques qui introduisent des distorsions qui viennent compenser celles produites par le modulateur électrooptique. Les résultats obtenus à ce jour à l’aide de ces techniques [III-11] ne permettent pas de s’assurer de l’objectif des 10 bits effectifs car ces dispositifs ne suppriment qu’une partie des distorsions. Pour ce qui est des techniques

optiques, elles présentent l'avantage de combiner l'opération de linéarisation et celle de conversion analogique numérique. La première étant réalisée en utilisant la sortie numérisée de la seconde pour inverser la fonction de transfert de modulation [III-12]. Les résultats obtenus à l'aide de ces techniques sont encourageants (jusqu'à 9 bits effectifs) [III-13] et l'une de ces techniques optiques de linéarisation et de conversion analogique numérique est la technique de décodage de phase que nous avons évoqué au chapitre précédent.

III.2.2.2 Les non linéarités dans les fibres optiques

La présence de fibre optique dans une architecture de CANO peut être une source de non linéarité. L'importance de ces non linéarités dépend de l'intensité du signal et de la longueur d'interaction. Généralement dans les liaisons optiques, le seuil d'apparition de ces effets non linéaires est de quelques mW compte tenu des grandes longueurs d'interaction (quelque kms). Par contre, pour une structure de type CAN optique, l'utilisation d'impulsions courtes de forte puissance crête peut rendre ces effets non linéaires significatifs sur de courtes longueurs de fibre.

Ces effets non linéaires peuvent être induits par l'indice de réfraction non linéaire (effet Kerr) où par la diffusion stimulée (Brillouin et Raman). Les effets de diffusion se manifestent par un transfert de puissance entre deux longueurs d'ondes, alors que l'indice non linéaire engendre une variation de la phase du champ optique. Ils modifient profondément les propriétés du champ optique dans le cas de la génération d'impulsions de fortes puissances. Dans une application de type CANO, cette modification des propriétés du champ aura certainement des conséquences sur les performances du système. Une analyse détaillée de ces effets non linéaires n'est pas l'objet de la présente étude, néanmoins, et comme nous le verrons plus loin, quelques effets non linéaires dans les fibres optiques (effet Kerr par exemple) peuvent être suscités pour un fonctionnement optimal du système.

III.2.2.3 Les non linéarités induites par les photo-détecteurs

Le processus induisant des non linéarités dans la réponse d'un photo détecteur est principalement lié à un champ électrique photo induit au sein de la zone absorbante déplétée (zone intrinsèque pour une photodiode PIN) de la structure à semi-conducteur. L'absorption

de photons incidents dans cette région crée des paires électron trous. Celles-ci sont dissociées sous l'action d'un champ électrique généralement appliqué par une polarisation extérieure. Le déplacement de ces charges, électrons vers la cathode (zone N) et trous vers l'anode (zone P) se fait avec des vitesses fortement différenciées entre les deux types de charges. A la plus faible vitesse de déplacement des trous par rapport à celle des électrons correspond un temps de transit dans la zone déplétée plus élevée, ce qui induit naturellement une concentration en trous par unité de volume plus élevée que celle des électrons.

La présence d'une concentration de charge crée un champ électrique photo-induit qui, de par la contribution majoritaire des trous en concentration plus élevée, tend à diminuer le champ électrique total (champ appliqué + champ photo-induit) dans la zone déplétée. Cette diminution, qui est d'autant plus importante que l'illumination est élevée, a une conséquence importante. La vitesse des porteurs étant proportionnelle au champ total dans la photodiode, elle est donc dépendante de la puissance d'illumination. Ainsi le courant généré par les fortes puissances d'un signal optique modulé est transmis au circuit extérieur plus tardivement que le courant issu des faibles illuminations. Cette situation se traduit par une déformation du signal électrique par rapport au signal optique pour les fortes puissances optiques. Dans la référence [III-14], nous avons exposé une analyse bibliographique détaillée des effets non linéaires induits par les photo-détecteurs dont nous rappelons ici les grandes lignes. En effet, nous avons vu que l'un des moyens de réduire cet effet néfaste des fortes illumination est de limiter la concentration de porteurs, et donc de diminuer le taux de génération de paires électrons trous par unité de volume. L'utilisation de photodiode de plus grandes surfaces permet de limiter la densité de puissance optique et donc indirectement la diminution du champ électrique interne. La contrepartie est une augmentation de la capacité de jonction et une diminution de la bande passante des photodiodes.

Nous avons également relevé un certain nombre de paramètres pertinents et les performances en terme de distorsions harmoniques et d'intermodulations pour les 4 types principaux de photo détecteurs que sont les photodiodes PIN, PIN-Waveguide, MSM (*Metal Semiconductor Metal*) et UTC (*Uni Traveling Carrier*). La plupart des études que nous avons reportées sont constituées de travaux expérimentaux, mais certains travaux sont simplement issus de modélisations et de simulations numériques. Les paramètres décrits par les auteurs de ces travaux sont multiples et dépendent souvent des applications visées et des moyens de caractérisation à disposition. Au plus simple, le point de compression à 1 dB de la réponse RF est souvent présenté. Obtenue pour de forts niveaux de saturation, cette information ne peut

être qu'un critère de comparaison, car elle ne fournit pas d'information directe sur les faibles niveaux de distorsion qui nous intéressent (environ -60 à -70 dB). Les photodiodes PIN, même à faibles bandes passantes (fortes surfaces d'illumination) semblent vite limitées. La présence d'intermodulations d'ordre 2 se fait sentir même pour les puissances optiques moyennes inférieures à 1 mW (1 mA environ). Les meilleurs résultats obtenus sont présentés par Williams [III-15] où un taux d'harmonique 2 atteint 80 dB à 1 mA et 5 GHz pour une tension de polarisation de -15 V. Il est intéressant de noter que le taux de modulation de la puissance optique est de 100%. La grande taille du spot (20 μm) sur la surface de la photodiode PIN permet de réduire la baisse du champ électrique interne et limiter ainsi les non linéarités.

Il faut noter que la plupart de ces résultats sont biaisés par le fait que les auteurs recherchent et présentent en général des bonnes performances à des hautes fréquences de fonctionnement. Dans le cas des photodiodes PIN, cela nécessite de réduire la surface de la jonction, donc d'augmenter la densité de courant. Or, dans notre application, les fréquences de récurrence des impulsions sont de l'ordre du GHz, et permettent de travailler avec des photodiodes de diamètres 30 à 50 μm . Une optimisation des conditions d'éclairage de ces photodiodes, si nous les obtenons sous forme de puces peut permettre de limiter les phénomènes de saturation et donc de distorsion. Toutefois dans le meilleur des cas, il semble qu'il faille limiter l'utilisation des photodiodes à des puissances optiques inférieures à 10 mW.

Les photodiodes UTC semblent être beaucoup moins sensibles à ces phénomènes de saturation. Cependant ici aussi, les auteurs cherchent à battre de records de vitesse en même temps que des records de puissances RF ou millimétriques fournies. Toutes les photodiodes UTC caractérisées sont conçues pour travailler de 25 à 100 GHz! On se trouve bien loin des quelques GHz qui nous intéressent. Dans ces conditions, des taux de modulation limités à 10% ont permis d'atteindre sans trop de difficulté des intermodulations d'ordre 3 inférieures à 80 dB pour des courants générés de 8 mA. Même avec un taux de modulation de 0.6 pour un courant moyen généré de 20 mA, l'intermodulation d'ordre 3 est limitée à 60 dB.

Ces résultats semblent très intéressants, et ouvrent de bonnes perspectives de liberté de conception de notre système. Nombre de limitations liées à l'utilisation de photodiodes PIN standard peuvent être outrepassées. La dernière et principale difficulté concerne l'approvisionnement de ces composants dont la disponibilité est loin d'être leur principal atout.

En conclusion, il apparaît évident que dans le meilleur des cas, une puissance optique incidente moyenne sur le photodétecteur (PIN ou UTC) de 10 mW est une limite haute pour tenter de limiter la distorsion du signal à un niveau inférieur à 60 dB.

III.2.3 Conclusion sur les sources de limitation

Nous venons de passer en revue, les différentes sources de limitation des performances d'un CAN optique classique. Il ressort de cette analyse que l'objectif d'un SNR de 62 dB (ou 10 bits effectifs) reste possible si les seules sources de bruit en présence sont le bruit thermique où le bruit de grenaille. Par contre, en présence de bruit relatif d'intensité (RIN), l'objectif de 62 dB de SNR reste mitigé tant que le niveau de ce RIN ne se situe pas en dessous de -160 dB/Hz. Cette valeur reste atteignable pour des lasers continus mais pour des lasers à impulsions, les niveaux de RIN descendent difficilement en dessous des -120 dB/Hz.

Pour ce qui est des effets non linéaires, nous avons vu qu'il est possible de s'affranchir de ceux induits par les photodiodes en travaillant en retrait de leurs puissances de saturation et également tirer profit de ceux des fibres optiques. Par contre, la non linéarité de modulation influence fortement les performances dynamiques par l'introduction de distorsions. L'analyse du SINAD a montré que l'objectif de 62 dB reste conditionné par une réduction de l'influence de ces distorsions.

L'architecture du CAN optique à réaliser doit permettre une réduction où une suppression des bruits d'intensité et des non linéarités de modulation. Dans l'analyse bibliographique effectuée au chapitre précédent, nous avons vu que la technique d'échantillonnage optique par décodage de phase (*phase encoded optical sampling technique*) permet de réduire considérablement l'influence du bruit d'intensité du laser d'une part et d'autre part, elle constitue également une technique de linéarisation de la fonction de transfert de modulation [III-16]. Il s'agit, à ce stade de notre étude, de conclusions issues d'études bibliographiques et théoriques. Pour cela, nous allons commencer par valider expérimentalement le modèle théorique du CANO classique de la Figure III-1.

III.2.4 Validation expérimentale du modèle classique de CANO

Nous avons présenté un modèle théorique qui nous a permis de déterminer les performances dynamiques d'une architecture classique de CANO. Pour valider expérimentalement ce modèle, nous réalisons le dispositif de la Figure III-6. Il comporte une source laser continue (TUNICS) dont la longueur d'onde est accordée sur 1550 nm, un modulateur électrooptique, une photodiode, son électronique de commande et un oscilloscope numérique rapide LeCroy. L'oscilloscope a une fréquence de conversion maximale de $5 G_{\text{éch}}/s$, une bande passante analogique de 600 MHz et comporte deux voies d'acquisition avec une profondeur mémoire de 25000 points. L'oscilloscope numérique permet de simuler le fonctionnement d'un CAN électronique car il contient un CAN flash 8 bits sur chacune de ces deux voies d'acquisitions. Le modulateur électrooptique dont nous disposons comporte deux sorties en opposition de phase dont l'utilité sera expliquée plus loin. Dans la présente manipulation, nous utilisons qu'une sortie et l'autre étant à l'air. Une polarisation au milieu de la zone linéaire de modulation garantit le fonctionnement d'un modulateur à une sortie.

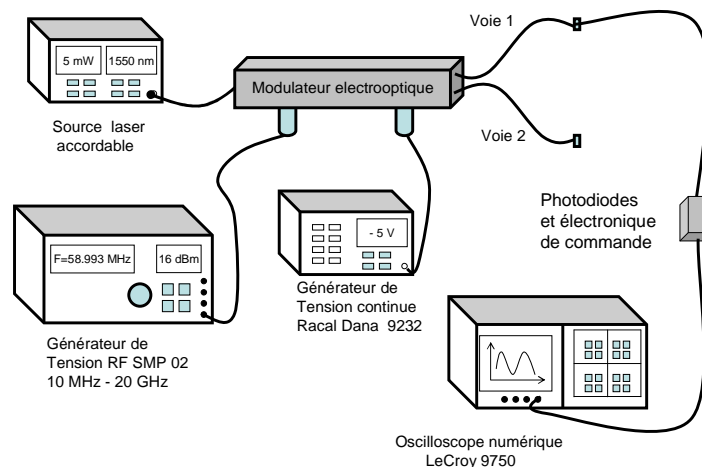


Figure III-6: Dispositif de validation du modèle théorique.

Le signal RF à numériser de fréquence 58.593750 MHz est fourni par un générateur RF de type R&S-SMP02. La tension continue de polarisation est fixée à 4.10 V correspondant à une polarisation en quadrature de la caractéristique de modulation. La fréquence

d'acquisition des échantillons par l'oscilloscope numérique est maintenue à 1 G_{éch}/s, soit environ une dizaine de fois la fréquence du signal électrique. Ce qui évite ainsi tout risque de repliement de spectres du signal après numérisation. A partir des données numérisées et collectées par l'oscilloscope, nous effectuons une analyse spectrale par FFT. Le nombre d'échantillons de calcul de la FFT est de 256, correspondant à un multiple entier de la période du signal à analyser.

Pour permettre une comparaison des résultats de mesure avec ceux fournis par le calcul, nous avons effectué une analyse spectrale des données pour plusieurs valeurs de la puissance du signal électrique appliqué au modulateur. Cette analyse spectrale permet ainsi une mesure des paramètres dynamiques du système que sont le SNR, le SINAD ou la SFDR. Les valeurs de puissance RF correspondent à des valeurs de taux de modulation et pour chaque valeur de ce taux de modulation, nous effectuons une mesure du SNR et du SINAD. Les résultats obtenus sont indiqués sur le graphique de la Figure III-7. A ces valeurs de mesure, nous avons superposés celles obtenues par le calcul en utilisant des valeurs de paramètres (Tableau III-2) proches de celles de l'expérience.

Puissance moyenne laser	5 mW
Pertes optiques	8 dB
Résistance de charge	50 Ohms
Bande de réception	400 MHz
Sensibilité de la photodiode	0.7 A/W
RIN du laser	-150 dB/Hz

Tableau III-2: Paramètres de calcul

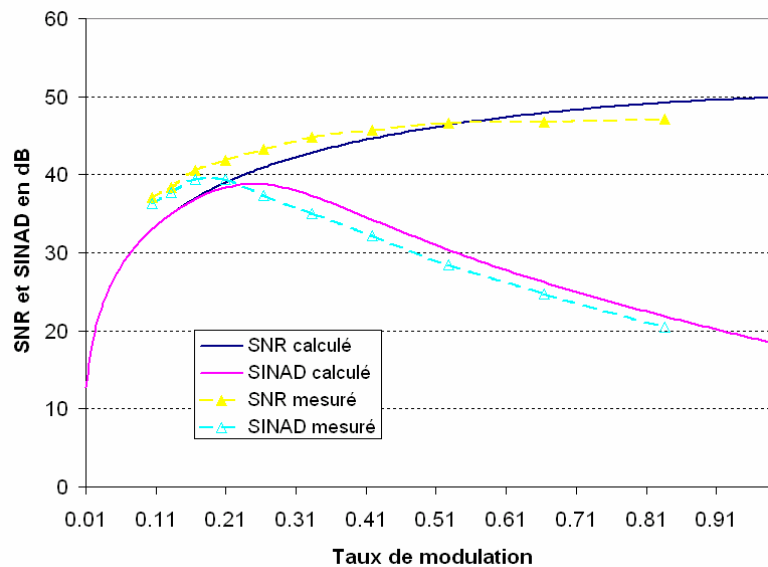


Figure III-7: Comparaison des valeurs de SNR et de SINAD calculées et mesurées.

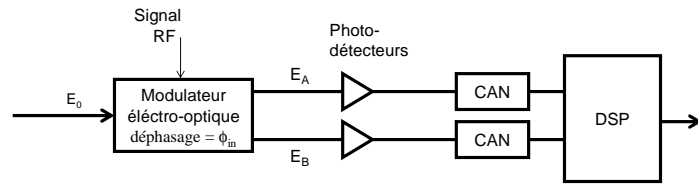
Nous constatons sur la Figure III-7, à quelques incertitudes de mesure près, une similitude de comportement entre les valeurs mesurées et celles calculées. C'est-à-dire que pour de faibles valeurs de taux de modulation, le SNR et le SINAD se confondent alors que pour de fortes valeurs de taux de modulation, le SINAD se dégrade par rapport au SNR. Cette dégradation est le fait des distorsions qui restent prépondérantes aux forts taux de modulation. Cette similitude entre les valeurs mesurées et celles calculées valide ainsi le modèle théorique précédent.

A ce stade de notre étude, nous pouvons conclure qu'une architecture de CANO offre de réelles possibilités de conversion analogique numérique rapide à condition bien sûr de lever les verrous liés à la non linéarité de la fonction de transfert de modulation et au fort niveau de bruit d'intensité (RIN) des sources lasers à impulsions. Cette constatation tient de l'analyse bibliographique effectuée au chapitre précédent et de l'étude théorique et expérimentale que nous venons de mener dans le présent chapitre. Le choix de l'architecture définitive du CANO que nous envisageons de développer doit intégrer des techniques de linéarisation et éventuellement de réduction du fort niveau de RIN des sources laser pour espérer tendre vers notre objectif de 10 bits effectifs.

III.3 . Choix de l'architecture du CAN optique à réaliser

III.3.1 Choix de la technique

Dans l'étude bibliographique du chapitre 2, nous avons vu que la technique de décodage de phase combine les opérations de conversion analogique numérique et celle de linéarisation de la fonction de transfert de modulation. Elle permet également selon les auteurs, une réduction de l'influence des bruits d'intensité des sources lasers. Ces différentes potentialités nous fondent à porter notre choix sur cette technique. Nous rappelons dans ce qui suit le principe de fonctionnement de cette technique de décodage de phase dans sa forme traditionnelle (Figure III-8).



Principe du codage de phase

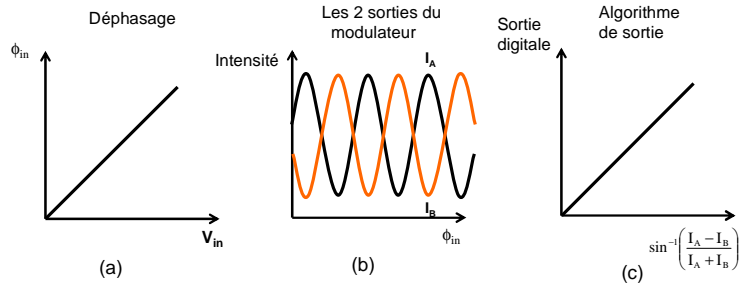


Figure III-8: Schéma de principe de la technique de codage de phase

Elle utilise un modulateur électro-optique à deux sorties complémentaires sur lequel est appliqué le signal RF à numériser. Ces deux sorties sont ensuite détectées séparément et numérisées par 2 CANs électroniques conventionnels. Les deux sorties numérisées sont utilisées pour estimer le déphasage ϕ_{in} introduit sur un bras de l'interféromètre par le signal appliqué. Ceci se fait par inversion de la fonction de transfert de modulation. On remonte ainsi à la tension appliquée en multipliant le déphasage par la quantité V_{π}/π . Ainsi de façon quantitative et en considérant une polarisation en quadrature, les sorties A et B du modulateur électrooptique s'écrivent de la manière suivante:

$$E_A = \frac{E_0}{2} (1 - \sin(\phi_{in})) \quad (\text{III-10})$$

$$E_B = \frac{E_0}{2} (1 + \sin(\phi_{in})) \quad (\text{III-11})$$

Avec

$$\phi_{in} = \pi \frac{V_{in}(t)}{V_{\pi}} \quad (\text{III-12})$$

Où $V_{in}(t)$ est la tension appliquée au modulateur et V_{π} sa tension demi-onde. Après détection et numérisation des voies A et B, la tension $V_{in}(t)$ est récupérée de la manière suivante:

$$V_{in}(t) = \frac{V_{\pi}}{\pi} \sin^{-1}\left(\frac{E_A - E_B}{E_A + E_B}\right) \quad (\text{III-13})$$

Nous constatons effectivement à partir de la relation (III-13) que le signal V_{in} récupéré est une fonction linéaire du déphasage $\phi_{in} = \sin^{-1}(E_A - E_B / E_A + E_B)$. Nous allons maintenant effectuer une analyse critique de cette technique de conversion et sa fiabilité en tant que technique de linéarisation sera également traitée.

La technique de décodage de phase telle que présentée utilise 2 voies de détection et de numérisation qui, pour être efficace doivent avoir des lois de détection et de conversion les plus identiques possibles. Des études ont permis d'estimer l'influence des principales causes de défaut de conversion dans de tels systèmes. Ainsi, dans les références [III-17, III-18], des auteurs ont fourni des expressions prenant en compte les différences de loi de conversion de M convertisseurs fonctionnant en parallèle. Ils se sont appuyés sur l'hypothèse que les convertisseurs présentent chacun un gain dont la valeur est caractérisée par une variable aléatoire gaussienne centrée de variance σ_{gain}^2 . Ils considèrent aussi la présence d'un offset sur le résultat de la conversion, lui aussi représenté par une variance σ_{offset}^2 . Ils obtiennent alors un SNR qui s'exprime de la manière suivante:

$$SNR_{dB} = -10 \log_{10} \left(\sigma_{gain}^2 + \frac{2\sigma_{offset}^2}{A^2} \right) \quad (III-14)$$

Où A est l'amplitude du signal à numériser. On peut noter que le SNR obtenu est lié à l'amplitude du signal incident. Ce facteur risque d'être limitatif pour la numérisation de signaux de faibles niveaux. De plus, ce résultat semble indépendant du nombre M de convertisseurs utilisés. En fait, M intervient dans les variances dont les valeurs dépendent de la dispersion des gains et offset d'un convertisseur à l'autre. Les valeurs limites des écarts-types correspondants sont:

$$\sigma_{gain} = \frac{1}{\sqrt{SNR}} \quad \text{et} \quad \sigma_{offset} = \frac{A}{\sqrt{2SNR}} \quad (III-15)$$

Pour notre application où un SNR de 62 dB est demandé, ces valeurs d'écarts-type de gain et d'offset sont de 0.08% et 0.5 mV respectivement. Il est clair que pour des CANs électroniques disponibles en pratique, de telles précisions sont difficiles à atteindre.

L'influence de la non régularité des instants d'échantillonnage entre les différents CANs fonctionnant en parallèle peut être évaluée par un raisonnement analogue. On introduit une variable aléatoire qui définit les instants d'échantillonnages de tous les CANs et qui possède donc un écart-type σ_{clock} . Jeng obtient l'expression suivante dans la référence [III-19].

$$SNR_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{f_e}{\sigma_{clock} \cdot f_{RF}} \right) - 10 \log_{10} \left(\frac{M-1}{M} 4\pi^2 \right) \quad (\text{III-16})$$

Pour la technique de décodage de phase qui utilise 2 CANs électroniques et pour notre objectif de 62 dB, cet écart-type doit être précis comme 0.035%. Là encore, une telle précision de calibration pour des CANs électroniques fonctionnant en parallèle n'est pas évidente à mettre en œuvre.

En conclusion de cette partie, nous disons que le problème de déséquilibre entre les deux voies de détection et de numérisation utilisées dans la technique de décodage de phase doit être résolu pour ne pas qu'il limite les performances attendues de notre CANO.

III.3.2 Validation expérimentale de la technique de décodage de phase

Dans ce paragraphe, nous allons analyser expérimentalement les performances de la technique de décodage de phase par rapport à une technique classique de conversion analogique numérique optique. Comme ces techniques classiques utilisent un modulateur électro-optique à une voie, nous les appellerons par la suite technique à une voie contrairement au décodage de phase qui utilise un modulateur électrooptique à deux sorties.

III.3.2.1 Caractéristiques statique du modulateur électrooptique

La technique de décodage de phase telle que présentée précédemment ne peut être appliquée que si la représentation des sorties A et B par les relations (III-10) et (III-11) est valide d'une part et d'autre part, par la précision avec laquelle les quantités E_A et E_B sont mesurées. Pour mettre en évidence cette caractéristique, nous commençons par effectuer une mesure de la fonction de transfert statique de notre modulateur électrooptique à deux sorties. Le dispositif de caractérisation statique est indiqué sur la Figure III-9.

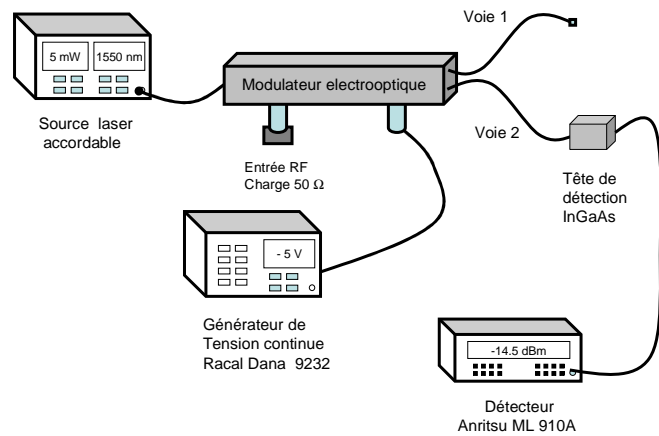


Figure III-9: *Dispositif de caractérisation en statique du modulateur électrooptique*

On envoie à l'entrée optique du modulateur, un signal de puissance moyenne 5 mW issu d'une source laser accordable à la longueur d'onde de 1550 nm. Sur l'entrée DC, un générateur de tension continue (Racal Dana 9232) fournit une tension que nous faisons varier entre ± 10 V par pas de 0.5 V et pour chaque valeur de la tension continue appliquée, on mesure simultanément la puissance optique en sortie des deux voies. Les courbes obtenues sont indiquées sur la Figure III-10.

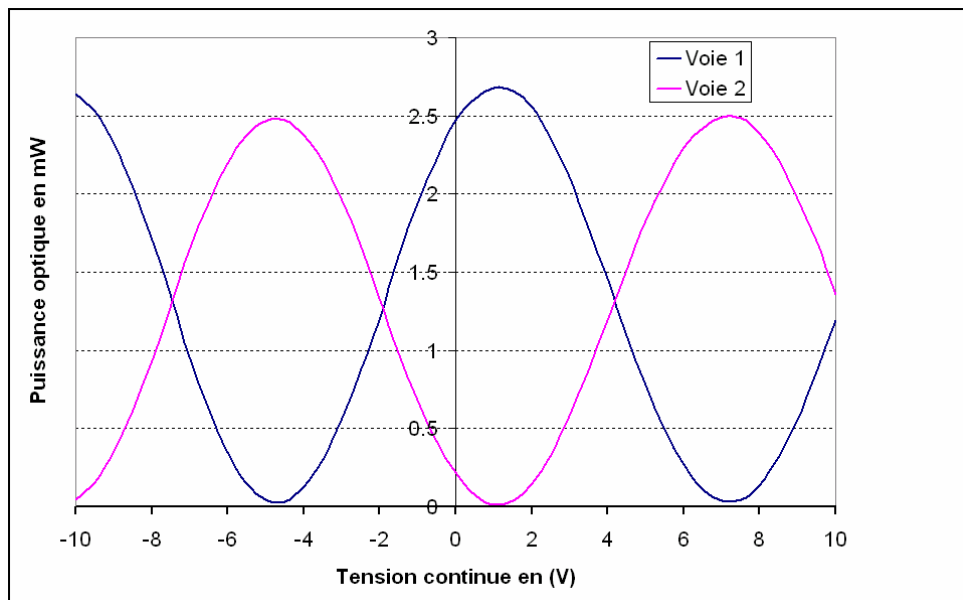


Figure III-10: *Caractéristiques statiques du modulateur électro-optique à deux sorties*

Nous constatons que les fonctions de transfert statique du modulateur pour les voies 1 et 2 ont une allure sinusoïdale et sont bien en opposition de phase. Ce qui prouve a priori que ce modulateur peut être utilisé pour une technique de décodage de phase. En revanche, une différence de niveau s’observe entre les deux voies. Nous avons estimé cette différence de niveau à environ 0.35 dB. Cette valeur reste dans l’ordre de grandeur des 0.5 dB annoncé par le fabriquant.

Il faut noter cependant que la caractérisation statique nous permet de mesurer la tension V_{π} du modulateur électro-optique qui est un paramètre très important pour l’application du décodage de phase. Nous avons estimé cette valeur à environ 5.5 V et elle nous permettra par la suite, après la détermination de la différence de phase de remonter à la valeur de la tension appliquée via la relation (III-13).

III.3.2.2 Caractéristique dynamique du modulateur électrooptique: Vérification de la technique de décodage de phase

La caractérisation en statique du modulateur électrooptique effectuée au paragraphe précédent a révélé deux voies en opposition de phase permettant l’application de la technique de décodage de phase. Nous allons maintenant vérifier ce comportement avec des signaux variant dans le temps. Pour cela nous réalisons le montage de la Figure III-11.

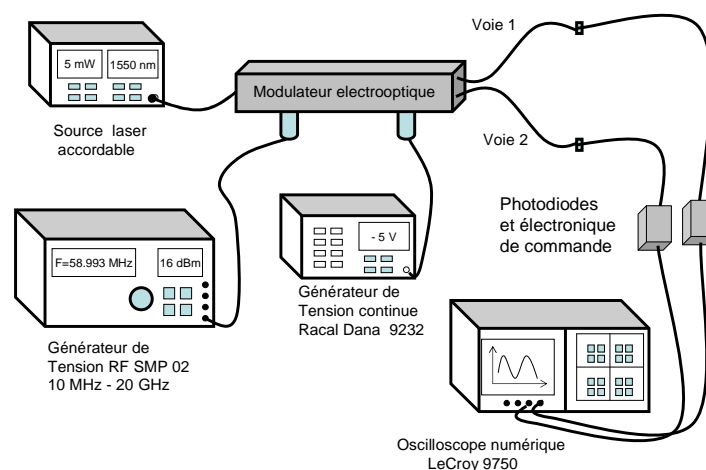


Figure III-11: Caractérisation en dynamique du modulateur électrooptique à deux sorties

Dans cette caractérisation dynamique, nous appliquons sur le modulateur électrooptique, un signal de fréquence 20 MHz et de puissance 16 dBm correspondant à un taux de modulation d'environ 50%. La tension continue de polarisation est fixée à 4.5 V, ce qui permet une polarisation sur la partie linéaire de la caractéristique de modulation et maintenir ainsi une égalité de puissance sur les deux sorties (à la différence de niveau près).

Les deux voies du modulateur sont ensuite envoyées séparément sur deux photodiodes de sensibilités d'environ 0.7 A/W. Pour permettre l'application de la technique de décodage de phase, les deux voies détectées sont numérisées séparément par notre oscilloscope numérique ultra rapide LeCroy. Les données numérisées vont être utilisées pour inverser la fonction de transfert de modulation et remonter ainsi à la valeur de la tension électrique appliquée.

Les résultats expérimentaux obtenus sont indiqués sur les Figure III-12 et III-13. Dans un premier temps sur la Figure III-12, nous avons représenté les signaux issus des deux voies du modulateur. Leur période est bien de 50 ns correspondant à celle du signal appliqué (20 MHz) et les deux voies sont également en opposition de phase permettant ainsi l'application de la technique de décodage de phase.

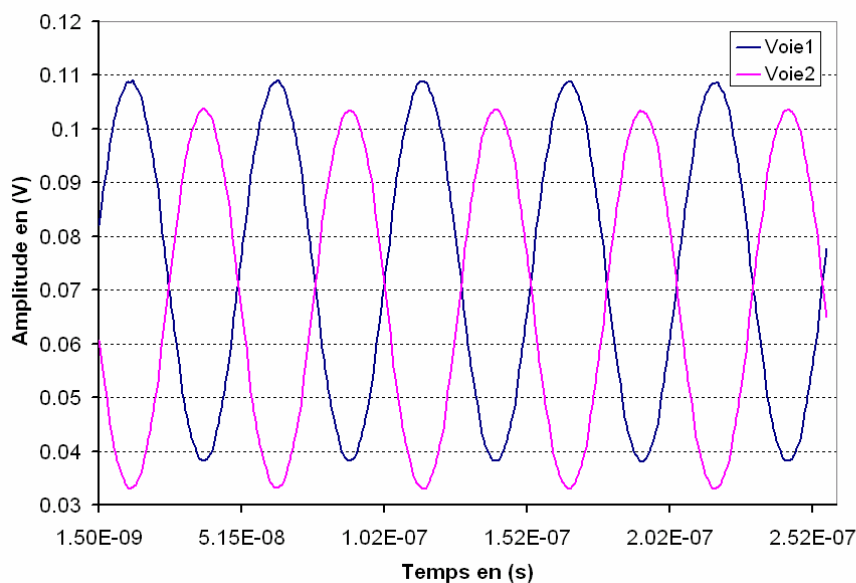


Figure III-12: Caractéristiques dynamiques du modulateur électrooptique à deux voies

Ensuite, en appliquant la relation (III-13), nous obtenons le graphique de la Figure III-13. La période du signal V_{out} décodée est de 50 nanosecondes (20 MHz), ce qui correspond bien à celle du signal V_{in} appliqué sur le modulateur électrooptique. Aux erreurs de mesure près, ce signal décodé est en principe équivalent à celui appliqué sur le modulateur.

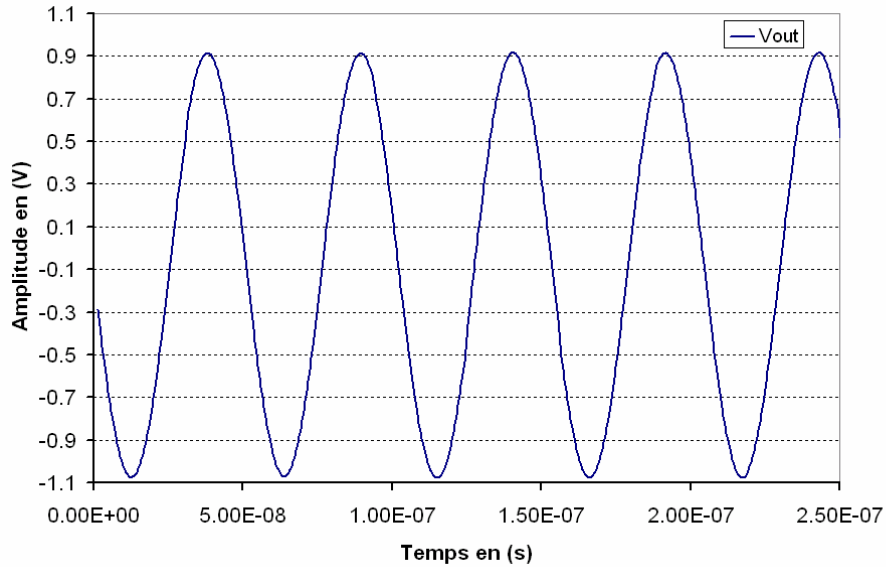


Figure III-13: Signal V_{out} obtenu par décodage de phase

III.3.3 Analyse expérimentale des performances du décodage de phase

Nous venons de valider dans le paragraphe précédent, le principe du décodage de phase aussi bien en statique qu'en dynamique. Reste maintenant à analyser les potentialités de cette technique par rapport à une structure classique de conversion analogique numérique. Comme nous l'avons déjà signalé, nous désignerons désormais par "technique de modulation à une voie", toute structure comme celle de la Figure III-1 qui réalise une modulation d'intensité à l'aide d'un modulateur à une sortie et par "technique de décodage de phase" celle qui utilise un modulateur à deux sorties. La technique de décodage de phase bien qu'elle réalise également une modulation d'intensité utilise par contre les deux sorties complémentaires pour estimer la différence de phase induite par le signal électrique appliqué. D'où son nom de technique de codage de phase ou de décodage de phase car c'est la phase décodée qui permet de remonter à la valeur de la tension appliquée.

Les raisons qui ont milité en faveur du choix de cette technique sont la linéarisation de la fonction de transfert de modulation et également son insensibilité supposée au bruit d'intensité des sources laser car la relation (III-13) permettant d'estimer la tension appliquée est indépendante de la puissance optique incidente. De plus, cette linéarisation est limitée uniquement par la précision avec laquelle les signaux issus des voies 1 et 2 du modulateur électrooptique sont mesurés et représentés par les équations (III-11) et (III-12)

respectivement. Aussi, toute imprécision sur le point de polarisation introduit simplement une tension d'offset sans influencer la fiabilité de la technique.

Dans le présent paragraphe, nous allons analyser de façon expérimentale ces différentes potentialités ci-dessus énumérées. Les performances obtenues pour le décodage de phase seront systématiquement comparées à celles de la modulation à une voie. Le dispositif expérimental utilisé est celui de la Figure III-1 précédente.

III.3.3.1 Caractérisation de l'oscilloscope numérique LeCroy 9360

L'oscilloscope numérique LeCroy 9360 dont nous disposons à un taux de numérisation maximale de $5 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$ réparti sur deux voies d'acquisition possibles. Chaque voie d'acquisition comporte un CAN flash 8 bits et la bande passante de l'oscilloscope est de 600 MHz. Les 8 bits de conversion lui confère une dynamique théorique de mesure d'environ 48.4dB et le SNR théorique maximal est de 50dB. Ces valeurs constituent nos références de mesure et les performances obtenues seront comparées à ces dernières.

Nous avons commencé par mesurer le nombre de bits effectifs de l'oscilloscope numérique. Pour cela, un signal de fréquence 58.593750 MHz issu de la source SMP02 est envoyé directement sur l'oscilloscope. Nous avons fixé la puissance du signal à 16 dBm, ce qui correspond à une amplitude crête à crête d'environ 2 V compatible avec la tension de pleine échelle du CAN de l'oscilloscope. La fréquence d'échantillonnage est maintenue à $1 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$. Les données numérisées sont ensuite traitées par FFT et le spectre obtenu est indiqué sur la Figure III-14 dans la bande $f_c/2$.

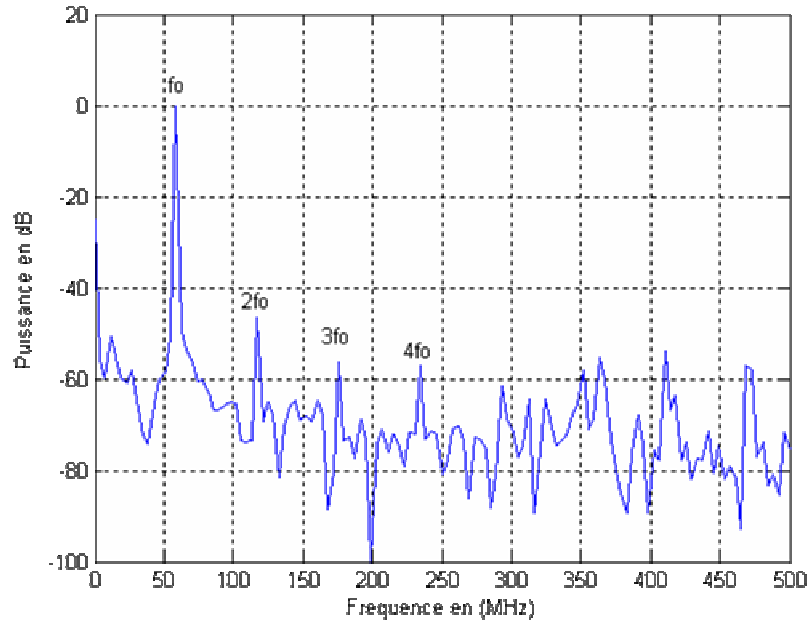


Figure III-14: Caractéristique spectrale d'un signal de fréquence 58.593750 MHz, numérisé par l'oscilloscope LeCroy 9360.

A partir de cette caractéristique spectrale, nous mesurons une SFDR de 46.54dB alors que la dynamique théorique prévue est de 48.16dB pour une conversion sur 8 bits. Cette valeur de SFDR reste dans l'ordre de grandeur de celle prévue par la théorie car dans le chapitre I, nous avons vu que la différence moyenne entre le nombre de bits effectifs théoriques calculés à partir de la SFDR et celle mesurée était d'environ 0.5. La différence entre le nombre de bits effectifs théoriques et celui mesurés est ici de 0.25 compatible avec nos précédentes prévisions.

Dans un second temps et toujours à partir du spectre précédent, nous avons effectué un calcul du rapport signal à bruit (SNR) et du rapport signal à bruit plus les distorsions (SINAD). Ce qui donne les valeurs respectives de 38.94 dB (6.18 bits effectifs) et de 37.9 dB (6 bits effectifs). Pour ce qui est du SNR, nous constatons une différence de 10.98 dB, soit 1.5 bits effectifs avec le SNR théorique. Ici également, cette différence de 1.5 bits effectifs concorde avec celle que nous avons signalé au chapitre I entre le nombre de bits matériels N d'un numériseur et son nombre de bits effectif N_{eff} . Ainsi si l'on fixe comme objectif de réaliser une numérisation sur 10 bits, il faut disposer d'un CAN qui affiche au minimum 12 bits matériels. De plus l'écart entre le SINAD et le SNR mesuré est d'environ 1 dB (soit 0.16 bits effectifs). Ce qui reste relativement faible et prouve que les non linéarités de notre

système seront celles en amont de l'oscilloscope et principalement celles du modulateur électrooptique si l'on travaille en retrait de la puissance de saturation des photodiodes.

Les performances dynamiques (SNR, SFDR et SINAD) de l'oscilloscope numérique ainsi calculées vont constituer les valeurs de référence de nos mesures. Nous comparerons les résultats obtenus par décodage de phase avec ceux d'une modulation à une voie d'une part et d'autre part, avec ceux fournis par l'oscilloscope.

III.3.3.2 Caractérisation du décodage de phase en mode monoporteuse.

L'onde monoporteuse est le signal de test fondamental permettant de sonder les potentialités de base d'un système non linéaire. Comme nous l'avons maintes fois signalé, la fonction de transfert non linéaire du modulateur électrooptique va induire des distorsions qui peuvent dégrader fortement les performances dynamiques du CAN optique. Afin de montrer l'aptitude de la technique de codage de phase à réduire l'influence de ces distorsions, nous utilisons dans une première approche, des caractéristiques monoporteuses simples à mettre en œuvre.

Pour cela, on applique sur notre modulateur électrooptique un signal de fréquence f_0 identique à celui utilisé pour la caractérisation de l'oscilloscope numérique (Figure III-15). Après détection par les photodiodes et numérisation par les CANs électroniques de l'oscilloscope, nous effectuons une analyse comparée des spectres obtenus par décodage de phase et ceux obtenus avec un modulateur à une voie. Le montage de la Figure III-15 est utilisé pour les deux techniques. Pour le décodage de phase, nous utilisons les deux voies du modulateur électrooptique et pour la modulation à une voie, une seule des voies est utilisée. La tension de polarisation est fixée à 4.5 V de sorte à permettre une polarisation sur la partie linéaire de la caractéristique. Pour choisir cette tension de polarisation, les deux sorties du modulateur sont envoyées successivement sur un analyseur de spectre électrique de sorte à minimiser le niveau de l'harmonique 2 du signal appliqué sur ce dernier.

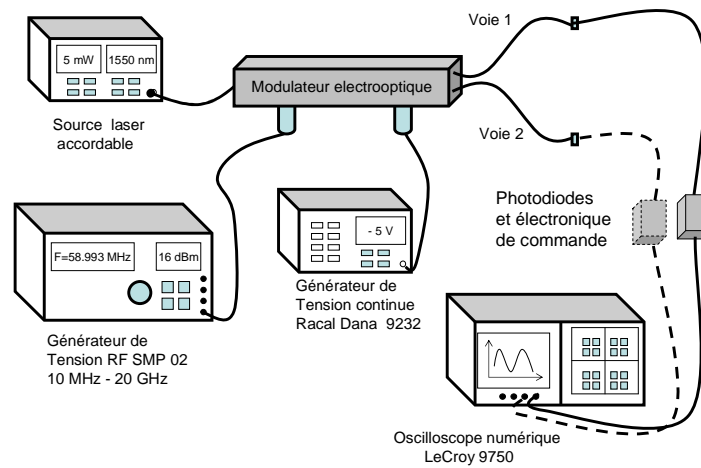


Figure III-15: Dispositif expérimental réalisé pour le codage de phase et la modulation à une voie

Sur les graphiques de la Figure III-16 et la Figure III-17, nous avons représentés les spectres obtenus dans le cas de la modulation à une voie et celui obtenu dans le cas du décodage de phase respectivement. Le signal appliqué à une fréquence f_0 de 58.593750 MHz. La puissance de ce signal est de 19 dBm, ce qui correspond à un taux de modulation d'environ 73%. La puissance optique à l'entrée du modulateur est fixée à 5 mW. La fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope est toujours maintenue à 1 G_{éch}/s et la représentation spectrale est donnée dans la bande $f_0/2$.

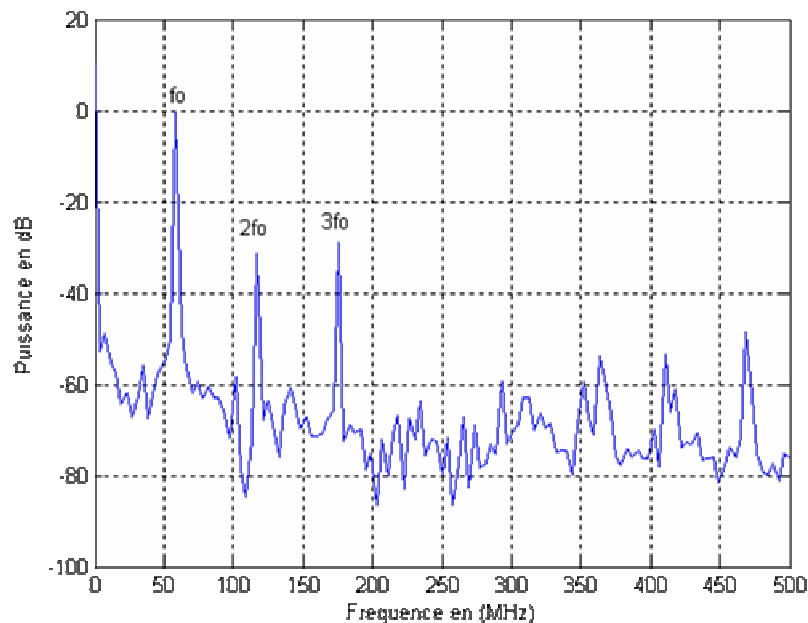


Figure III-16: Spectre obtenu pour la modulation à une voie (Puissance laser = 5 mW et taux de modulation = 73%)

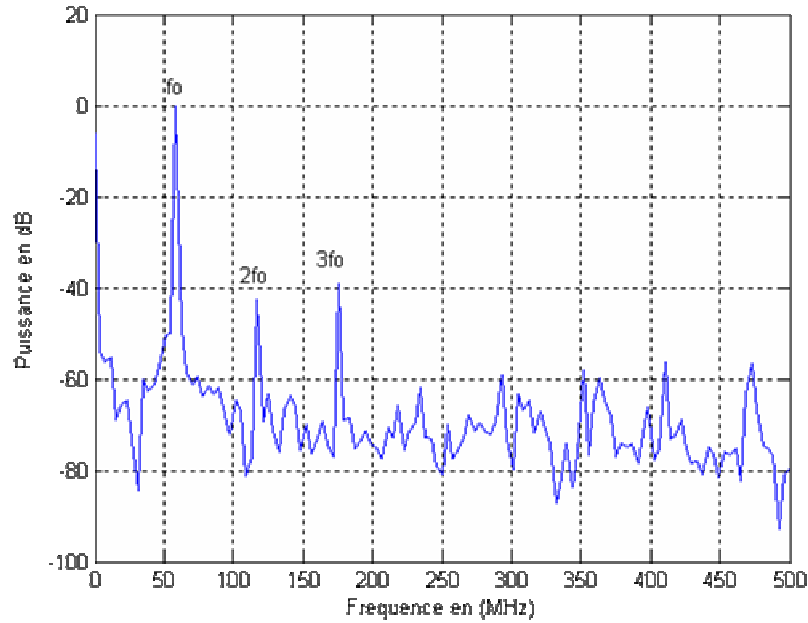


Figure III-17: Spectre obtenu pour le codage de phase (*Puissance laser = 5 mW et taux de modulation = 73%*)

Nous constatons sur la Figure III-17 une réduction des niveaux d'harmoniques 2 ($2f_0$) et 3 ($3f_0$) dans le spectre obtenu par décodage de phase. Pour l'harmonique 3 qui est le niveau le plus élevé, une réduction d'environ 10dB est observé. Ce qui correspond à une SFDR de l'ordre de 39dB pour cette technique (Figure III-17) alors que cette SFDR est de 29dB pour la modulation à une voie (Figure III-16). Il faut noter cependant que les niveaux de distorsions dépendent du taux de modulation et les valeurs de SFDR signalées précédemment sont relatives au taux de 73%. Ainsi, nous avons analysé pour d'autres valeurs du taux de modulation, les valeurs de SFDR dans le cas du décodage de phase et celui de la modulation à une voie. Les résultats obtenus sont indiqués sur la Figure III-18.

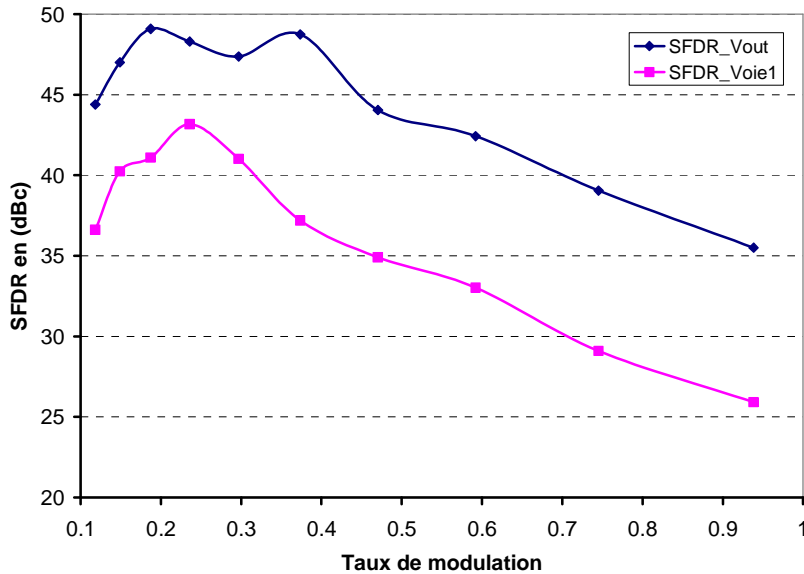


Figure III-18 : SFDRs mesurées en fonction du taux de modulation pour le codage de phase (SFDR_Vout) et la modulation à une voie (SFDR_Voie1).

Il apparaît clairement sur la Figure III-18 que les valeurs de SFDR obtenues pour le décodage de phase (SFDR_Vout) sont plus élevées que celles obtenues pour la modulation à une voie (SFDR_Voie1). Ces fortes valeurs obtenues pour le décodage de phase s'expliquent par la réduction du niveau de distorsion due à cette technique. Par contre, on constate que la modulation à une voie à une SFDR maximale de 43dB observée pour un taux de modulation autour de 25%. Cette forte valeur pour la modulation à une voie est due au fait que pour ces faibles taux de modulation (< 30%), les distorsions sont moins importantes. Toutefois, quelque soit le taux de modulation, les performances du décodage de phase sont meilleures que celles de la modulation à une voie. Ce qui prouve que cette technique réduit raisonnablement l'influence des distorsions.

L'aptitude du décodage de phase à linéariser la fonction de transfert de modulation étant validée, nous allons maintenant vérifier son insensibilité supposée aux bruits des sources lasers. Pour cela, nous effectuons une mesure du SNR sans tenir compte des distorsions. Nous avons effectué cette mesure du SNR pour différentes valeurs du taux de modulation. La courbe obtenue est indiquée sur la Figure III-19. Sur cette figure, la courbe obtenue pour le décodage de phase (SNR_Vout) présente quelques gains en dB par rapport à celle de la modulation à une voie. Ce gain atteint quelque fois 5dB pour les conditions qui sont celles de notre expérimentation et il diminue au fur et à mesure que le taux de modulation augmente.

Nous expliquons le gain obtenu par la technique de codage de phase par le fait que elle réduit l'influence des bruits de la source laser.

De plus, en comparant cette courbe à celle de la Figure III-18 précédente, on constate que le décodage de phase reste efficace pour certaines valeurs du taux de modulation. Ces valeurs de taux de modulation comme nous le verrons plus loin (dans la théorie relative au décodage de phase) se situent en dessous de 50 voire 60%. Pour illustrer la dégradation des performances dynamiques du décodage de phase au fort de modulation, nous avons effectué une mesure du SINAD pour différentes valeurs de taux de modulation (Figure III-20).

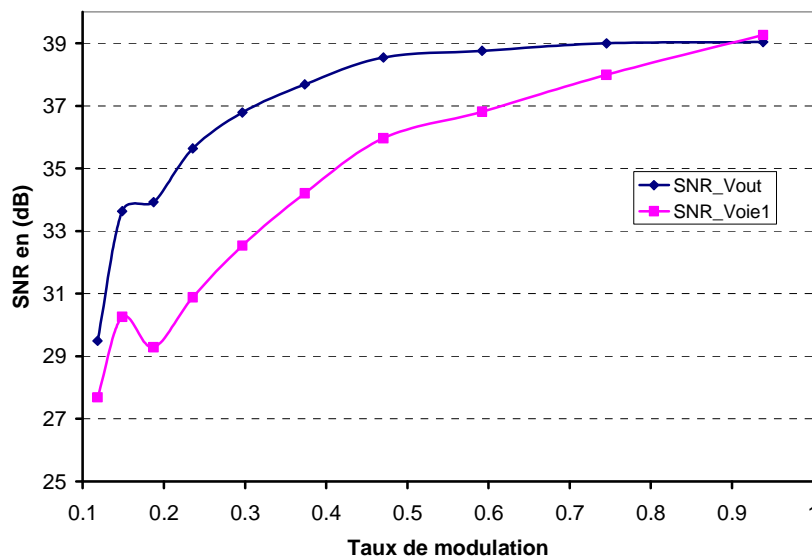


Figure III-19: SNRs mesurés en fonction du taux de modulation (Puissance laser = 5 mW)

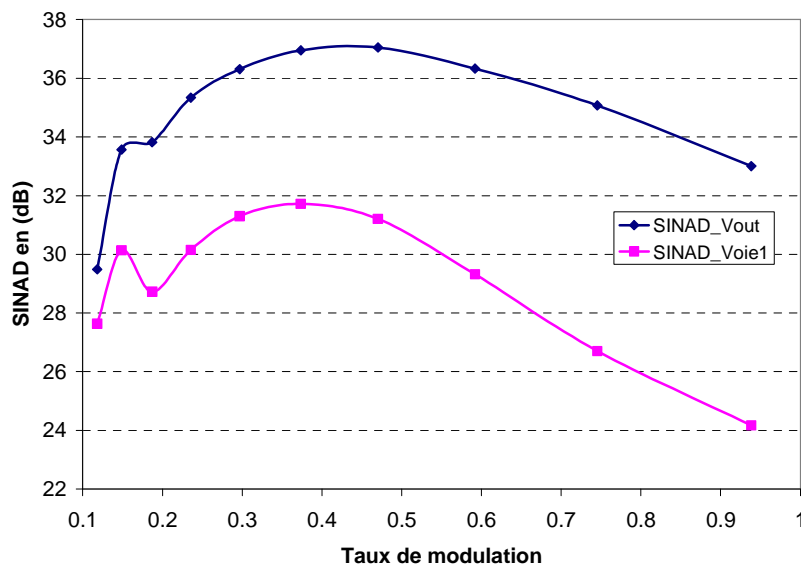


Figure III-20: SINADs mesurés en fonction du taux de modulation (Puissance laser = 5 mW)

Ici encore, nous observons que les performances SINAD du décodage de phase sont meilleures que celles de la modulation à une voie. De plus, pour ce décodage de phase, la plus forte valeur du SINAD est obtenue pour un taux de modulation autour de 50% et pour des taux supérieurs, ce SINAD se dégrade. Ce qui confirme ce que nous avons signalé plus haut à savoir que le décodage de phase reste efficace pour certaines valeurs du taux de modulation.

Nous venons d'effectuer une caractérisation en mode monoporteuse qui nous a permis de mettre en évidence l'efficacité de la technique de décodage de phase par rapport à une technique classique de conversion analogique numérique optique qui utilise un modulateur à une voie. Cette efficacité a concerné l'aptitude du décodage de phase à réduire les distorsions d'harmoniques d'une part et d'autre part, à réduire également l'influence des bruits issus de la source laser.

Il faut noter par ailleurs que la caractérisation en mode monoporteuse permet également de choisir une zone de fonctionnement optimale pour le système et ce, quelque soit la technique utilisée (codage de phase où modulation à une voie). Ces zones de fonctionnement correspondent aux valeurs de taux de modulation qui optimisent les performances dynamiques comme le montre les graphiques de la Figure III-21.

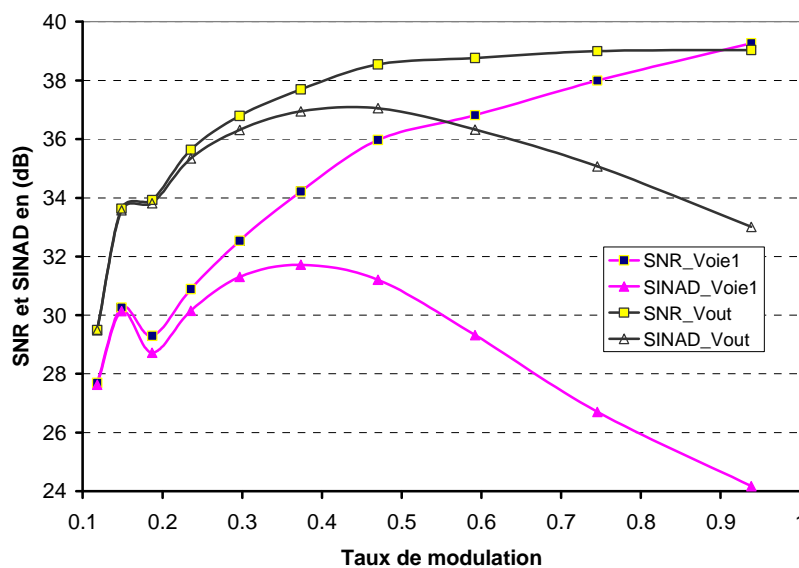


Figure III-21: SNRs et SINADs en fonction du taux de modulation

Ces zones de fonctionnement optimales correspondent à la valeur du taux de modulation pour laquelle les courbes de SINAD se détachent de celle de SNR d'environ 1 ou 2 dB. C'est l'équivalent des points de compression à 1 dB ou 2 dB de gain des dispositifs électroniques non linéaires. Il permet d'apprécier qualitativement la courbe de la caractéristique SINAD en

fonction du taux de modulation en zone de compression dont l'impact est fort sur le compromis dynamique-linéarité. Ainsi sur la Figure III-21 et pour la technique de décodage de phase, le taux de modulation doit être de l'ordre de 50% alors que ce taux correspond à environ 30% dans le cas de la modulation à une voie.

La caractérisation en mode monoporteuse que nous venons d'effectuer n'est pas suffisante pour prédire finement le comportement du système en présence de signaux modulés. Pour cela, une étape supplémentaire consiste à utiliser des signaux de test possédant deux ou plusieurs porteuses non modulées ainsi que leurs critères de linéarités associés.

III.3.3.3 Caractérisation en mode biporteuse

Cette caractérisation consiste à utiliser un signal de test composé de deux porteuses sinusoïdales non modulées de fréquences proches. Ce signal d'entrée est décrit analytiquement par l'expression suivante:

$$S_{RF}(t) = V_1 \sin(2\pi f_1 t) + V_2 \sin(2\pi f_2 t) \quad (\text{III-17})$$

Lorsqu'on applique ce signal sur un modulateur électrooptique dont la fonction de transfert est de type sinusoïdale, on obtient l'expression suivante:

$$T(t) = \frac{P_0}{2} \left(1 + \cos \left(\pi \frac{V_{DC}}{V_\pi} + \frac{\pi}{V_\pi} (V_1 \sin(2\pi f_1 t) + V_2 \sin(2\pi f_2 t)) \right) \right) \quad (\text{III-18})$$

Où V_{DC} est la tension continue de polarisation et P_0 la puissance optique incidente. Un développement de l'expression précédente par l'utilisation des fonctions de Bessel conduit à la forme générale suivante [III-20]:

$$T(t) = \cos \left(\pi \frac{V_{DC}}{V_\pi} \right) \sum_n \sum_m J_n \left(\frac{\pi V_1}{V_\pi} \right) J_m \left(\frac{\pi V_2}{V_\pi} \right) \cos(2\pi n f_1 t \pm 2\pi m f_2 t) \quad (\text{III-19})$$

Avec $n, m = 0, \pm 1, \pm 2$ où l'ordre des termes résultants est donnée par $|n| + |m|$ avec $m+n=I$. Un développement et un réarrangement de l'expression (III-19) permettent d'obtenir:

$$\begin{aligned} T(t) &= \left\{ \cos \left(\pi \frac{V_{DC}}{V_\pi} \right) J_0 \left(\frac{\pi V_1}{V_\pi} \right) J_0 \left(\frac{\pi V_2}{V_\pi} \right) \right. & n = m = 0 \\ & (\pm)^n 2 \cos \left(\pi \frac{V_{DC}}{V_\pi} \right) J_n \left(\frac{\pi V_1}{V_\pi} \right) J_m \left(\frac{\pi V_2}{V_\pi} \right) \cos(n 2\pi f_1 \pm m 2\pi f_2) t & n + m \text{ paire (III-20)} \\ & \left. - (\pm)^{n+1} 2 \sin \left(\pi \frac{V_{DC}}{V_\pi} \right) J_n \left(\frac{\pi V_1}{V_\pi} \right) J_m \left(\frac{\pi V_2}{V_\pi} \right) \sin(n 2\pi f_1 \pm m 2\pi f_2) t \right. & n + m \text{ impaire} \end{aligned}$$

Nous constatons que le signal résultant est composé d'un terme continu et d'une série de termes à des fréquences d'intermodulations. Ces fréquences d'intermodulations retombent la plupart du temps dans la bande de fonctionnement du système et contribuent ainsi à dégrader fortement ces performances. Les composantes spectrales les plus significatives sont les intermodulations d'ordre 3, 5, 7 et elles correspondent aux fréquences $2f_1-f_2$ (où $2f_2-f_1$), $3f_1-2f_2$ (où $3f_2-2f_1$) respectivement.

De même que pour la caractérisation en monoporteuse, pour montrer l'aptitude de la technique de décodage de phase à réduire les distorsions d'intermodulations on réalise le même montage que celui de la Figure III-15. En lieu et place du signal à une porteuse, nous envoyons un signal à deux porteuses. La source RF dont nous disposons (*SMP02 Rhodes&Schwarz 10MHz-20 GHz*) ne permet pas d'obtenir un tel signal. Ainsi, nous avons couplé le signal issu de cette source avec celui d'une autre source basse fréquence (*SRS Model DS 345 30 MHz*). La différence de précision entre les deux sources utilisées nous a amenés à calibrer la source *SRS* sur la *SMP02*, cette dernière étant notre source de référence. La calibration à consister en l'égalisation des niveaux de puissances issues de ces deux sources de sorte à attaquer notre modulateur électrooptique à l'aide de deux porteuses d'égales amplitude.

Nous avons fixé ensuite les fréquences f_1 et f_2 des deux porteuses à 27.343750 MHz et 31.250000 MHz respectivement. Soit une différence de fréquence d'environ 3.906250 MHz. Pour capter un nombre suffisant d'enveloppes de ce signal, nous avons augmenté la durée d'acquisition, ce qui a eu pour conséquence de réduire la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope à 100 M_{éch}/s. Nous avons maintenu la puissance optique à l'entrée du modulateur à la valeur de 5 mW. La puissance RF est de l'ordre 10 dBm, ce qui correspond à un taux de modulation d'environ 30%. A l'aide des données numérisées, nous avons effectué une FFT aussi bien pour la technique de décodage de phase que de celle de la modulation à une voie. Les spectres obtenus sont représentés sur les Figure III-22 et Figure III-23.

Ici également, nous avons limité la représentation spectrale à la bande $f_c/2$ soit 50 MHz. Nous constatons une réduction du niveau d'harmonique le plus élevé dans le cas de la technique de décodage de phase. Ce qui correspond à une SFDR de 45.20dB alors que cette SFDR est de 36.10dB pour la modulation à une voie, soit un gain en linéarité d'environ 10dB. Cette valeur est proche de celle obtenue dans la caractérisation en mode monoporteuse et traduit la linéarité du décodage de phase par rapport à une technique classique de conversion analogique numérique optique. Cette valeur de 10 dB correspond à une augmentation en bits

effectifs de l'ordre de 1.5. Ce qui est loin d'être négligeable pour notre application où une plus grande dynamique est recherchée.

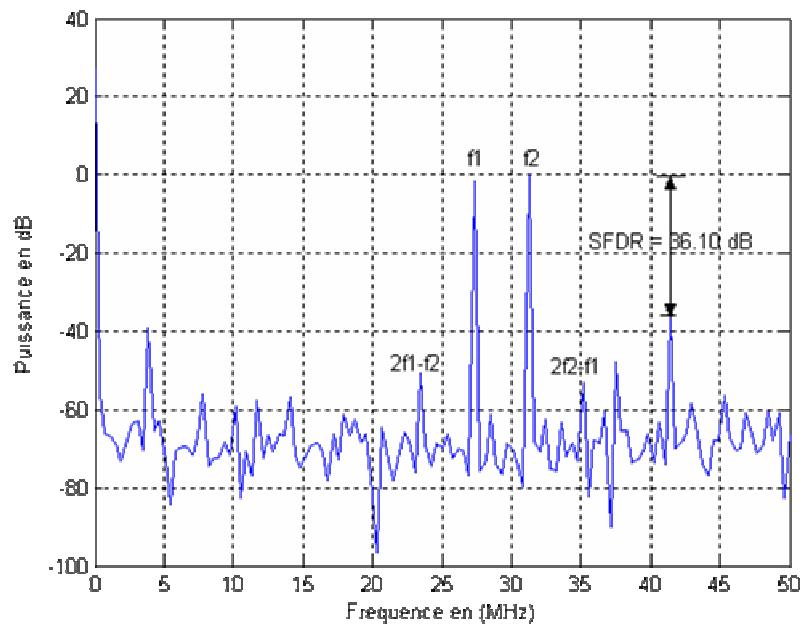


Figure III-22: Spectre obtenu dans le cas d'une modulation à une voie ($f_1 = 27,343750$ MHz et $f_2 = 31,250000$ MHz pour $m = 30\%$)

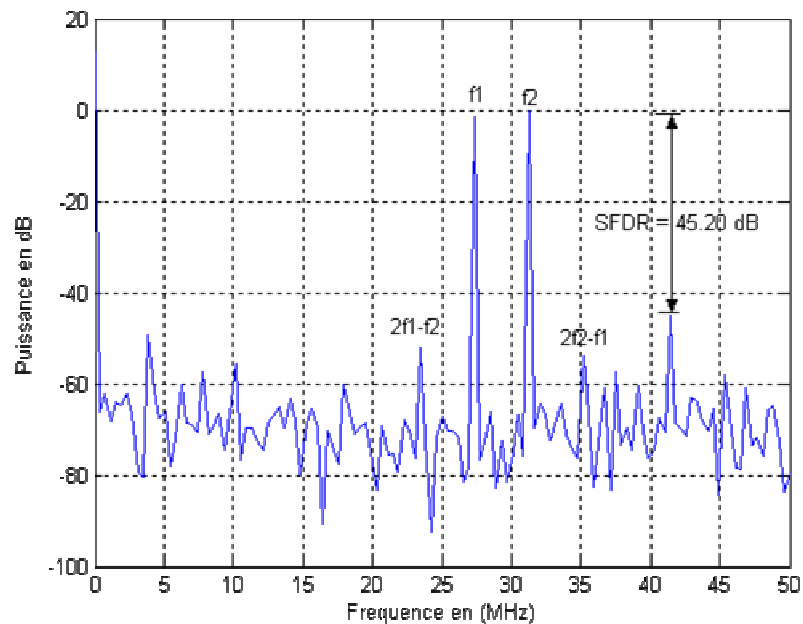


Figure III-23: Spectre obtenu dans le cas du codage de phase ($f_1 = 27,343750$ MHz et $f_2 = 31,250000$ MHz pour $m = 30\%$)

Comme le gain en linéarité dépend du taux de modulation, nous avons effectué une mesure pour différentes valeurs de ce taux de modulation. L'évolution obtenue est indiquée sur le graphique de la Figure III-24.

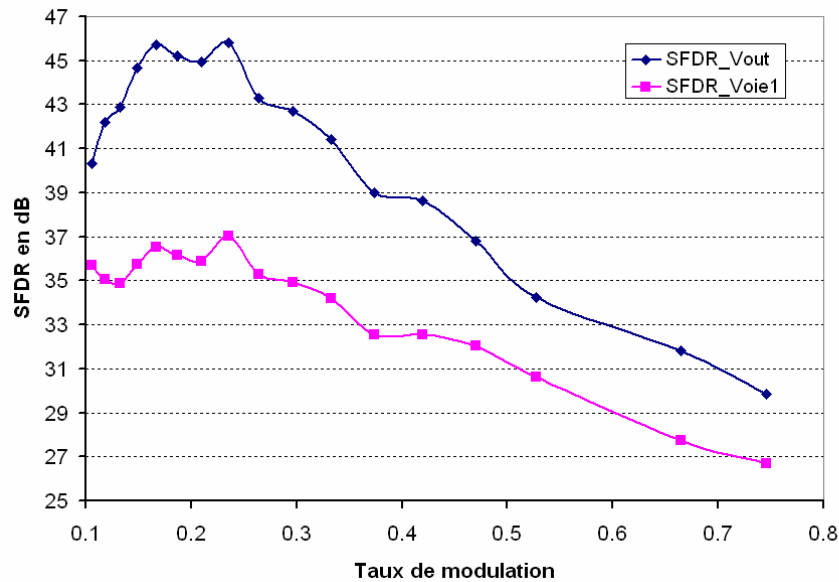


Figure III-24: SFDR en fonction du taux de modulation pour un test en biphase dans le cas du codage de phase et de la modulation à une voie.

Nous observons sur ce graphique que les fortes valeurs de gain en linéarité (entre 6 et 10dB) sont obtenues pour des taux de modulation inférieurs à 60%. Ce qui confirme le résultat obtenu en monoporteuse et traduit encore une fois la linéarité du décodage de phase par rapport à la modulation à une voie.

Nous avons également mesuré dans la situation en biphase le SINAD en fonction du taux de modulation. Les courbes obtenues sont indiquées sur la Figure III-25. Ici également, nous observons quelques gains en dB pour la technique de décodage de phase par rapport à la modulation à une voie. Nous remarquons cependant qu'au delà du taux de modulation de 50%, la dégradation est plus importante qu'en monoporteuse. Ce phénomène s'explique par le facteur d'augmentation de bruit (NEF) dont nous verrons la signification dans le paragraphe relatif à la théorie sur la technique de décodage de phase.

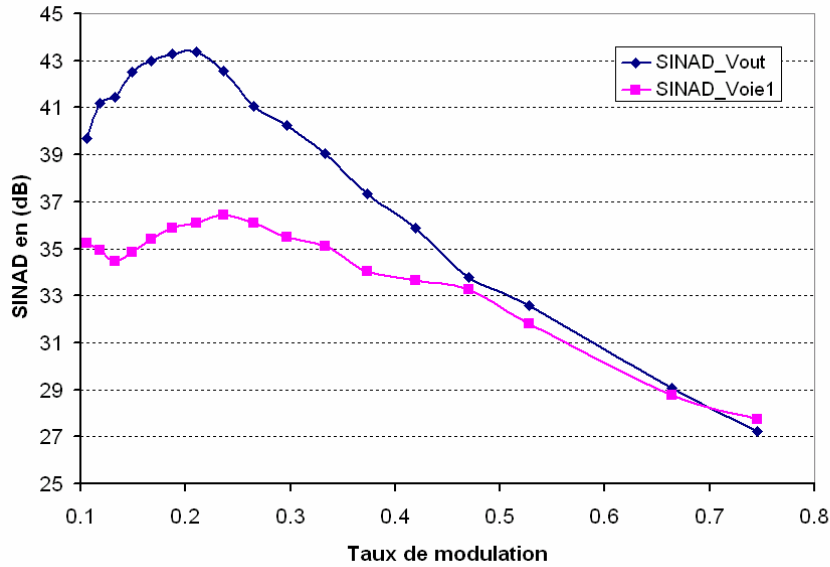


Figure III-25: SINADs en fonction du taux de modulation pour un test en biporteuse dans le cas du codage de phase (SINAD_Vout) et de la modulation à une voie (SINAD_Voie1)

Nous avons effectué également une mesure du SNR en fonction du taux de modulation et cela toujours en mode biporteuse (Figure III-26). Les résultats obtenus confirment ce que nous avons signalé plus haut.

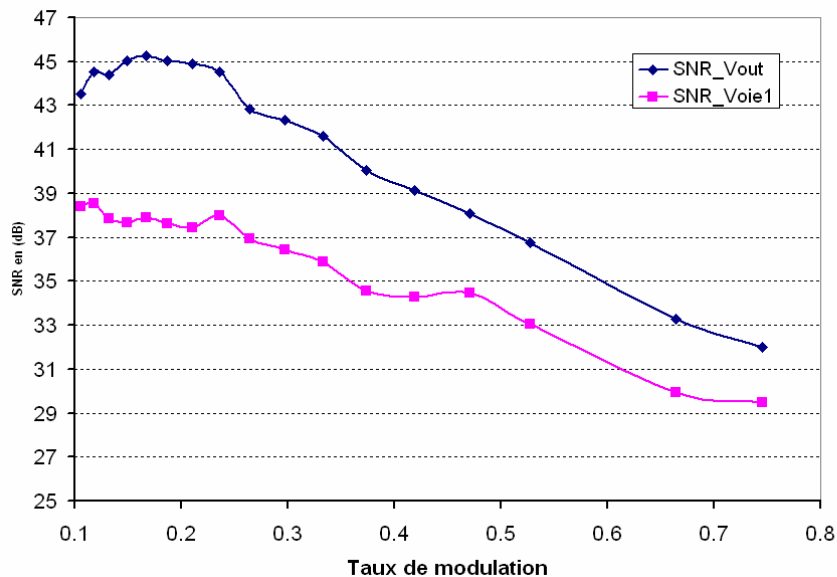


Figure III-26 : SNRs en fonction du taux de modulation pour un test en biporteuse dans le cas du codage de phase (SNR_Vout) et de la modulation à une voie (SNR_Voie1)

III.3.3.4 Conclusion sur les performances du décodage de phase

Nous venons de tester les potentialités de la technique de décodage de phase tant du point de vue de sa linéarité que de son insensibilité au bruit d'intensité des sources lasers. Ces potentialités ont été vérifiées en présence de signaux en mode monoporteuse et biporteuse. Il s'agit là de signaux de test simples à mettre en œuvre, mais ils ne sont pas représentatifs pour des applications de télécommunications fonctionnant en multiporteuses. Il est alors naturel d'utiliser un plus grand nombre de porteuses non modulées. On obtient dans ces conditions, un signal similaire à un bruit gaussien et les non linéarités génèrent un bruit d'intermodulation. Le rapport entre les puissances du signal utile et du bruit d'intermodulation porte le nom de NPR (*Noise Power Ratio*). Ce facteur de mérite est particulièrement utilisé pour les applications spatiales et présente l'avantage d'être proche des caractéristiques des signaux réellement utilisés ainsi que d'offrir un critère de linéarité intégrant les effets moyennés des intermodulations.

De plus les signaux réellement utilisés pour les applications peuvent être extrêmement complexes notamment dans le cas de multiporteuses modulées avec modulation de chacune de type QPSK, QAM, FSK, etc. A l'heure actuelle, de tels signaux ne sont pas utilisés lors des phases de conception des convertisseurs analogiques numériques. Seuls des signaux de test plus simple (monoporteuse et biporteuse) sont utilisés à cet effet.

Reste que les performances que nous venons de vérifier pour le décodage de phase sont encourageantes et nous fondent à porter notre choix sur cette technique pour la réalisation de notre convertisseur analogique numérique optique. Nous précisons par ailleurs que ces performances ont été vérifiées avec une source laser continue alors qu'en réalité, un CANO utilise un laser à impulsions dont les caractéristiques peuvent différer de celles de la source continue. Dans le choix de la solution technologique définitive, nous devrions tenir compte de cette particularité des sources impulsives de sorte à permettre un fonctionnement optimal de notre système.

III.3.4 Spécification des blocs élémentaires de l'architecture du CANO à développer

La technique de décodage de phase dans sa forme traditionnelle utilise deux voies de détection et de quantification parallèle qui peuvent limiter les performances dynamiques et compromettre ainsi l'objectif de 10 bits effectifs. Pour résoudre les problèmes éventuels de déséquilibre entre les deux voies, nous proposons une solution qui consiste à n'utiliser qu'une seule voie de détection et de quantification en combinant les deux via un coupleur 3 dB. Les signaux issus des deux voies, opposés en phase et devant être traités séparément, une ligne à retard d'une demi période du rythme des impulsions lasers est insérée sur une voie de sorte à sérialiser ces impulsions. Cette sérialisation aura pour conséquence d'imposer au CAN électronique un rythme double de celui que nécessiterait l'usage de deux CANs en parallèle, car désormais sur une période d'échantillonnage, il y aura deux impulsions.

On se rend compte très rapidement que pour ce type de solution, la fréquence de conversion du CAN optique sera très vite limitée par celle du CAN électronique. Mais pour notre application et en fonction des rythmes qui nous intéressent, les CANs électroniques disponibles sont aptes à y répondre. Par exemple pour des rythmes laser de 500 MHz, la sérialisation des deux voies va nécessiter un CAN électronique qui fonctionne à 1 GHz. Ce qui reste dans la possibilité des CANs électroniques actuels.

III.3.4.1 Génération I/Q par voie optique

Le signal à numériser est de type hyperfréquence porteur d'un spectre de bande B. Le but du jeu ici est d'échantillonner au rythme de ce signal utile et réaliser par la suite une démodulation de type I/Q de sorte à disposer directement sous forme numérique cette information utile. Dans notre architecture de CANO, il s'agira de générer deux signaux impulsionnels émis au rythme de ce signal utile, soit $f_e = (B/2)$ mais qui doivent être en quadrature de phase par rapport à la porteuse hyperfréquence f_0 , c'est-à-dire décalés temporellement d'une quantité $\Delta T_{I/Q} = 1/(4f_0)$. Un calcul d'ordre de grandeur de $\Delta T_{I/Q}$ est d'environ 8.33 ps pour une porteuse à 30 GHz. La Figure III-27 présente le chronogramme des signaux I et Q.

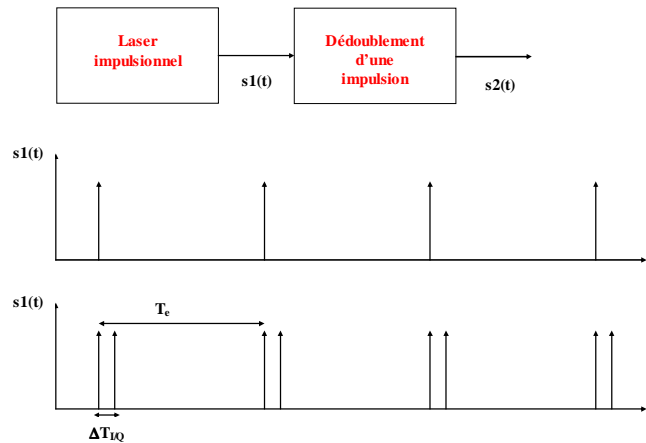


Figure III-27: Chronogramme des signaux *I* et *Q* dans un CANO

Le dédoublement du train d'impulsion initial peut être réalisé de plusieurs manières:

Interféromètre de Mach-Zendher

La plus simple est l'utilisation d'un interféromètre de Mach-Zendher (IMZ) déséquilibré afin de réaliser cette fonction par division d'intensité. La différence de longueur ΔL entre les deux bras de l'interféromètre doit être calculé de la manière suivante:

$$\Delta L = c/n * \Delta T_{IQ} \quad (\text{III-21})$$

Avec n l'indice de réfraction de la fibre ou du guide optique utilisé (≈ 1.5). Typiquement les longueurs sont de l'ordre de 1.5 mm pour une fréquence porteuse f_0 de 30 GHz. Ces valeurs sont incompatibles avec la réalisation d'un IMZ en fibre optique mais sont tout à fait envisageables en optique intégrée. Dans tous les cas, l'utilisation de deux coupleurs 3 dB en Y pour implémenter l'IMZ, induit obligatoirement des pertes d'insertion au moins égales à 7 dB ($2*3$ dB + pertes en excès) suivant la technologie d'optique intégrée utilisée. Le couplage fibre-microguide étant en général peu efficace.

Fibre biréfringente

Une deuxième solution pour réaliser une division d'amplitude est d'utiliser une fibre biréfringente (Figure III-28) qui permet de générer un retard entre les deux modes de polarisation guidés. La biréfringence des fibres à maintien de polarisation (PMF) permet d'atteindre des longueurs de battement de l'ordre de 1 mm. Cette longueur correspond à la longueur de fibre nécessaire pour déphaser les modes de polarisation l'un par rapport à l'autre de 2π . En première approximation, cela correspond à un retard égal à une longueur d'onde

soit environ $1.5 \mu\text{m}$. Un mètre de fibre peut suffire pour réaliser une différence de chemin parcourue de 1.5 mm suffisante pour nos applications.

La source laser doit exciter de manière identique les deux axes de polarisation de la PMF, simplement en excitant celle-ci à 45° de ses axes. La difficulté vient de l'utilisation de ses deux impulsions qui sont de polarisations rectilignes croisées. Celles-ci doivent être injectées dans le modulateur électrooptique qui fonctionne seulement suivant un axe de polarisation. La solution la plus simple est alors de croiser les axes neutres de la PMF avec l'axe de la polarisation active du modulateur. Les pertes induites sont donc de 3 dB seulement auxquelles se rajoutent éventuellement les pertes d'insertion du polariseur (1 dB).

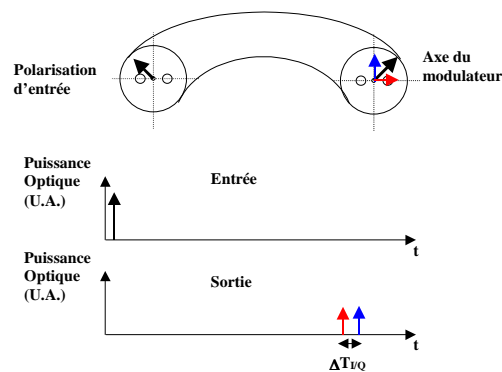


Figure III-28: Génération de deux impulsions décalées temporellement par une fibre biréfringente

Les limitations viennent de la capacité du système à isoler totalement les deux impulsions. Tout d'abord, sur quelques mètres d'une fibre bobinée, il n'est pas du tout garanti que l'on puisse conserver un niveau d'isolation entre les deux polarisations de l'ordre des 60 dB demandés. De plus, le polariseur de sortie doit présenter un taux d'extinction lui aussi au moins supérieur à cette valeur. Les polariseurs tout fibre sont limités à 45 dB environ, et les polariseurs en espace libre ne font pas beaucoup mieux (50-60 dB) en augmentant les pertes d'insertion, la fragilité mécanique et l'instabilité optique du système.

Séparation spectrale

Le troisième principe est celui de la séparation spectrale. Deux versions de ce principe existent et nous avons fait une analyse critique de chacune d'elle dans la référence [III-21].

Elles sont techniquement réalisables et elles sont basées sur la découpe temporelle par filtrage spectral (Figure III-29). Nous rappelons ici leurs principes.

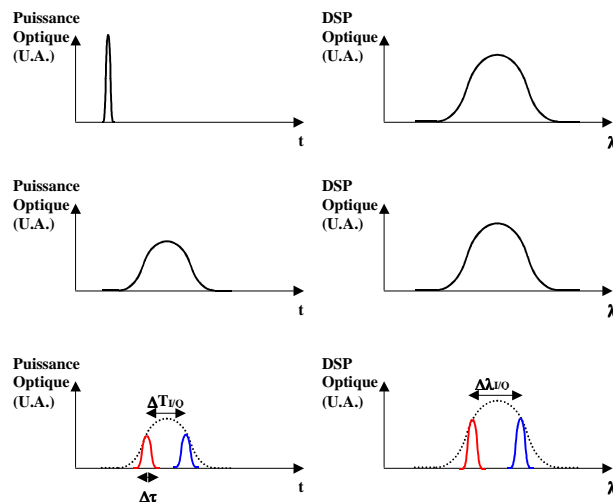


Figure III-29 : *Découpe temporelle par filtrage spectral.*

Version 1: Une impulsion issue de la source laser est dispersée de manière à présenter un glissement de fréquence optique (ou de longueur d’onde en première approximation). Un filtrage spectral double bande sélectionne deux impulsions ainsi séparées spectralement de $\Delta\lambda_{IQ}$ et temporellement de ΔT_{IQ} . La Figure III-30 présente son principe de fonctionnement

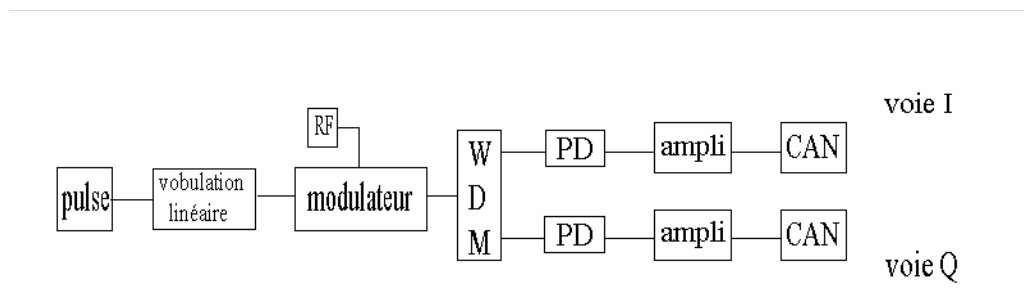


Figure III-30: *Schéma de principe de la version 1 (Source [III-22])*

Ici, deux remarques importantes sont à faire. D’une part, le rapport entre l’écart temporel ΔT_{IQ} et la durée $\Delta\lambda$ des deux impulsions ($\Delta T_{IQ} / \Delta\tau$) reste constant en cours de propagation dispersive. Il n’est pas forcément très sain de ne pouvoir contrôler individuellement ces deux paramètres. D’autre part, tout filtrage spectral induit des fortes pertes. En première approximation, l’énergie par impulsion est liée à l’énergie initiale par un

rapport $\Delta\tau/(2*\Delta T_{VQ})$, ce qui correspond environ à 12 dB (si on considère des durées $\Delta\tau=1$ ps et $\Delta T_{VQ}=8$ ps dans le meilleur des cas).

Un calcul précis en considérant des impulsions d'allure gaussienne peut être évalué de la manière suivante. Appelons $G_0(t)$ la répartition temporelle de puissance de l'impulsion avant filtrage:

$$G_0(t) = \frac{1}{\sqrt{\pi} \Delta\tau_0} e^{-\frac{t^2}{\Delta\tau_0^2}} \quad (\text{III-22})$$

Avec $\Delta\tau_0$ demie durée à $1/e^2$ de l'intensité maximale. Soit $G_1(t)$ la fonction de filtrage spectrale qui transparaît temporellement sous la forme d'un facteur d'allure gaussienne:

$$G_1(t) = e^{-\frac{t^2}{\Delta\tau_1^2}} \quad (\text{III-23})$$

Avec $\Delta\tau_1$ demie durée à $1/e^2$ de l'intensité maximale. Les pertes induites par l'opération de filtrage sont obtenues par le calcul du rapport de l'énergie de l'impulsion obtenue par rapport à l'initiale. Cela donne, sachant que $G_0(t)$ est normalisée:

$$P(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} G_0(t) * G_1(t) dt \right] \quad (\text{III-24})$$

Un calcul de la relation (III-24) en fonction du rapport entre ΔT_{VQ} et la demi durée de l'impulsion après filtrage $\Delta\tau_1$ ($\Delta T_{VQ}/\Delta\tau_1$) et cela paramétré par le rapport à $\Delta\tau_0/\Delta\tau_1$ est indiqué sur la Figure III-31.

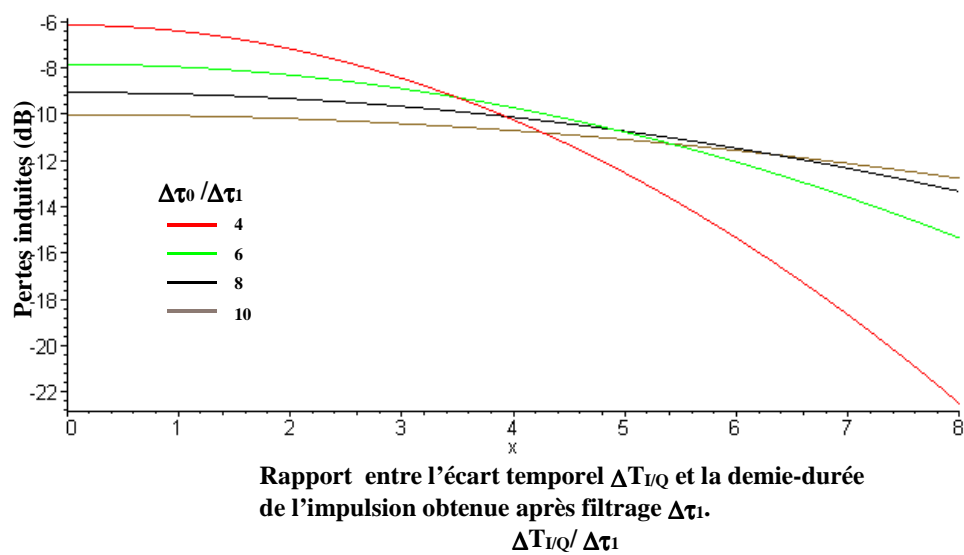


Figure III-31: Pertes créées par découpe spectro-temporelle

Si nous considérons l'exemple de $\Delta T_{IQ} = 8.32$ ps pour une porteuse à 30 GHz et des impulsions initiales étirées à environ 25 ps lors du filtrage, Les abaques nous donnent des pertes minimales de l'ordre de 12 dB, ce qui est loin d'être négligeable. Les deux impulsions sont ensuite séparées physiquement par le Demux en longueur d'onde qui réalise le filtrage. Le type de Demux est à choisir parmi plusieurs technologies. La plus simple et certainement aussi la plus efficace est basée sur l'utilisation de réseaux de Bragg dont la longueur d'onde de réflexion centrale et la largeur spectrale sont à optimiser. Les pertes en excès d'un tel dispositif peuvent se limiter à 1 ou 2 dB.

Version 2: Ici la découpe spectrale et la génération du retard ΔT_{IQ} sont réalisées par un AWG rebouclé avec des longueurs de guides optiques adaptées (Figure III-32).

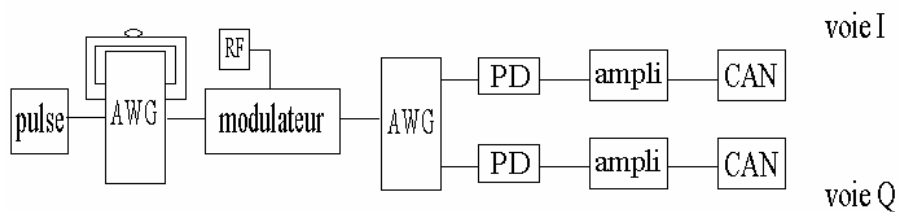


Figure III-32: Schéma de principe de la version 2. (Source [III-22])

Le calcul sur les pertes induites par filtrage reste valable, amenant une perte minimale de 9 dB. Toutefois, les impulsions traversent deux fois l'AWG et si les boucles de retard sont réalisées en fibre, il est certain que les pertes d'insertions de l'AWG seront appliquées deux fois, soit environ 2×4 dB = 8 dB. Dans le cas d'une intégration monolithique des chemins optiques, ces pertes peuvent être réduites et se limiter à environ 5 à 6 dB. L'ensemble représentant au total environ 15 dB, ce qui est loin d'être négligeable.

La proximité spectrale des deux impulsions peut être source de diaphonie au sein des démultiplexeurs en longueur d'onde. Le choix de la technologie de réalisation est primordial pour s'assurer de bonnes performances dans ce domaine.

Pour les deux versions que nous venons de présenter, deux systèmes de détection et de CAN électroniques sont employés pour les deux voies I et Q. Cela peut être la cause de non linéarités différentielles entre les deux voies. L'idéal serait d'en utiliser qu'un, en réalisant une sérialisation des deux impulsions I et Q avant le détecteur. L'utilisation de deux Mux-

Demux (Figure III-33) est une solution possible mais qui amène de fortes pertes d'insertion ($2 \times 4 \text{ dB} = 8 \text{ dB}$). L'utilisation d'un circulateur fibré et de deux réseaux de Bragg (Figure III-34) limite les pertes à celles du circulateur soit environ $2 \times 1 \text{ dB} = 2 \text{ dB}$.

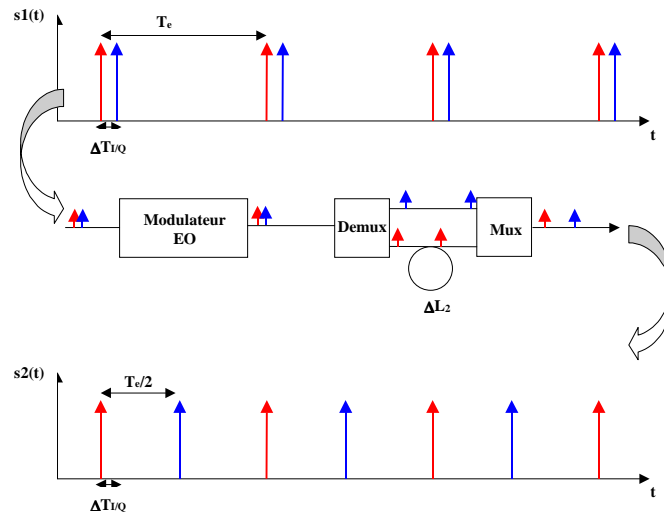


Figure III-33: Séparation temporelle des impulsions I et Q par retard spectral différentiel à l'aide de Mux et Démux.

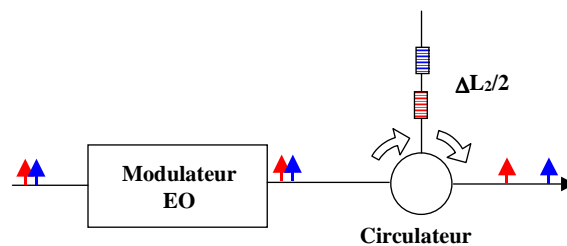


Figure III-34: Séparation temporelle des impulsions I et Q par retard spectral différentiel à l'aide de réseaux de Bragg et circulateur.

Le problème de la séparation des deux impulsions I et Q est primordial si l'on souhaite n'utiliser qu'un seul circuit détection-conversion. Cela est d'autant plus vrai dans le cas où les deux impulsions sont indifférenciées spectralement comme lors de l'utilisation de l'interféromètre de Mach-Zehnder ou la fibre à maintien de polarisation. Cette opération pourrait être faite de manière active par l'utilisation d'un commutateur rapide (Electro-

Absorption, LiNbO_3 , autre...) et d'une ligne à retard quel que soit le mode de génération du duo d'impulsion I/Q.

En conclusion de cette partie sur la génération I/Q par voie optique, la technique de filtrage spectrale semble offrir de réelles possibilités pour notre application. Si celle utilisant l'AWG ne présente pas d'accordabilité pour plusieurs fréquences porteuses, la solution à base de modulation linéaire (comme nous le verrons au prochain chapitre) peut être accordée à d'autres fréquences porteuses. Nous retiendrons par la suite cette dernière comme la technique de génération I/Q à mettre en œuvre.

III.3.4.2 L'électronique de détection

Nous avons vu que dans une structure classique de conversion analogique numérique optique comme celle de la Figure III-1, des sources de bruit aléatoire analogiques (shot noise, bruit thermique...) étaient présentes. Ces bruits auront pour conséquence de transformer la valeur instantanée du signal électrique en bout de chaîne en une variable aléatoire. Ainsi toute mesure de la puissance crête de l'impulsion sera entachée d'une forte incertitude. Pour limiter l'influence de cet effet, il est envisageable d'utiliser un circuit de photo détection réalisant une intégration. L'intégration temporelle va permettre d'obtenir une tension proportionnelle à la valeur moyenne de la puissance instantanée et qui a le mérite d'être liée à l'énergie de l'impulsion et non à sa puissance crête, moyennant ainsi le bruit instantané sur la mesure et limitant l'influence des effets non linéaires optiques dans les fibres optiques. Un tel système pourra être basé sur l'architecture de la Figure III-35 [III-23].

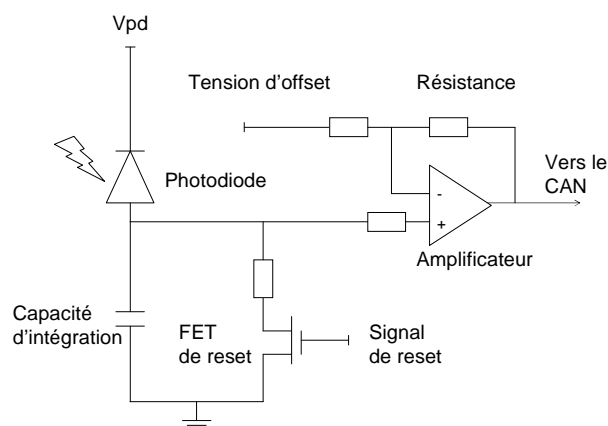


Figure III-35: Schéma du circuit de détection qui comporte une capacité d'intégration, un amplificateur 'Buffer', un FET de reset

Cette structure comporte la photodiode, une capacité d'intégration et un circuit de reset par exemple de type Transistor à Effet de Champs (FET). Elle permettra de convertir l'énergie des impulsions en des niveaux de tension compatibles avec l'entrée du CAN électronique. Les impulsions sont détectées par la photodiode qui est de type p i n. Durant cette phase de détection, le circuit FET de reset est dans l'état bloqué et le photocourant impulsionnel détecté est intégré par la capacité. La tension ainsi obtenue passe à travers l'amplificateur de type Buffer qui l'adapte à la tension de pleine échelle du CAN électronique et favorise un ajustement de l'offset. La tension ainsi obtenue par intégration et transmise au CAN se calcule de la manière suivante:

$$V = \frac{1}{C_I} \int_{t_0}^{t_0+T} i(t) dt = \frac{S}{C_I} \int_{t_0}^{t_0+T} p(t) dt = \frac{SE}{C_I} = \frac{SP_{moy}T}{C_I} \quad (\text{III-25})$$

Où S , E et C_I représente la sensibilité de la photodiode, l'énergie par impulsion et la capacité d'intégration respectivement. P_{moy} est la puissance moyenne sur la durée d'intégration et T représente le temps d'intégration. Après cette étape, le circuit de reset se trouve dans l'état passant, vidant ainsi le photocourant provenant de la capacité. Il s'agit en fait d'une opération de blocage pour permettre à la quantification de s'effectuer.

Nous constatons donc qu'avec un tel dispositif de détection où le CAN électronique opère sur une tension qui est proportionnelle à l'énergie intégrée de l'impulsion et non plus sur sa puissance instantanée, permettra certainement de relâcher les contraintes de précision temporelle exigée pour le CAN électronique d'une part, et d'autre part d'éviter toutes les effets de la dispersion. Par conséquent la précision d'échantillonnage du système s'appréciera au niveau de l'échantillonnage optique.

III.3.5 L'architecture du CAN optique à réaliser

III.3.5.1 Schéma de principe

En tenant compte de toutes les considérations énumérées précédemment, le schéma synoptique du CANO que nous allons réaliser est indiqué sur la Figure III-36.

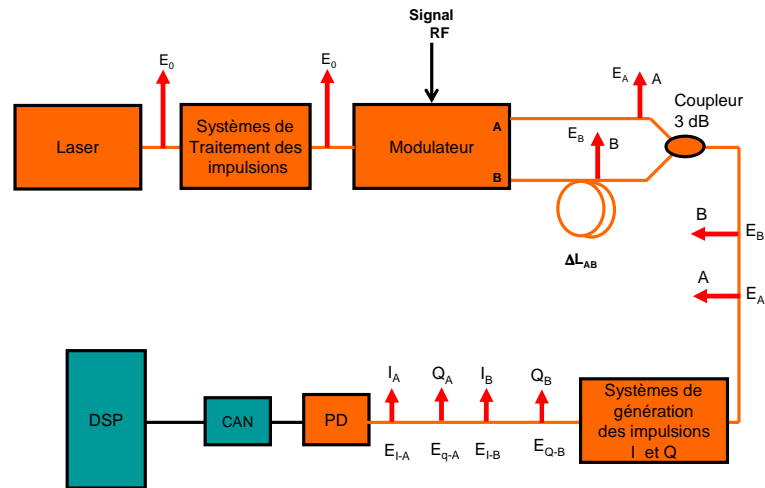


Figure III-36: Schéma de principe du CANO à réaliser

Sur ce schéma, nous voyons qu'à partir d'une impulsion unique d'énergie E_0 , nous obtenons quatre impulsions I_A , Q_A , I_B et Q_B avant la détection. En fait, l'impulsion unique issue du laser et émise au rythme T_c est partagée en deux impulsions complémentaires d'énergie E_A et E_B après traversée du modulateur électrooptique. Une ligne à retard d'une demi période ($T_c/2$) est insérée sur un bras de sorte qu'après le coupleur, nous retrouvons ces deux impulsions séparées cette fois-ci temporellement de T_c . A partir de chaque impulsion E_A et E_B , on génère deux autres impulsions qui seront en quadrature de phase. Un retard physique d'un quart de période ($T_c/4$) est inséré entre les impulsions I et Q de sorte que les quatre impulsions arrivent à la détection avec un rythme de $T_c/4$. Le chronogramme de ces impulsions est indiqué sur la Figure III-37.

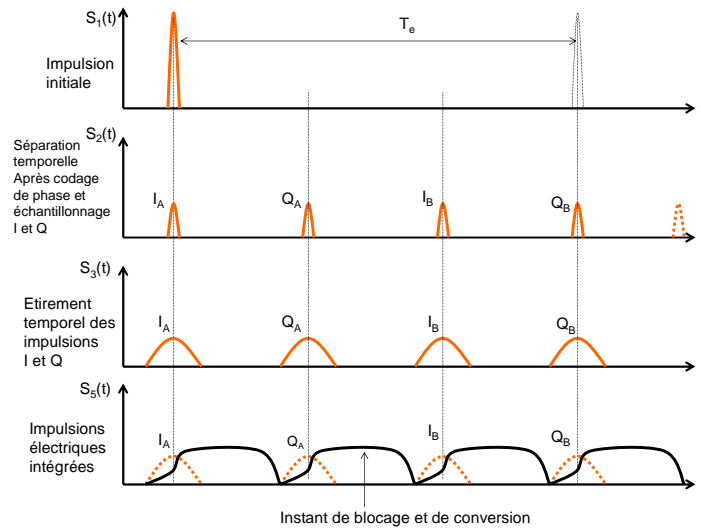


Figure III-37 : Chronogramme des impulsions d'échantillonnages

III.3.5.2 Développement théorique relatif au décodage de phase

Nous allons maintenant présenter l'analyse théorique relative à l'architecture de CAN optique de la Figure III-37 précédente. Pour cette analyse, nous considérons que la durée de l'impulsion est courte comparée à la période du signal à échantillonner. L'énergie des impulsions sur les deux sorties complémentaires du modulateur électrooptique de type Mach Zehnder s'écrit de la manière suivante:

$$E_A = \frac{(E_0 + \Delta E)}{2} (1 + \sin(\phi_{in})) \quad (\text{III-26})$$

$$E_B = \frac{(E_0 + \Delta E)}{2} (1 - \sin(\phi_{in})) \quad (\text{III-27})$$

Où E_0 est l'énergie d'une impulsion à l'entrée du modulateur, ΔE est la variation aléatoire dans l'énergie de l'impulsion et ϕ_{in} est le déphasage entre les deux bras du modulateur électrooptique qui est considéré ici comme polarisé en quadrature.

Pour simplifier notre analyse, nous supposons que les deux voies ont la même amplitude. Après la génération I/Q qui correspond au dédoublement de chaque impulsion E_A et E_B , nous obtenons quatre impulsions d'énergies E_{I-A} , E_{Q-A} , E_{I-B} , E_{Q-B} dont les expressions sont données par les relations suivantes:

$$E_{I-A} = \frac{(E_0 + \Delta E)}{4} (1 + \sin(\phi_{in})) \quad (\text{III-28})$$

$$E_{Q-A} = \frac{(E_0 + \Delta E)}{4} (1 + \sin(\phi_{in})) \quad (\text{III-29})$$

$$E_{I-B} = \frac{(E_0 + \Delta E)}{4} (1 - \sin(\phi_{in})) \quad (\text{III-30})$$

$$E_{Q-B} = \frac{(E_0 + \Delta E)}{4} (1 - \sin(\phi_{in})) \quad (\text{III-31})$$

Les indices $I-A$, $Q-A$, $I-B$, $Q-B$ désignant les impulsions en phase (I) et en quadrature (Q) sur les voies A et B respectivement. Les énergies de ces quatre impulsions vont être transformées en tensions électriques par le photodétecteur qui leur présentera ensuite au CAN électronique pour leur numérisation. Ces différentes tensions à la sortie du CAN électronique peuvent être données par les relations suivantes:

$$V_{I-A} = \left[\frac{(V_0 + \Delta V)}{4} (1 + \sin(\phi_{in})) + v_{b,I-A} \right] \quad (\text{III-32})$$

$$V_{Q-A} = \left[\frac{(V_0 + \Delta V)}{4} (1 + \sin(\phi_{in})) + v_{b,Q-A} \right] \quad (\text{III-33})$$

$$V_{I-B} = \left[\frac{(V_0 + \Delta V)}{4} (1 - \sin(\phi_{in})) + v_{b,I-B} \right] \quad (\text{III-34})$$

$$V_{Q-B} = \left[\frac{(V_0 + \Delta V)}{4} (1 - \sin(\phi_{in})) + v_{b,Q-B} \right] \quad (\text{III-35})$$

Avec

$$V_0 + \Delta V = \frac{1}{C_I} \int_{t_0}^{t_0+T} i(t) dt = \frac{\alpha S}{C_I} \int_{t_0}^{t_0+T} p(t) dt = \frac{\alpha S}{C_I} (E_0 + \Delta E) \quad (\text{III-36})$$

Où α représente l'ensemble des pertes optiques. Les termes $v_{b,I-A}$, $v_{b,Q-A}$, $v_{b,I-B}$, et $v_{b,Q-B}$ sont les tensions de bruit qui regroupent toutes les sources de bruit présent (du laser à la sortie du CAN électronique).

Les différentes tensions précédentes en sortie du CAN électronique vont ensuite être traité par le DSP (*Digital Signal Processing*) pour estimer le déphasage entre les deux bras de l'interféromètre. Ce déphasage que nous appellerons le déphasage décodé ϕ_{out} par opposition à celui provoqué ϕ_{in} par le signal électrique appliqué est donné par la relation suivante:

$$\phi_{out_I} = \sin^{-1} \left(\frac{V_{I-A} - V_{I-B}}{V_{I-A} + V_{I-B}} \right) \quad (\text{III-37})$$

Il s'agit là du déphasage pour l'échantillon en phase I. Celui de l'échantillon Q se détermine de la même manière. En remplaçant les tensions V_{I-A} et V_{I-B} par leurs expressions dans la relation (III-37), on obtient:

$$\phi_{out_I} = \sin^{-1} \left(\frac{(V_0 + \Delta V) \sin \phi_{in} + (v_{b,I-A}) - (v_{b,I-B})}{(V_0 + \Delta V) + v_{b,I-A} + 2v_{b,I-B}} \right) \quad (\text{III-38})$$

Cette relation (III-38) montre que pour un fort rapport signal à bruit (c'est-à-dire que pour une tension $V_0 \gg v_{b,I-A}, v_{b,I-B}$), le déphasage décodé ϕ_{out} est approximativement égal au déphasage introduit ϕ_{in} qui est indépendant de toute variation de bruit d'énergie ΔE . Ainsi une suppression de 60 dB du bruit d'amplitude a été obtenue par cette technique de codage de phase dans la référence [III-24].

La tension appliquée au modulateur électro-optique est reconstituée via la relation suivante (pour le signal en phase I):

$$V_{out_I} = \frac{V_\pi}{\pi} \phi_{out_I} \quad (\text{III-39})$$

On voit à travers la relation (III-39) que la tension V_{out_I} reconstituée numériquement est linéairement proportionnelle au déphasage ϕ_{out} . C'est par cette relation que la technique de décodage de phase est considérée comme une technique de linéarisation de la fonction de transfert de modulation.

Nous allons maintenant déterminer la variance de la phase décodée ϕ_{out} . Par souci de simplification, nous ne considérons ici que le signal en phase I et le même développement peut être effectué pour le signal en quadrature de phase Q.

Dans la relation (III-38), ϕ_{out_I} est une fonction des tensions de bruit $v_{b,I-A}$ et $v_{b,I-B}$. En supposant que ces différentes tensions sont des variables aléatoires indépendantes et de moyennes nulles, la variance de la phase ϕ_{out_I} sera une fonction de leurs variances respectives $\sigma_{v_{b,I-A}}^2$ et $\sigma_{v_{b,I-B}}^2$. Ainsi pour une fonction $g(x,y)$ où x et y sont des variables aléatoires indépendantes, la variance de $g(x,y)$ est donnée par [III-25]:

$$\sigma_{g(x,y)}^2 = \left(\frac{\partial g}{\partial x} \right)^2 \sigma_x^2 + \left(\frac{\partial g}{\partial y} \right)^2 \sigma_y^2 + 2 \frac{\partial g}{\partial x} \frac{\partial g}{\partial y} \sigma_{xy} \quad (\text{III-40})$$

En appliquant cette relation au cas de notre variable aléatoire ϕ_{out_I} , on a:

$$\sigma_{\phi_{out_I}}^2 = \left(\frac{\partial \phi_{out}}{\partial v_{b,I-A}} \Big|_{v_{b,I-A}=v_{b,I-B}=0} \right)^2 \sigma_{v_{b,I-A}}^2 + \left(\frac{\partial \phi_{out}}{\partial v_{b,Q-B}} \Big|_{v_{b,I-A}=v_{b,I-B}=0} \right)^2 \sigma_{v_{b,I-B}}^2 \quad (\text{III-41})$$

Ce qui donne après calcul la relation suivante:

$$\sigma_{\phi_{out_I}}^2 = \frac{2}{V_0^2} \left(\frac{1 - \sin \phi_{in}}{1 + \sin \phi_{in}} (\sigma_{v_{b,I-A}}^2) + \frac{1 + \sin \phi_{in}}{1 - \sin \phi_{in}} (\sigma_{v_{b,I-B}}^2) \right) \quad (\text{III-42})$$

De sorte que la variance de la tension reconstituée se calcule ainsi:

$$\sigma_{V_{out_I}}^2 = \left(\frac{V\pi}{\pi} \right)^2 \sigma_{\phi_{out_I}}^2 \quad (\text{III-43})$$

Nous constatons dans l'expression (III-42) que la variance de la phase ϕ_{out_I} est une fonction du déphasage ϕ_{in} (et donc de la tension appliquée V_{in}). Pour obtenir l'expression définitive de la variance de la phase ϕ_{out_I} , Il nous reste maintenant à déterminer les variances des différentes tensions de bruit. Nous considérons pour cela que la technique de décodage de phase fonctionne de façon optimale, c'est-à-dire que nous négligerons l'influence du RIN et nous supposons par ailleurs que la fonction de transfert de modulation est linéarisée. Le bruit thermique étant indépendant de l'énergie des impulsions, nous négligerons également son influence. Dans ces conditions, les seules sources de bruit à prendre en compte sont le bruit de grenaille et le bruit de quantification du CAN électronique.

Nous allons maintenant calculer les variances de ces deux sources de bruit dans le cas du décodage de phase. Ainsi, la variance du bruit de grenaille pour les quatre impulsions est donnée par:

$$\sigma_{v_{b,I-A}}^2 = \frac{\alpha e S E_0}{2C_I^2} (1 + \sin \phi_{in}) \quad (\text{III-44})$$

$$\sigma_{v_{b,Q-A}}^2 = \frac{\alpha e S E_0}{2C_I^2} (1 + \sin \phi_{in}) \quad (\text{III-45})$$

$$\sigma_{v_{b,I-B}}^2 = \frac{\alpha e S E_0}{2C_I^2} (1 - \sin \phi_{in}) \quad (\text{III-46})$$

$$\sigma_{v_{b,Q-B}}^2 = \frac{\alpha e S E_0}{2C_I^2} (1 - \sin \phi_{in}) \quad (\text{III-47})$$

En insérant les relations (III-44) à (III-46) dans la relation (III-42) pour le cas du signal I, nous obtenons la relation suivante de la variance de la phase pour le bruit de grenaille:

$$\sigma_{(\phi_{out_I}),shot}^2 = \frac{2\alpha e S E_0}{V_0^2 C_I^2} \quad (III-48)$$

Le même raisonnement peut également être effectué pour le signal Q. La relation (III-48) montre que la variance de la phase ϕ_{out_I} détectée est indépendante du déphasage ϕ_{in} et donc de la tension de modulation V_{in} . Cela s'explique par le principe de conservation de l'énergie en sortie du modulateur électrooptique, c'est-à-dire que $E_A + E_B = E_0$. Donc, lorsque le déphasage ϕ_{in} varie, la variance du bruit de grenaille pour le signal *I-A* issu d'une voie du modulateur augmente quand celui *I-B* issu de l'autre voie diminue et vice versa.

Maintenant, il nous reste à calculer la variance du bruit de quantification pour les quatre impulsions. Comme ces quatre impulsions sont numérisées par le même CAN électronique, nous allons supposer que leur variance de bruit est égale à celle du bruit de quantification $\sigma^2_{v_{b,Q}}$ du CAN électronique, soit:

$$\sigma_{v_{b,I-A}}^2 = \sigma_{v_{b,Q-A}}^2 = \sigma_{v_{b,I-B}}^2 = \sigma_{v_{b,Q-B}}^2 = \sigma_{v_{b,Q}}^2 \quad (III-49)$$

La variance de la phase pour le signal I s'écrit alors:

$$\sigma_{(\phi_{out_I}),Q}^2 = \frac{1}{V_0^2} \left(\frac{1 - \sin \phi_{in}}{1 + \sin \phi_{in}} + \frac{1 + \sin \phi_{in}}{1 - \sin \phi_{in}} \right) 2\sigma_{v_{b,Q}}^2 \quad (III-50)$$

Nous constatons ici que pour le bruit de quantification, la variance de la phase ϕ_{out_I} est une fonction du déphasage ϕ_{in} et donc de la tension appliquée V_{in} . Si nous considérons une faible valeur de ce déphasage ϕ_{in} , la relation (III-50) peut se simplifier sous la forme suivante:

$$\sigma_{(\phi_{out_I}),Q}^2 = \frac{4\sigma_{v_{b,Q}}^2}{V_0^2} \quad (III-51)$$

Mais lorsque $\sin(\phi_{in})$ approche ± 1 , la variance de ϕ_{out_I} tend vers l'infini. Cette augmentation de la variance est la conséquence directe de la non linéarité de la fonction arcsinus inhérente à la technique de décodage de phase comme indiquée dans la relation (III-38). C'est cette non linéarité qui n'est pas supprimée par la technique comme nous l'avons signalé précédemment.

A cette étape de notre analyse, nous avons examiné la variance de la phase décodée ϕ_{out_I} en supposant une valeur fixe du déphasage introduit ϕ_{in} . En réalité ce déphasage qui est causé par la tension appliquée au modulateur électrooptique peut varier en fonction du temps.

Ainsi pour un signal sinusoïdal, nous obtenons:

$$\phi_{in}(t) = \frac{\pi}{V_{\pi}} V_{in}(t) = \frac{\pi}{V_{\pi}} \frac{V_{in,P-P}}{2} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_0}\right) = \pi \frac{m}{2} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_0}\right) \quad (\text{III-52})$$

Où $V_{in,P-P}$ est la tension crête à crête du signal appliqué, T_0 sa période et m le taux de modulation ($m = V_{in,P-P} / V_{\pi}$).

Nous allons donc analyser l'évolution de la variance de la phase ϕ_{out_I} en fonction du temps dans le cas du bruit de quantification. Il suffit pour cela d'analyser dans l'expression (III-50), le terme uniquement fonction du temps. Puisqu'il s'agit d'une quantité sinusoïdale donc périodique, l'analyse se fera sur une période de ce signal. Ainsi l'intégrale sur une période de cette quantité qui porte également le nom de facteur d'augmentation de bruit ou *NEF* (*Noise Enhancement factor*) dans la littérature est donnée par:

$$NEF(m) = \frac{1}{2T_0} \int_0^{T_0} \left(\frac{1 - \sin \phi_{in}(t)}{1 + \sin \phi_{in}(t)} + \frac{1 + \sin \phi_{in}(t)}{1 - \sin \phi_{in}(t)} \right) dt \quad (\text{III-53})$$

NEF représente pour un taux de modulation donné, l'augmentation de la variance du bruit de quantification. La Figure III-38 montre l'évolution du *NEF* en fonction du taux de modulation.

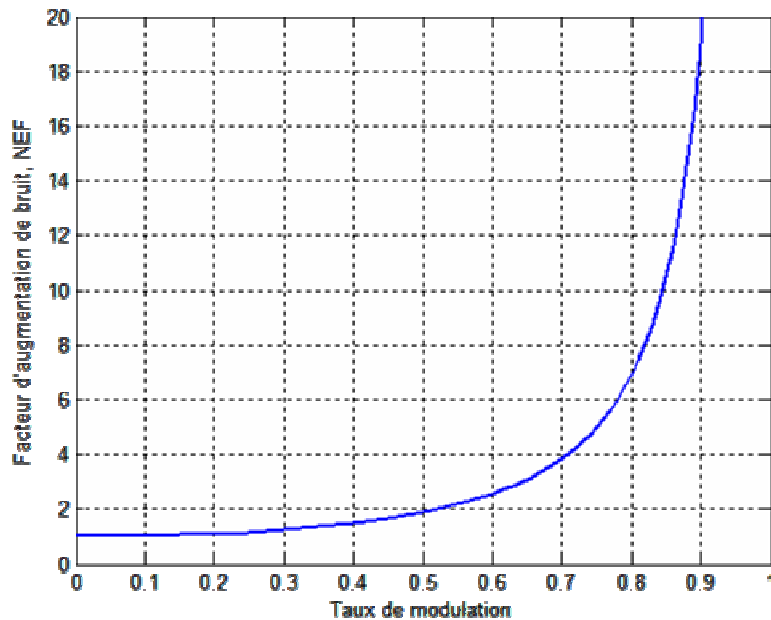


Figure III-38: Evolution du *NEF* en fonction du taux de modulation pour un signal sinusoïdale.

Ainsi, nous constatons que pour les taux de modulation inférieure à 0.5, le NEF est approximativement égal à 2 alors que pour des taux de modulation supérieur à 0.5, il augmente rapidement et tend vers l'infini quand m se rapproche de 1. Ce qui traduit le fait que les performances la technique de décodage de phase risquent d'être fortement dégradés pour des taux de modulation supérieurs à 0.5. Le facteur d'augmentation de bruit nous permettra ainsi de fixer la valeur du taux de modulation pour notre architecture.

Les variances des bruits de grenaille et de quantification étant déterminées, nous pouvons maintenant analyser le SNR de notre système. Ce SNR est calculé de la manière suivante:

$$SNR = \frac{\sigma_{V_{out}}^2}{(\sigma_{V_{out}}^2)_{shot} + (\sigma_{V_{out}}^2)_Q} \quad (III-54)$$

A partir de ce qui précède, nous allons calculer le SNR pour différentes valeurs du taux de modulation et de l'énergie de l'impulsion laser (Tableau III-3).

Pertes optiques	20 dB
Sensibilité de la photodiode	0.5 A/W
Capacité d'intégration	0.5 picofarads
Gain électrique	1
Tension V_{FS} du CAN électronique	2 Volts
Nombre de bits N du CAN électronique	12 bits

Tableau III-3: Valeurs de paramètres utilisés pour le calcul

Ici, les pertes optiques sont calculées en tenant compte des pertes d'insertion du modulateur (5dB), des pertes au niveau du coupleur (1dB), des pertes de filtrage (12dB) et des autres pertes éventuelles (connecteurs, soudure etc.) que nous appelons pertes en excès (2dB). Pour ce qui est des autres paramètres (sensibilité de la photodiode, Capacité d'intégration, etc.), il s'agit d'ordre de grandeurs que nous estimons proches de celles que nous aurons à utiliser. Pour les valeurs d'énergies des impulsions de 4 pJ, 40 pJ et 400 pJ, nous obtenons les courbes de la Figure III-39 représentant le SNR en fonction du taux de modulation.

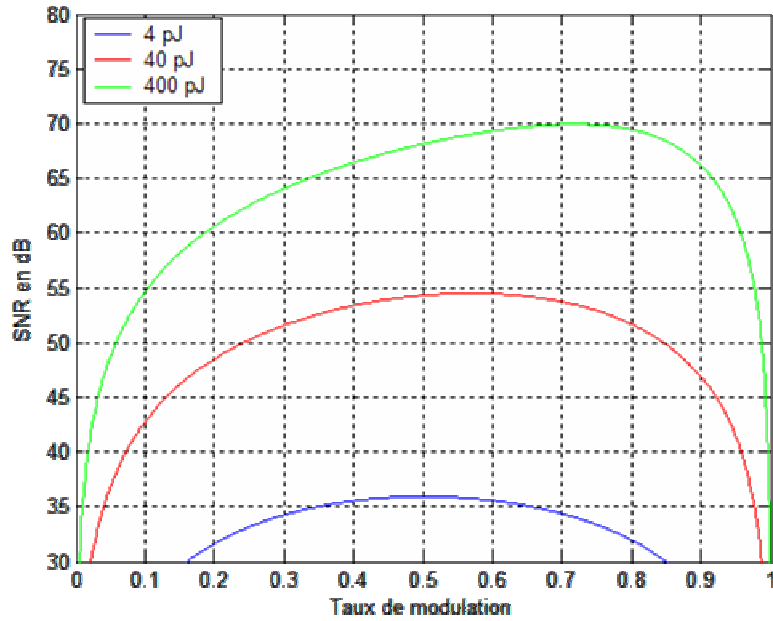


Figure III-39: SNR en fonction du taux de modulation pour différentes valeurs de l'énergie des impulsions.

Sur cette courbe, nous constatons effectivement que le SNR augmente avec l'énergie des impulsions. Un SNR de plus de 62dB est atteint pour une énergie d'environ 400 pJ, alors que pour un ordre de grandeur inférieur (40 pJ), nous atteignons difficilement les 55dB (9 bits effectifs) et 37dB (6 bits effectifs) pour deux ordres de grandeurs plus bas (4 pJ). De plus, l'évolution en fonction du taux de modulation confirme bien ce que nous avons signalé plus haut, à savoir une dégradation du SNR au fort taux de modulation due au fait que le *NEF* augmente pour des valeurs élevées de taux de modulation. On constate également que le SNR atteint son maximum pour des valeurs de taux de modulation situées autour de 0.5. Ces résultats restent encourageants et confirment l'efficacité de la technique de codage de phase comme technique de linéarisation associée à la réalisation de notre convertisseur analogique numérique optique.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes étapes qui nous ont conduit au choix de l'architecture du CANO à réaliser. Cette méthodologie, basée dans un premier temps sur une analyse théorique d'une architecture classique de CANO nous a permis de dégager les principales sources de limitation des performances de ces architectures. Ces sources de limitation sont la non linéarité de la fonction de transfert de modulation et le niveau de RIN des sources laser. Cette constatation nous a amené à proposer une architecture de CANO basée sur la technique d'échantillonnage par codage de phase. Les performances de cette technique ont été analysées de façon expérimentale tant du point de sa linéarité que de son insensibilité aux bruits d'intensité des lasers. Des tests à l'aide de signaux en monoporteuse et biporteuse ont été effectués et les résultats obtenus à l'aide du codage de phase restent attrayants par rapport à ceux obtenus pour une technique classique de conversion analogique numérique. Il convient toutefois de tempérer avec les résultats expérimentaux dans ce chapitre car ils ont été obtenus à partir d'une source laser continue alors qu'une architecture réelle de CANO utilise des laser à impulsions dont les performances sont différentes de celles des sources continues.

De plus, cette architecture dans sa forme initiale peut souffrir des problèmes de déséquilibre entre les deux voies de détection et de numérisation. Ce qui nous a amené à proposer une autre version de cette technique qui n'utilise qu'une seule de numérisation.

Nous avons également exposé dans ce chapitre les différentes possibilités de génération optique I/Q. Une analyse critique des avantages et des inconvénients de chacune d'elles a été exposée. Cette analyse nous a amené à choisir la technique de génération I/Q par découpe spectrale par réseaux de Bragg comparativement à celle qui utilise un filtrage spectral par AWG. Les raisons tiennent de la possibilité d'accordabilité qu'offre la première version. De plus, pour limiter l'influence des bruits aléatoires sur le signal électrique en bout de chaîne, nous avons envisagé d'utiliser un circuit électronique dont le but est de transformer l'énergie des impulsions en des niveaux de tension compatible avec l'entrée du CAN électronique.

Le schéma de base de la structure de CANO telle que nous l'envisageons a été présenté dans une dernière partie ainsi que toute la théorie relative à cette architecture. Il ressort de ce développement théorique que la technique de codage de phase reste efficace pour des taux de modulation inférieurs à 50 voire 60% dans le meilleur des cas.

Nous retenons néanmoins de cette analyse que la technique de codage de phase offre de réelles potentialités pour son utilisation dans un système de conversion analogique numérique optique. Il reste la réalisation pratique d'une architecture de CANO dont les performances pourront permettre de juger des possibilités réelles du codage de phase.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

[III-1] M Johansson & al

“Study of ultrafast analog to digital conversion scheme based on diffractive optics,” *Applied Optics*, Vol. 42, No. 2, January 2003.

[III-2] P.W. Juodawlkis & al

“Optically Sampled Analog-to-Digital Converters,” *IEEE Trans. Micro. Theor. Techn.*, Vol.49, No.10, October 2001.

[III-3] G. A. Granch

“Frequency noise reduction in erbium-doped fiber distributed feed back lasers by electronic feedback,” *Optics Lett.*, Vol. 27, No. 13, July 1, 2002.

[III-4] C. M. DePriest & al

“10 GHz Ultralow-Noise Optical Sampling Stream From a Semiconductor Diode Ring Laser,” *IEEE Photon. Techn. Lett.*, Vol.13, No.10, Oct. 2001.

[III-5] J. A. Bell & al.

“Optical sampling and demultiplexing applied to A/D conversion,” *Devices for Optical Processing*, Vol. 1562, pp. 276-280, 1991.

[III-6] J. U. Kang & al

“Demonstration of time-interweaved photonic four-channel WDM sampler for hybrid analog-digital converter,” *Electron. Lett.* Vol. 35, pp. 60-61, 1999.

[III-7] F. Coppinger & al.

“12 Gsample wavelength division sampling analogue-to-digital converter,” *Electron. Lett.*, Vol. 36, pp. 1334, 2000.

[III-8] Y. Chiu & al

“Broad-Band Electronic Linearizer for Externally Modulated Analog Fiber-Optic Links,” *IEEE Photon. Techn. Lett.*, Vol. 11, No. 1 January 1999.

[III-9] A. Katz & al

“Improved Radio Over Fiber Performance Using Predistorsion Linearization,” *Linearizer technology*, Inc, Hamilton, NJ 08691, Lafayette College, Easton, PA 18042.

[III-10] M. Nazarathy & al.

“Progress in Externally Modulated AM CATV Transmission Systems,” *Journal. Light. Techn.*, Vol. 11, No.1, January 1993.

[III-11] P.W. Juodawlkis & al

“Optically Sampled Analog-to-Digital Converters,” *IEEE Trans. Micro. Theor. Techn.*, Vol.49, No.10, October 2001.

[III-12] J. C. Twichell & R. Helkey

“Phase-encoded optical sampling for analog-to-digital converters,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 19, pp. 172-179, Feb. 2001.

[III-13] J. C. Twichell & al.

“High-linearity 208-MS/s photonic analog-to-digital converter using 1-to-4 optical time-division demultiplexers,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, pp. 714-716, July 2001.

[III-14] T. Brahima & P. Dibin.

“Convertisseurs Analogique Numérique Optique” *Rapport à 6 mois pour Alcatel Spaces Industries*, IRCOM-EOGI, Mars 2004..

[III-15] K. J. Williams & al.

“Non-linéarité of p-i-n microwave photodetectors,” *J. Lightwave Technol.*, Vol.14, No.1, 1996.

[III-16] C. M. DePriest & al

“ High-Quality Photonic Sampling Streams From a Semiconductor Diode Ring Lser,” *IEEE J. Quant. Electron.*, Vol.38, No.4, April 2002.

[III-17] Petraglia & al.

“Analysis of mismatch effects among A/D converters in time-interleaved waveform digitizer,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.* Vol.40, No.5, pp.831-835, 1991.

[III-18] Williamson & al.

“Effects of crosstalk in demultiplexers for photonic,” *J. Lightwave Technol.*, Vol.19, No.2, , pp. 230-236, 2001.

[III-19] Jenq & al.

“Digital spectra of non-uniformly sampled signal: a robust sampling time offset estimation algorithm for ultra high-speed waveform digiters using interleaving,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.* Vol.39, No.1, pp.71-75, 1990.

[III-20] M. T. Abuelma

“Large Signal Analysis of the Mach-Zehnder Modulator with Variable Bias,” *Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A)*, Vol.25, No. pp. 254-258, 2001.

[III-21] B. Traoré & P. Dibin

“Convertisseurs analogiques numériques optiques,” *Rapport à 6 mois*, IRCOM-EOGI pour Alcatel Space Industries, Etablissement de Toulouse, Juin 2003.

[III-22] E. Gaboriaud

“Convertisseurs analogiques numériques optiques,” *Rapport de stage*, DEA Micro-ondes et télécommunications optiques, ENSAE, Toulouse, Juin 2000.

[III-23] B. Traoré & P. Dibin

“Convertisseurs analogiques numériques optiques,” *Rapport à T0+9*, IRCOM-EOGI pour Alcatel Space Industries, Etablissement de Toulouse, Mars 2004.

[III-24] P. W. Juodawlkis & al

“Measurement of mode-locked laser timing jitter by use of phase encoded optical sampling,” *Opt. Lett.*, Vol. 26, pp. 289-291, 2001.

[III-25] A. Papoulis

“Probability, Randon Variables, and Stochastic Processes,” *2nd ed.* New York, McGraw-Hill, 1984.

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figures

Figure III-1: Structure de base d'un CAN optique	115
Figure III-2: SNR en fonction du taux de modulation dans le cas du bruit thermique.....	117
Figure III-3: SNR en fonction du taux de modulation dans le cas du bruit de grenaille.....	118
Figure III-4: SNR en fonction du taux de modulation dans le cas du bruit relatif d'intensité.	119
Figure III-5: SNR et SINAD en fonction du taux de modulation ($P_{laser} = 10\text{ mW}$).....	121
Figure III-6: Dispositif de validation du modèle théorique.....	126
Figure III-7: Comparaison des valeurs de SNR et de SINAD calculées et mesurées.	127
Figure III-8: Schéma de principe de la technique de codage de phase	129
Figure III-9: Dispositif de caractérisation en statique du modulateur électrooptique.....	132
Figure III-10: Caractéristiques statiques du modulateur électro-optique à deux sorties	132
Figure III-11: Caractérisation en dynamique du modulateur électrooptique à deux sorties	133
Figure III-12: Caractéristiques dynamiques du modulateur électrooptique à deux voies ..	134
Figure III-13: Signal V_{out} obtenu par décodage de phase.....	135
Figure III-14: Caractéristique spectrale d'un signal de fréquence 58.593750 MHz, numérisé par l'oscilloscope LeCroy 9360.	137
Figure III-15: Dispositif expérimental réalisé pour le codage de phase et la modulation à une voie	139
Figure III-16: Spectre obtenu pour la modulation à une voie (Puissance laser = 5 mW et taux de modulation = 73%).....	139
Figure III-17: Spectre obtenu pour le codage de phase (Puissance laser = 5 mW et taux de modulation = 73%)	140
Figure III-18 : SFDRs mesurées en fonction du taux de modulation pour le codage de phase (SFDR_Vout) et la modulation à une voie (SFDR_Voie1).	141
Figure III-19: SNRs mesurés en fonction du taux de modulation (Puissance laser = 5 mW)	142
Figure III-20: SINADs mesurés en fonction du taux de modulation (Puissance laser = 5 mW)	142
Figure III-21: SNRs et SINADs en fonction du taux de modulation	143
Figure III-22: Spectre obtenu dans le cas d'une modulation à une voie ($f_1 = 27,343750\text{ MHz}$ et $f_2 = 31,250000\text{ MHz}$ pour $m = 30\%$)	146
Figure III-23: Spectre obtenu dans le cas du codage de phase ($f_1 = 27,343750\text{ MHz}$ et $f_2 =$ $31,250000\text{ MHz}$ pour $m = 30\%$)	146
Figure III-24: SFDR en fonction du taux de modulation pour un test en biporteuse dans le cas du codage de phase et de la modulation à une voie.	147
Figure III-25: SINADs en fonction du taux de modulation pour un test en biporteuse dans le cas du codage de phase (SINAD_Vout) et de la modulation à une voie (SINAD_Voie1).....	148
Figure III-26 : SNRs en fonction du taux de modulation pour un test en biporteuse dans le cas du codage de phase (SNR_Vout) et de la modulation à une voie (SNR_Voie1)	148
Figure III-27: Chronogramme des signaux I et Q dans un CAN0.....	151
Figure III-28: Génération de deux impulsions décalées temporellement par une fibre biréfringente	152
Figure III-29 : Découpe temporelle par filtrage spectral.....	153
Figure III-30: Schéma de principe de la version 1 (Source [III-22]).....	153

Figure III-31: Pertes créées par découpe spectro-temporelle	154
Figure III-32: Schéma de principe de la version 2.(Source [III-22]).....	155
Figure III-33: Séparation temporelle des impulsions I et Q par retard spectral différentiel à l'aide de Mux et Démux.	156
Figure III-34: Séparation temporelle des impulsions I et Q par retard spectral différentiel à l'aide de réseaux de Bragg et circulateur.	156
Figure III-35: Schéma du circuit de détection qui comporte une capacité d'intégration, un amplificateur 'Buffer', un FET de reset	157
Figure III-36: Schéma de principe du CANO à réaliser.....	159
Figure III-37 : Chronogramme des impulsions d'échantillonnages	160
Figure III-38: Evolution du NEF en fonction du taux de modulation pour un signal sinusoïdale.....	165
Figure III-39: SNR en fonction du taux de modulation pour différentes valeurs de l'énergie des impulsions.	167
Figure III-39: SNR en fonction du taux de modulation pour différentes valeurs de l'énergie des impulsions.	170
.....	175

Tableaux

Tableau III-1: Paramètres de calcul.....	115
Tableau III-2: Paramètres de calcul.....	127
Tableau III-3: Valeurs de paramètres utilisés pour le calcul.....	166

IV : REALISATION DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMERIQUE OPTIQUE

IV.1 . Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé la méthodologie qui nous a conduit au choix de l'architecture du convertisseur analogique numérique optique (CANO) que nous allons développer.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le système complet que nous avons réalisé. Il s'agit d'un CANO qui permet de numériser des signaux hyperfréquences grâce à la génération d'un duo d'impulsions I/Q et la technique de décodage de phase. Nous présenterons dans un premier temps une réalisation pratique de la technique de décodage de phase avec une source laser à impulsions. Une présentation détaillée des différents blocs de cette architecture sera effectuée ainsi que leurs performances éventuelles. Dans une seconde et dernière partie, nous présenterons notre architecture complète qui réalisent les opérations de génération I/Q et de décodage de phase. Les différentes étapes du déploiement du dispositif seront exposées ainsi qu'une présentation des premiers résultats expérimentaux bouclera ce chapitre.

IV.2 .Echantillonnage et technique de décodage de phase

IV.2.1 . Dispositif expérimental

Le schéma du dispositif expérimental permettant de tester la linéarité de la technique de décodage de phase en régime impulsionnel est indiqué sur la Figure IV-1.

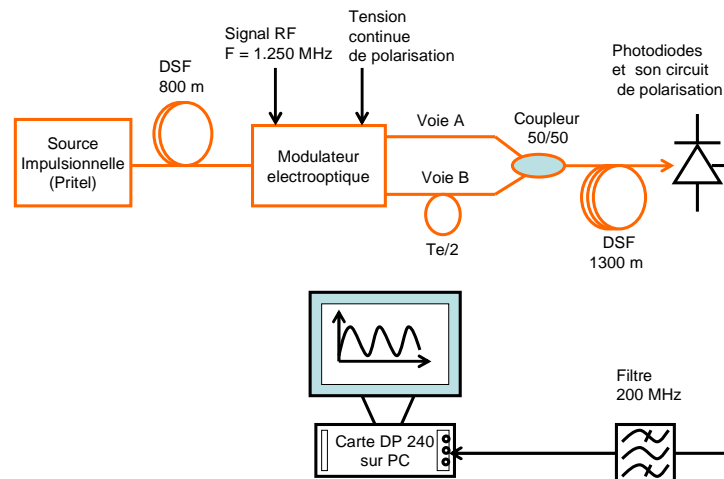


Figure IV-1: Dispositif expérimental du CANO réalisant le décodage de phase.

Il comporte une source laser (Pritel) qui délivre des impulsions optiques au rythme de 20 MHz (50 ns). Ces impulsions ont une durée (largeur à mi-hauteur) de l'ordre de 4 à 5 ps. Elles passent ensuite à travers une fibre dispersive (DSF) de longueur 800 m et de dispersion chromatique d'environ -46 ps/nm.km. Cette propagation dans la fibre dispersive a pour but d'étaler temporellement les impulsions de sorte à réduire leurs très fortes puissances crête initiales (environ 44 W). En sortie de la fibre DSF, nous obtenons des impulsions de durée d'environ 210 ps. Ce qui permet ainsi de réduire la puissance crête des impulsions à environ 0.890 W largement supportable par notre modulateur électrooptique. Ce modulateur électrooptique est celui du chapitre précédent dont les caractéristiques statiques et dynamiques ont déjà été évaluées. La ligne à retard d'une demi période ($T_e/2$) visible sur une sortie du modulateur permet de réaliser la sérialisation des impulsions après leur passage à travers le coupleur 50/50. La période T_e est celle des impulsions optiques d'échantillonnage. Ainsi pour un rythme de 20 MHz, cette demi-période correspond à 25 nanosecondes de sorte que la ligne à retard réalisée à l'aide d'une fibre SMF classique à une longueur de 5 m.

Après le coupleur 50/50 est placé une seconde fibre DSF de longueur 1300 m et de dispersion quasi identique à la première, soit environ -46 ps/nm/km. Cette seconde portion de fibre permet à nouveau d'étirer temporellement les impulsions de sorte à limiter les pertes d'énergies éventuelles au niveau de la photodiode de faible bande passante. Nous obtenons ainsi avant détection une impulsion de durée 1.20 nanosecondes. Après la photodiode, un filtre RF de 200 MHz de bande est inséré de sorte à réduire encore une fois la durée des impulsions et permettre ainsi leurs traitements par une carte d'acquisition DP240.

IV.2.2 . Présentation des blocs élémentaires du CANO

IV.2.2.1 . La source laser

C'est le premier élément du dispositif de la Figure IV-1. Comme nous l'avons signalé précédemment, c'est une source laser impulsional à fibre dopée erbium qui émet des impulsions au rythme de 20 MHz. La technique utilisée pour générer ces impulsions est une technique passive basée sur la rotation non linéaire de polarisation [IV-1]. Les impulsions émises ont une durée (largeur à mi-hauteur) de l'ordre de 4 à 5 ps et leur puissance moyenne est d'environ 6.3 mW, ce qui correspond à une énergie par impulsion de l'ordre de 0.32 nanojoules. La longueur d'onde d'émission des impulsions se situe autour de 1550 nm avec une légère plage d'accordabilité d'environ 6 nm. Leur largeur spectrale à mi-hauteur est de 0.8 nm et la Figure IV-2 présente le profile spectral d'une impulsion émise à la longueur d'onde de 1548.85 nm.

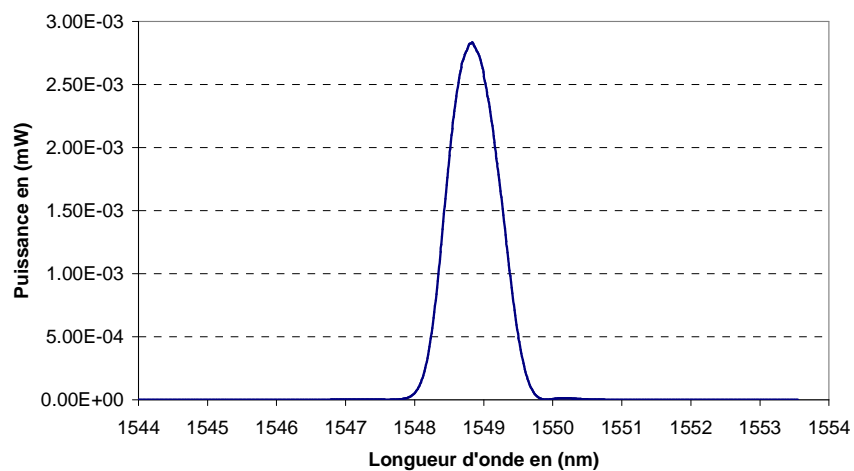


Figure IV-2: *Spectre optique d'une impulsion d'échantillonnage*

Le rythme d'émission des impulsions de 20 MHz correspond à une période T_e de 50 ns. La Figure IV-3 présente un train d'impulsions temporelles (Figure IV-3 (a)) et spectrales (Figure IV-3 (b)) capturés par un oscilloscope numérique rapide et un analyseur de spectres électriques respectivement.

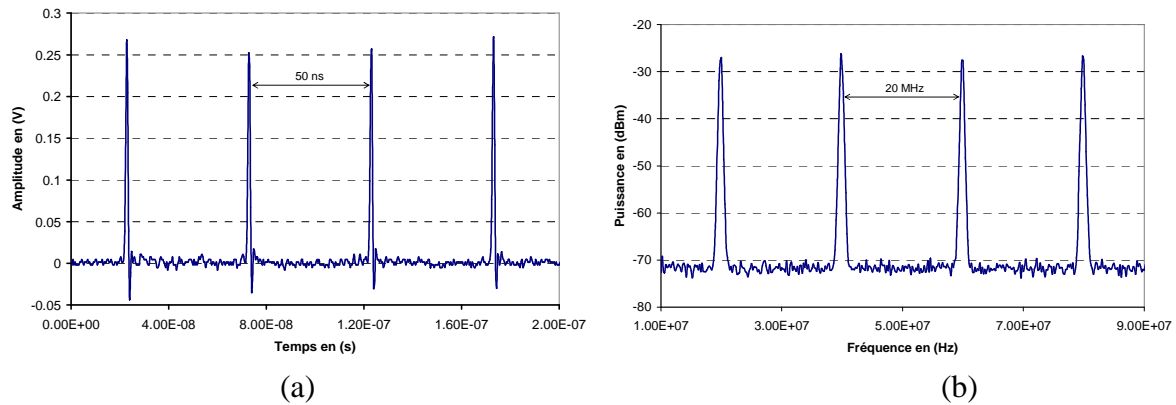


Figure IV-3: Impulsions d'échantillonnages capturés par (a) un Oscilloscope numérique rapide et (b) un analyseur de spectre électrique

Sur la Figure IV-3(a), nous observons une fluctuation du niveau d'amplitude des impulsions, mais le rythme de 20 MHz (50 ns) apparaît clairement sur la Figure IV-3(b). Le rebond observé sur le profil temporel est la réponse impulsionnelle de la photodiode. Les fluctuations observées au niveau de l'amplitude des impulsions sont la cause des bruits d'amplitude du laser. Ces bruits d'amplitude sont accompagnés de bruits de phase qui sont à l'origine de la fluctuation des instants d'émission des impulsions. Cette imprécision des instants d'émission des impulsions (gigue temporelle) limite les performances dynamiques des systèmes d'échantillonnages optiques. Nous avons quantifié cette incertitude par la détermination du bruit de phase des impulsions. La courbe obtenue est indiquée sur la Figure IV-4.

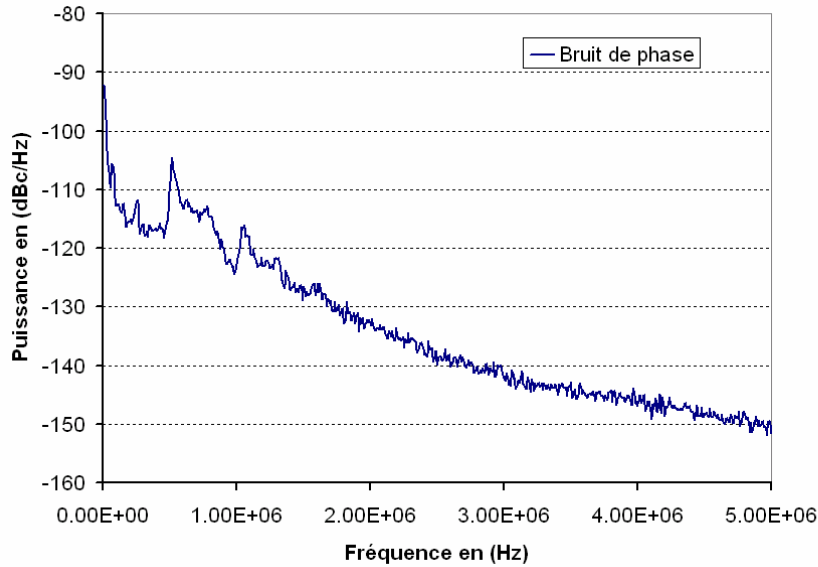


Figure IV-4: Spectre du bruit de phase du laser Pritel mesuré entre 10 kHz et 5 MHz

A partir de cette courbe de densité spectrale du bruit de phase, on calcule la puissance totale de bruit de phase par la relation :

$$P_{Bruit} = \int_{10kHz}^{5MHz} L(f)df \quad (IV-1)$$

Où $L(f)$ est la densité spectrale de puissance de bruit en dBc/Hz. Un calcul d'ordre de grandeur de cette intégrale dans la bande [10 kHz-5 MHz] correspond à une puissance de bruit de -94.23 dBc. A partir de cette puissance de bruit, on calcule la valeur de la phase du jitter par la relation suivante:

$$\phi_{jitter} (radian) = \sqrt{2 \times 10^{\frac{P_{Bruit}}{10}}} \quad (IV-2)$$

Ce qui correspond à une valeur de phase du jitter d'environ 2.75×10^{-5} radians. La connaissance de la phase du jitter permet ainsi de calculer le jitter par la relation:

$$jitter(sec\ onde) = \frac{\phi_{jitter} (radian)}{2\pi f_{laser}} \quad (IV-3)$$

Où f_{laser} est la fréquence d'émission des impulsions. Pour une fréquence de 20 MHz, on obtient une valeur de jitter de 0.22 ps. Cette valeur de jitter reste élevée pour l'échantillonnage direct d'un signal de 30 GHz, soit environ un ordre de grandeur au dessus des valeurs attendues qui sont de l'ordre de 10 fs. Une gigue temporelle de 0.22 ps limite ainsi la fréquence maximale à environ 710 MHz si l'on souhaite réaliser une conversion analogique

numérique sur 10 bits effectifs. Cette fréquence est ramenée à 3 GHz pour un objectif de 8 bits effectifs. Ces différentes caractéristiques sont résumées dans le Tableau IV-1.

Nombre de bits de conversion	Fréquence maximale pour une durée de 4 ps	Fréquence maximale pour une gigue de 0.22 ps
10	7 GHz	710 MHz
8	13 GHz	3 GHz

Tableau IV-1: Contraintes sur la fréquence maximale à échantillonner pour une gigue temporelle de 0.22 ps.

Les contraintes de durée et de gigue temporelle doivent être satisfaites simultanément pour ne pas qu'elles introduisent des bruits supérieurs au bruit de quantification. Dans ces conditions, l'échantillonnage d'un signal dans les conditions qui sont celles de notre laser impulsionnel nécessite de limiter sa fréquence maximale à 3 GHz pour espérer obtenir 8 bits effectifs.

IV.2.2.2. Le modulateur électrooptique

Le modulateur électrooptique utilisé est un modulateur à deux sorties en opposition de phase de sorte à permettre l'application de la technique de décodage de phase. Les caractéristiques statiques et dynamiques de ce modulateur ont déjà été présentées au chapitre précédent. Nous n'allons pas revenir ici sur cette étude.

IV.2.2.3. La photodiode

Le dernier étage avant la numérisation électronique est la conversion optique électronique par une photodiode de type PIN. La limitation d'un tel dispositif provient principalement de sa bande passante (si l'on travaille en retrait de sa puissance de saturation), non pas que le rythme d'arrivée des impulsions soit trop élevé (20 MHz), mais que les impulsions étant de très courtes durées représentent des spectres de modulation bien trop élevés (250 GHz pour une durée $\Delta\tau = 4\text{ps}$). Un filtrage apparaît, qui se traduit par une perte d'énergie de l'impulsion électrique obtenue dans un rapport égal approximativement au rapport entre la fréquence de coupure f_c de la photodiode et la bande spectrale de l'impulsion $\Delta\omega$.

Nous avons effectué une analyse détaillée de ce phénomène de filtrage dans la référence [IV-2] dont le principal résultat est présenté en Figure IV-5 suivante dans le cas d'une impulsion gaussienne de demi-largeur spectrale à $1/e^2$ notée $\Delta\omega$ et d'un filtre passe-bas

du premier ordre de fréquence de coupure f_c . Le paramètre en abscisse est le rapport $R=\Delta\omega/f_c$ entre la largeur spectrale de l'impulsion et la fréquence de coupure du filtre pas bas.

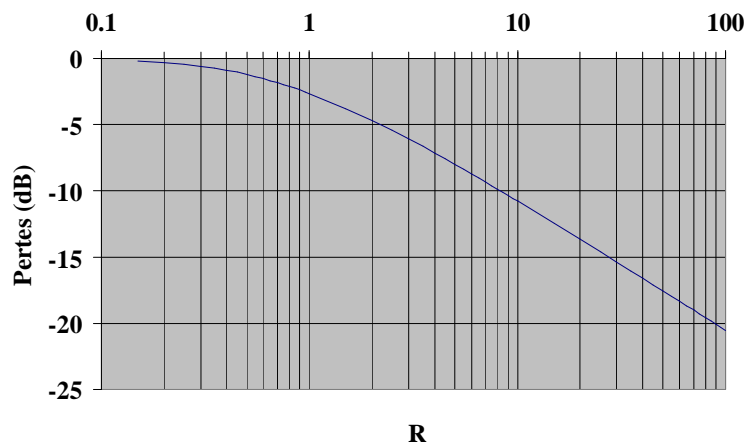


Figure IV-5: Pertes induites par le filtrage de la photodiode

On observe sur cette figure que les pertes par filtrage peuvent atteindre jusqu'à 20 dB pour des impulsions de durée 4-5 ps censées être détectées par des photodiodes de 1 GHz de bande par exemple. Il convient donc d'amener le spectre des impulsions dans la bande passante des photodiodes, par exemple en augmentant leur durée par dispersion (fibre ou réseau de Bragg). Dans le dispositif de la Figure IV-1, nous avons utilisé des fibres DSF qui nous ont permis d'atteindre des durées d'impulsions avant détection d'environ 1.20 ns. Ce qui correspond à une bande de l'ordre 800 MHz supérieur à celle de notre photodiode (200 Mhz) mais qui limite par conséquent les pertes à environ 8 dB alors que l'impulsion initiale de durée 4 ps introduirait par contre des pertes au delà de 30 dB.

IV.2.2.4. La carte d'acquisition DP 240 Digitizer.

Après la photo-détection, les impulsions doivent être numérisées par un CAN électronique conventionnel. Nous disposons pour cela d'une carte d'acquisition DP 240 de la famille des numériseurs 8 bits de Acquiris en format PCI. Elle possède un taux de numérisation maximale de 1 G_{éch}/s sur deux voies d'acquisition possibles ainsi qu'une quantification sur 8 bits. Il assure un échantillonnage synchrone 2 canaux jusqu'à 1 G_{éch}/s et peut en mode entrelacé monocal atteindre jusqu'à 2 G_{éch}/s. Un amplificateur à gain programmable intégré offre une gamme complète de tension d'entrée de 5 mV à 500 mV à pleine échelle, selon une progression 1-2-5 et avec un offset de tension variable.

Pour caractériser la carte d'acquisition, nous avons numérisé un signal de fréquence 58.593750 MHz issu de la source SMP02. La puissance de ce signal incident est de 15 dBm et nous avons fixé la fréquence d'échantillonnage de la carte à sa valeur maximale de 1 G_{éch}/s. ce qui est suffisant pour éviter tout phénomène de recouvrement de spectres. De même, l'échelle du gain a été maintenue à sa valeur maximale de 500 mV/Div. Nous avons effectué dans un premier temps, une analyse spectrale par FFT des données fournies par la carte. Le nombre d'échantillons temporels traités est de 256 et le spectre obtenu dans la bande $f_c/2$ est indiqué sur la Figure IV-6.

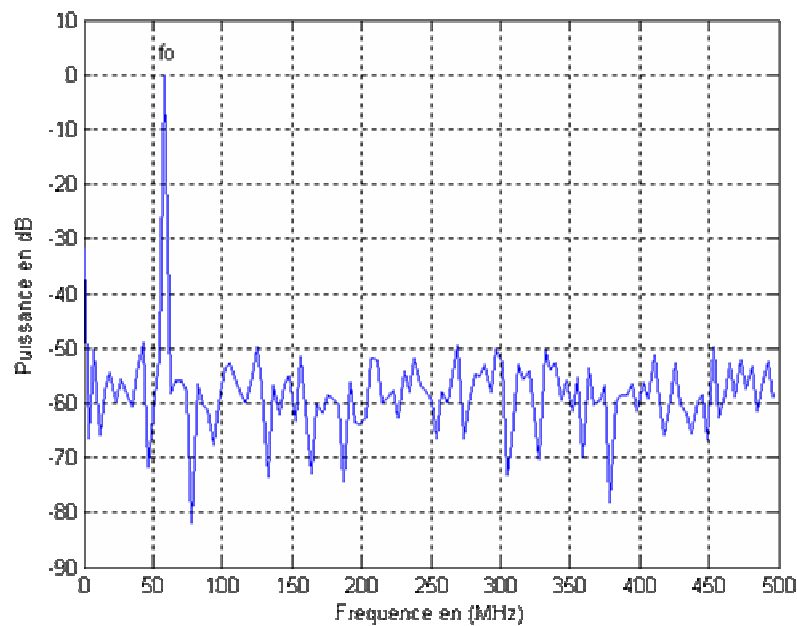


Figure IV-6: Spectre du signal capturé par la carte DP 240 dans la bande de 500 MHz
($f_0 = 58.593750$ MHz,)

Sur la Figure IV-6, nous mesurons une SFDR de 50 dB. La SFDR fournie par le constructeur est de 55 dB pour une bande de 10 MHz et de 40 dB pour une bande de 400 MHz. La valeur mesurée reste dans la gamme de celles fournies par le constructeur. A partir du spectre de la Figure IV-6, nous calculons le SNR à environ 32.26 dB (soit 5.07 bits effectifs). Cette valeur reste sensiblement inférieure à celle fournie par le constructeur qui est de 6 bits effectifs. Cette différence de 1 bit effectif s'explique certainement par le niveau de puissance du signal incident qui est de 15 dBm car comme le montre le Tableau IV-2, nous avons atteint 5.6 bits effectifs pour une puissance de 17 dBm. Ce qui prouve que les performances avancées par le constructeur sont atteignables si nous travaillons à fort niveau. Nous considérons par la suite,

la valeur de 6 bits effectifs comme la résolution maximale atteignable par la carte et cette valeur constituera une référence pour nos mesures.

Puissance RF	SNR en (dB)	SINAD en (dB)	SFDR en (dB)
15 dBm	32.26	32.16	49.44
17 dBm	35	34.48	50.05

Tableau IV-2 : Comparaison des performances pour deux niveaux de puissance du signal (15 dBm et 17 dBm)

Dans l'analyse précédente, nous avons fait varier la puissance incidente et nous avons programmé l'échelle du gain de l'amplificateur à sa valeur maximale de 500 mV/Div. Maintenant, nous avons réduit le niveau de la puissance RF à 3 dBm et nous avons effectué pour trois valeurs de gain (500, 200 et 100 mV/Div.) un calcul des paramètres dynamiques précédents. Les résultats obtenus sont indiqués dans le Tableau IV-3.

Gain Interne	SNR en (dB)	SINAD en (dB)	SFDR en (dB)
500 mV	20.63	20.53	35.37
200 mV	25.85	25.75	43.20
100 mV	26.63	26.42	43.46

Tableau IV-3 : Comparaison des performances à faible niveau pour trois valeurs de gain.

La tendance précédente d'un faible SNR pour de faibles niveaux est confirmée et traduit encore une fois la nécessité de travailler avec des forts niveaux du signal pour optimiser les performances de la carte d'acquisition. De plus, nous remarquons également que les performances à faible niveau sont dégradées pour les fortes valeurs de gain. Cela traduit la nécessité d'un compromis entre le niveau du signal incident et la valeur du gain interne.

IV.2.2.5. Résultats expérimentaux relatifs au décodage de phase

Après la description des différents blocs de la Figure IV-1, nous allons maintenant tester le principe de la conversion analogique numérique optique par la technique de décodage de phase. Pour cela, nous allons échantillonner directement à l'aide de la source laser, un signal électrique de fréquence 1.250 MHz (0.8 μ s). La Figure IV-7 présente le profil temporel de ce signal capturé par la carte DP 240.

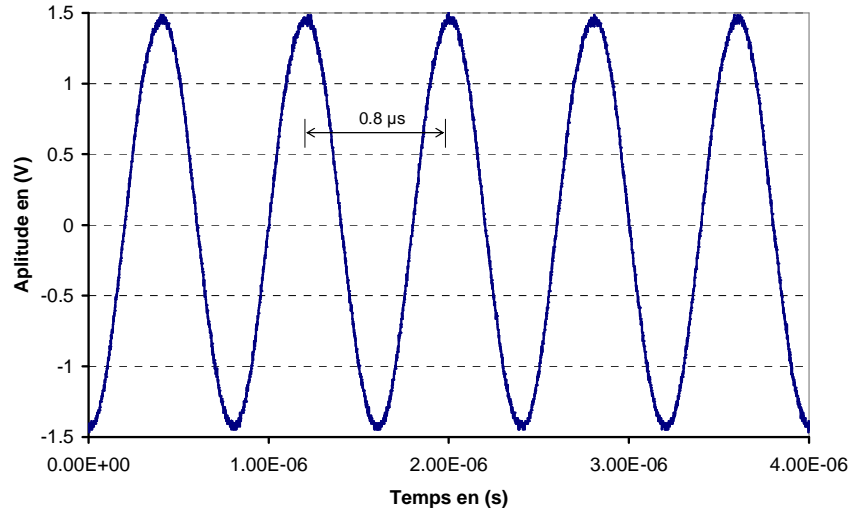


Figure IV-7: Profil temporel du signal électrique à échantillonner

Ce signal de fréquence 1.250 MHz reste faible comparativement à celle autorisée par le théorème de Shannon qui est au maximum de 10 MHz pour un rythme d'échantillonnage de 20 MHz. On applique ce signal sur le modulateur électrooptique qui est polarisé en quadrature de sorte à équilibrer les niveaux de puissance en sortie des deux voies. Pour régler correctement la tension de polarisation, un signal de fréquence f_0 est appliqué au modulateur électrooptique et à l'aide d'un analyseur de spectre électrique, la tension de polarisation est ajustée de manière à minimiser la composante à la fréquence $2f_0$. La tension de polarisation correspondante est de 2.66 V. Nous avons fixé la puissance du signal électrique à 16 dBm, ce qui correspond à un taux de modulation d'environ 73%.

Le signal électrique module le train d'impulsions émis au rythme de 20 MHz. Ces impulsions sont ensuite sérialisées après leur passage à travers le coupleur 50/50 grâce à une ligne à retard d'une demi-période du rythme des impulsions. Pour une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz, nous avons vu que cette ligne à retard correspond à une longueur de fibre de 5 m. Pour la fréquence du signal électrique de 1.250 MHz, la tolérance sur les 5 m de fibre est de l'ordre de 5 cm. Cela signifie que lors de l'implémentation de la ligne à retard, une erreur de longueur ± 5 cm peut être admise sans risque d'introduire des erreurs de tension supérieures à un demi pas de quantification. Cette marge de 5 cm bien que constituant une limite basse au regard des moyens de conception à notre disposition reste néanmoins maîtrisable. A la sortie du coupleur, le rythme des impulsions est de 40 MHz.

Un filtre RF de 200 MHz de bande placé après la photodiode réduit la durée des impulsions à 5 ns de sorte à permettre leur traitement par la carte DP 240. Nous avons résumé dans le Tableau IV-4, les valeurs des différents paramètres utilisés pour l'expérimentation.

Durée des impulsions avant numérisation	Fréquence d'échantillonnage	Fréquence du signal électrique	Puissance du signal électrique	Ligne à retard	Bande passante du filtre RF
5 ns	20 MHz	1.250 MHz	16 dBm	5 m	200 MHz

Tableau IV-4: Paramètres expérimentaux

Le train d'impulsions modulées par le signal de fréquence 1.250 MHz et capturées par la carte DP 240 est indiqué sur la Figure IV-8. Sur cette figure, nous apercevons l'enveloppe du signal électrique et les déformations liées à la fluctuation des niveaux d'amplitudes des impulsions optiques. Il convient toute fois de signaler que le rythme de numérisation est fixé ici par la carte et qu'il n'y a pas de synchronisation entre l'arrivée des impulsions et les instants d'acquisition de la carte. Nous avons récupéré l'enveloppe du signal en choisissant le point correspondant au maximum de chaque impulsion. La Figure IV-9 présente deux impulsions successives ainsi que les différents points d'acquisition de la carte.

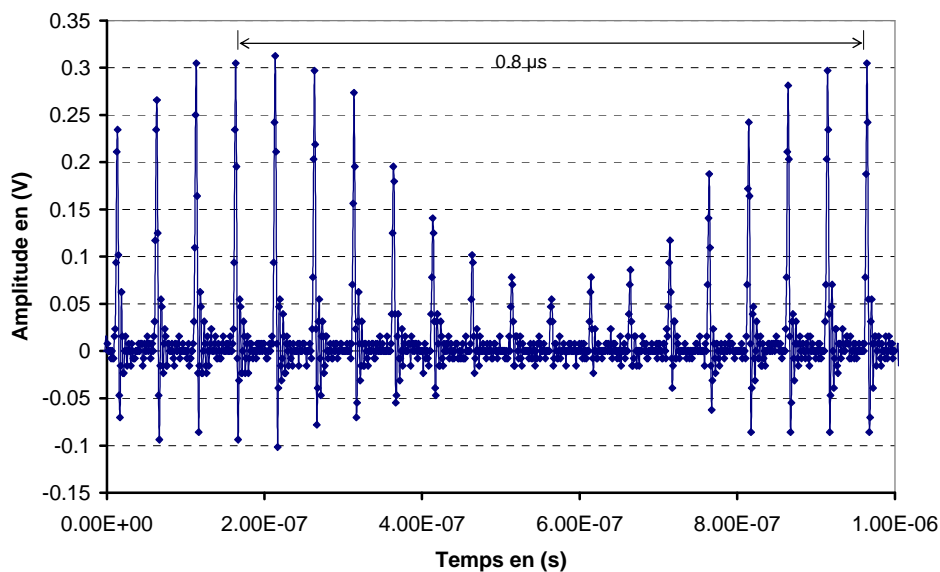


Figure IV-8: Profil temporel des impulsions modulées capturées par la carte DP 240

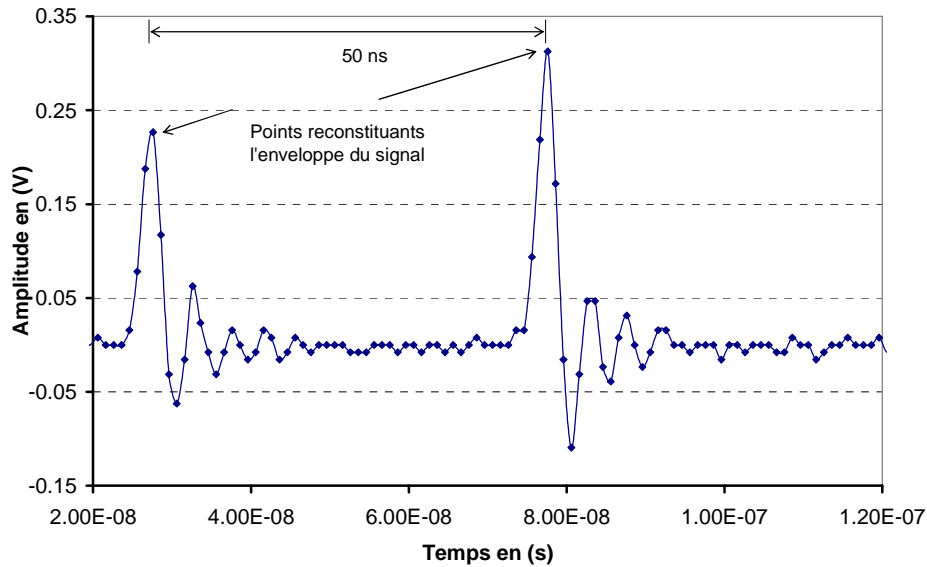


Figure IV-9: Profil temporel de deux impulsions successives capturées par la carte DP 240

Sur la Figure IV-10 nous avons représenté les formes temporelles des signaux obtenus par la récupération de l'enveloppe sur les voies 1 et 2 du modulateur électrooptique après échantillonnage par les impulsions optiques. Nous observons un offset entre les deux signaux qui devraient en principe être rigoureusement opposés en phase. Cet offset est dû à la désynchronisation entre l'arrivée des impulsions et les instants d'échantillonnages de la carte. Les déformations observées sur le profil temporel des deux voies sont dues aux fluctuations de l'amplitude des impulsions. Ces deux signaux permettent ensuite par la technique de décodage de phase de remonter au signal appliqué sur le modulateur électrooptique comme le montre le graphique de la Figure IV-11. Sur cette figure, nous avons superposé également le signal d'origine au signal reconstitué par décodage de phase. Il faut noter que l'acquisition des signaux ne s'est pas fait en temps réel et que la superposition à pour but ici de valider le principe.

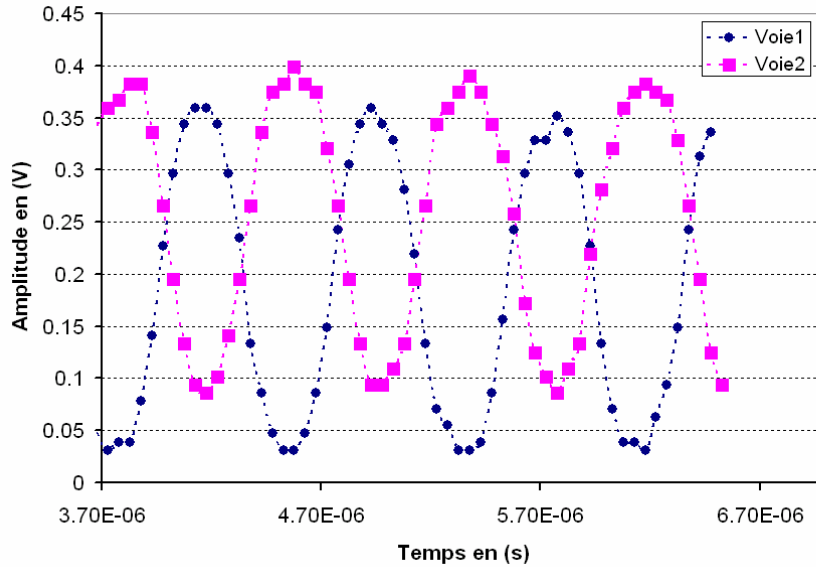


Figure IV-10: Signaux issus des deux voies après échantillonnage électrooptique

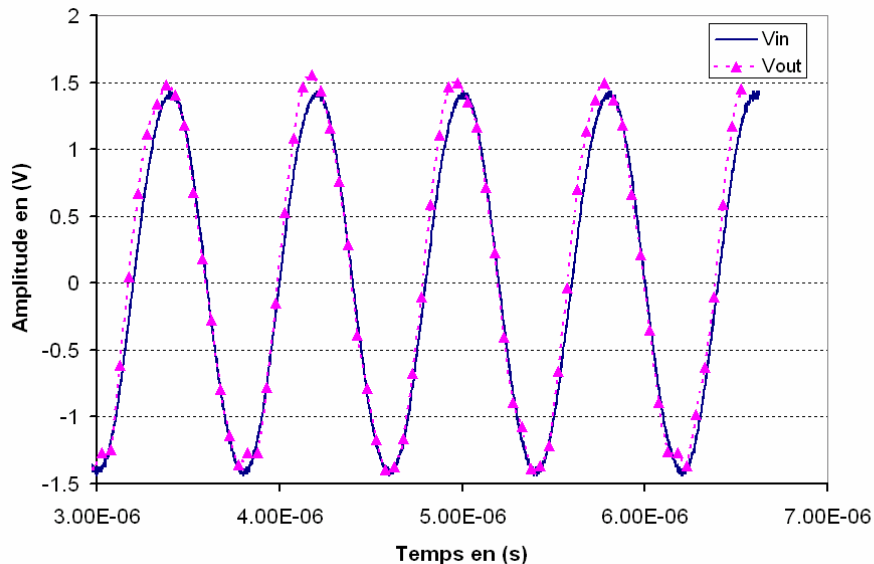


Figure IV-11: Signal décodé V_{out} et signal initial V_{in}

Pour mettre en évidence les performances obtenues par la technique de décodage de phase, nous avons effectué une analyse spectrale du signal reconstitué. Ce spectre est comparé à celui obtenu dans le cas de la modulation à une voie. La représentation spectrale est faite dans une fenêtre de 20 MHz de sorte à faire apparaître la périodisation du spectre autour de cette fréquence d'échantillonnage optique. Pour le décodage de phase (Figure IV-12), nous mesurons une SFDR de 26.22 dB alors que cette valeur est de 19.88 pour la modulation à une voie (Figure IV-13), soit un gain de 6.3 dB (où 1 bit effectif). Il s'agit là de SFDR estimées à partir de l'harmonique 2 (SFDR2) alors que cette dernière est censée être supprimée pour une polarisation en quadrature du modulateur électrooptique. Une estimation de celles relatives à

l'harmonique3 (SFDR3) est de 33 dB pour le décodage de phase et de 24 dB pour la modulation à une voie.

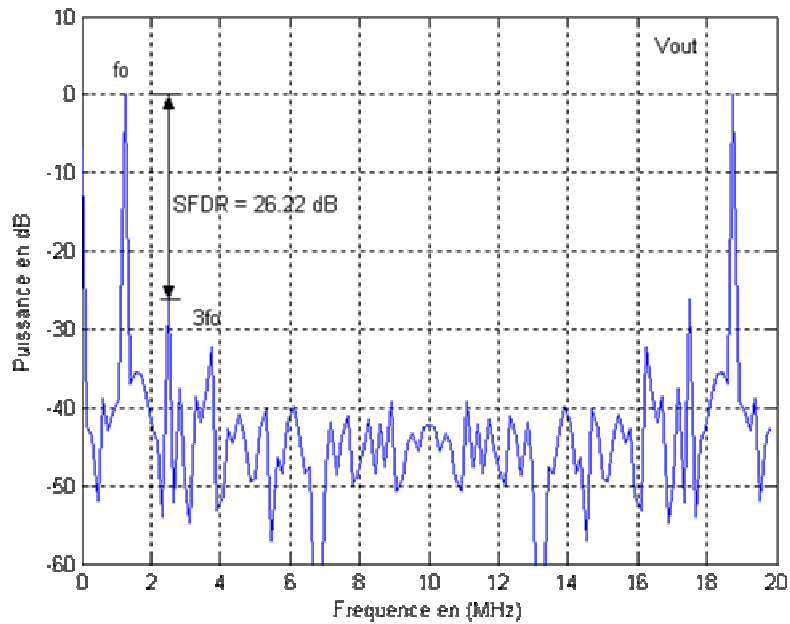


Figure IV-12: *Spectre du signal obtenu par décodage de phase (taux de modulation = 73%)*

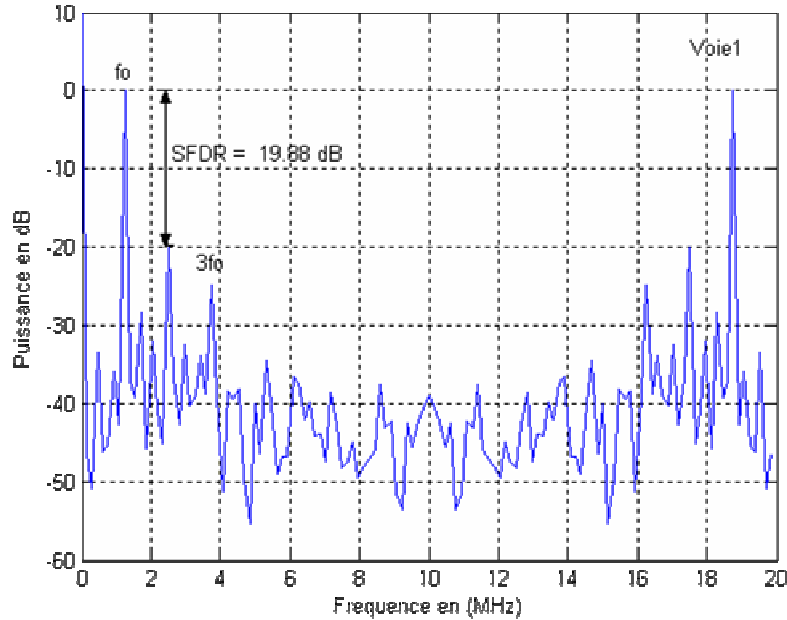


Figure IV-13: *Spectre obtenu pour la modulation à une voie (taux de modulation de 73%)*

Les valeurs obtenues pour les autres performances dynamiques (SNR et SINAD) sont résumées dans le Tableau IV-5 et elles confirment ce que nous avons signalé plus haut ; la technique d'échantillonnage par décodage de phase présente des performances meilleures par

rapport à celles d'un échantillonnage optoélectronique classique qui utilise un modulateur à une voie.

Techniques	SNR	SINAD	SFDR
V_{out}	21.77 dB	20.1 dB	26.22 dB
Voie1	18.35 dB	15.46 dB	19.89 dB

Tableau IV-5 : Performances obtenues par codage de phase et pour la modulation à une voie pour un taux de modulation de 73%

Nous avons obtenus ces résultats pour un taux de modulation d'environ 73%. Les résultats obtenus pour d'autres valeurs de taux de modulation sont indiqués dans le Tableau IV-6.

Taux de modulation	Techniques	SNR	SINAD	SFDR
32%	Vout	15.3272	14.9935	22.0952
	Voie1	10.1590	10.0155	17.0553
17%	Vout	12.7056	12.5932	19.2736
	Voie1	8.4941	8.2993	16.5670

Tableau IV-6 : Performances obtenues pour deux techniques d'échantillonnage (décodage de phase et modulation à une voie1).

Une remarque importante se dégage des résultats du Tableau IV-6. Nous constatons que pour les valeurs de taux de modulation inférieurs à 50%, les valeurs de SNR et de SINAD pour la technique de décodage de phase sont sensiblement les mêmes. Sans spéculer sur l'ordre de grandeur de ces valeurs, cela prouve que la technique de décodage de phase contribue à réduire considérablement l'influence des distorsions. Cette constatation est confirmée par l'évolution du facteur d'augmentation de bruit (NEF) en fonction du taux de modulation que nous avons introduit au chapitre précédent. Ce paramètre NEF est limité à 2 pour des taux de modulation inférieurs à 50% et augmentent très rapidement pour des taux de modulation supérieurs. Cette augmentation très rapide est due au fait que la fonction arcsinus tend vers l'infini lorsque le taux de modulation tend vers 1.

Nous venons de tester une architecture réelle de CANO à l'aide de la technique d'échantillonnage par décodage de phase. Les résultats obtenus confirment ce que nous avons observé jusque là, à savoir que le décodage de phase présente de meilleures performances par rapport à un échantillonneur optique qui n'utilise qu'un modulateur électrooptique à une voie. Il s'agit là de tests expérimentaux dont l'objectif n'était pas de battre des records de performances en terme de bits effectifs mais de réaliser une validation de principe. Maintenant, nous allons présenter le dispositif complet de CANO que nous avons réalisé et qui combinent les opérations de conversion I/Q et de décodage de phase.

IV.3 . Réalisation du CANO

Comme nous l'avons maintes fois signalé, notre CANO est destiné à numériser un signal hyperfréquence porteur d'un spectre. L'échantillonnage de la porteuse n'est pas utile car celle-ci ne contient pas l'information. Nous avons décidé de réaliser un échantillonnage I/Q de sorte à disposer directement sous forme numérique le signal utile.

Pour réaliser cet échantillonnage I/Q, on génère à partir d'une impulsion unique émise par le laser un duo d'impulsions en quadrature de phase par rapport la porteuse hyperfréquence. Ces deux impulsions I et Q doivent être séparément temporellement d'un temps $\Delta T_{I/Q} = 1/4f_0$ où f_0 est la fréquence de la porteuse. Nous avons exposé dans le chapitre précédent les différentes techniques de génération I/Q par voie optique et nous avons choisi la solution à base de filtrage spectral par des réseaux de Bragg. Il s'agit dans un premier temps de disperser l'impulsion dans une fibre de sorte à ce qu'elle présente un glissement linéaire de fréquence en première approximation. Cette opération permet de réaliser une correspondance directe entre le temps et les longueurs d'onde. Après cette vobulation linéaire, l'impulsion est filtrée par deux réseaux de Bragg séparés spectralement d'une quantité $\delta\lambda$ qui est fonction de la fréquence porteuse et qui permet de générer le duo d'impulsion I/Q en quadrature de phase. Le dispositif utilisé pour l'échantillonnage et la conversion I/Q est indiqué sur la Figure IV-14.

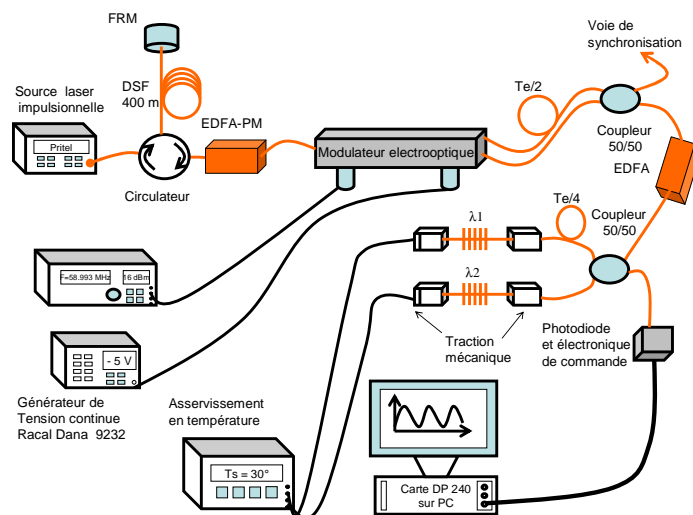


Figure IV-14: Dispositif expérimental du CANO réalisant l'échantillonnage et la génération I/Q

IV.3.1 . Description du dispositif

L'impulsion de durée 4-5 ps et de largeur spectrale 0.8 nm est envoyée dans une fibre dispersive DSF de longueur 400 m et de dispersion -46 ps/nm.km. Pour éviter les fluctuations de polarisation, nous insérons la fibre DSF entre un circulateur et un miroir de Faraday rotatoire (FRM). Ce qui permet de compenser les biréfringences parasites induites dans la fibre DSF lors de la propagation de l'impulsion de sorte que toute cette portion de fibre se comporte comme une fibre à maintien de polarisation. Cette dispersion permet d'établir une correspondance entre le temps et les longueurs d'onde d'une part et d'autre part, elle permet un étirement temporel de l'impulsion. En sortie de la fibre DSF, l'impulsion acquiert une durée d'environ 70 ps. L'impulsion passe ensuite à travers un amplificateur optique à fibre dopée erbium et à maintien de polarisation. En sortie de l'amplificateur, les impulsions ont une puissance moyenne d'environ 10 dBm.

Ces impulsions passent ensuite à travers le modulateur électrooptique où elles sont modulées par le signal à numériser. En sortie du modulateur, une ligne à retard d'une demi période permet la sérialisation des impulsions issues des deux voies à l'aide d'un coupleur 50/50. Les impulsions traversent à nouveau un autre EDFA de sorte à compenser les pertes de puissances liées au passage à travers le modulateur et le coupleur 50/50. Les impulsions sont maintenant filtrées par deux réseaux de Bragg dont les longueurs d'ondes de réflexion sont choisies de sorte à générer deux impulsions en quadrature de phase. Une seconde ligne à retard d'un quart de période ($T_e/4$) est placée à l'entrée d'un réseau de Bragg et permet de nouveau la sérialisation des quatre impulsions sur une période laser. Les impulsions sont ensuite détectées par une photodiode et numérisées par la carte DP 240.

Nous allons maintenant présenter une analyse détaillée des différentes opérations effectuées pour la génération I/Q et la conversion analogique numérique optique.

IV.3.2 . Dispersion de l'impulsion optique

L'impulsion laser après la dispersion à travers la fibre DSF acquiert une largeur spectrale d'environ 1.8 nm pour une durée de 70 ps. La longueur physique parcourue par l'impulsion est de 800m. Le spectre optique obtenu après cette vobulation linéaire est indiqué sur la Figure IV-15 (a) ainsi que le profil temporel correspondant (Figure IV-15 (b)).

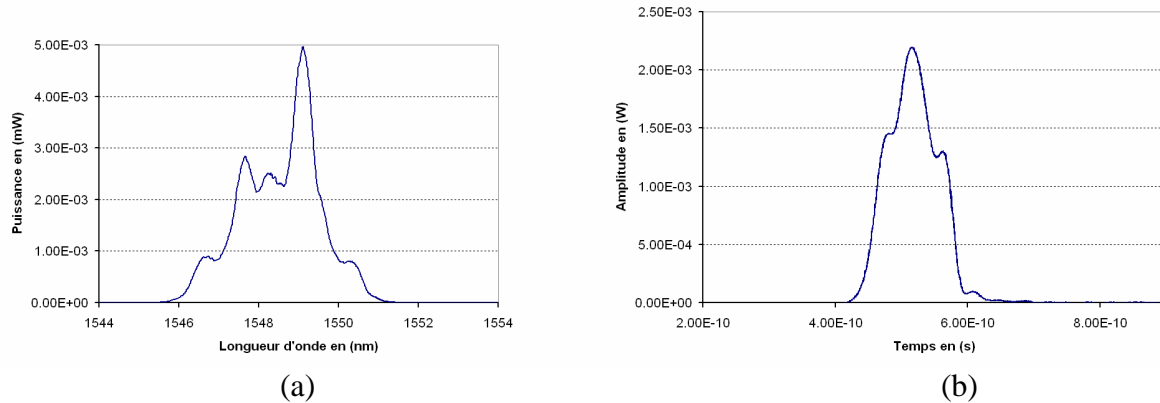


Figure IV-15 : (a) Spectre de l'impulsion ($\Delta\lambda = 1.8 \text{ nm}$) après propagation à travers 800m de fibre DSF et profil temporel équivalent

Les déformations observées sur le profil spectral de l'impulsion sont le fait des effets non linéaires induits lors de la propagation. Ces effets non linéaires provoquent un élargissement spectral (auto modulation de phase) de l'impulsion et éventuellement une déformation du profil. Cette déformation est également observée sur le profil temporel.

L'opération de dispersion a pour but d'établir une correspondance directe linéaire entre le temps et les longueurs d'ondes. Pour mettre en évidence cette correspondance linéaire, l'impulsion vobulée en sortie du circulateur est envoyée vers un système interférométrique de type Michelson qui fait office de filtre spectral. Nous rappelons que l'interféromètre est un dispositif à division d'égalité de deux ondes issues d'une même source optique. Cette fonction est réalisée dans le montage séparateur. Deux dispositifs ont été utilisés et collimatent chacun des deux faisceaux sur l'entrée du cube séparateur et celle de la fibre de sortie respectivement. Si la position d'un miroir (prisme) diffère suivant l'axe de parcours des faisceaux, une différence de marche est introduite et dépend de la distance entre les deux miroirs. Après réflexion, les deux faisceaux collimatés convergent à l'entrée de la fibre, se superposent et interfèrent (Figure IV-16) .

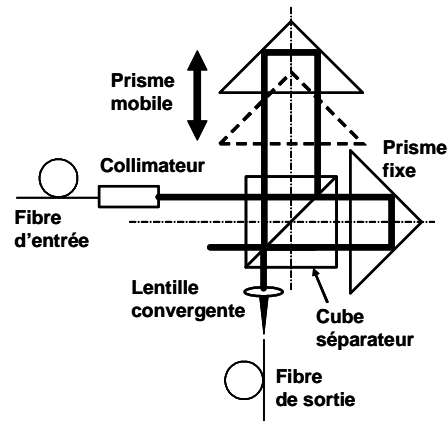


Figure IV-16: Montage expérimental du filtre interférentiel de type Michelson

En sortie de l'interféromètre, nous obtenons une intensité qui est maximale pour certaines longueurs d'onde et minimales pour d'autres. Entre ces deux états extrêmes, l'intensité optique varie de façon cosinusoidale en fonction de la longueur d'onde. Le spectre échantillonné obtenu à la sortie de l'interféromètre est représenté sur la Figure IV-17 (a) ainsi que son profil temporel correspondant (Figure IV-17 (b)).

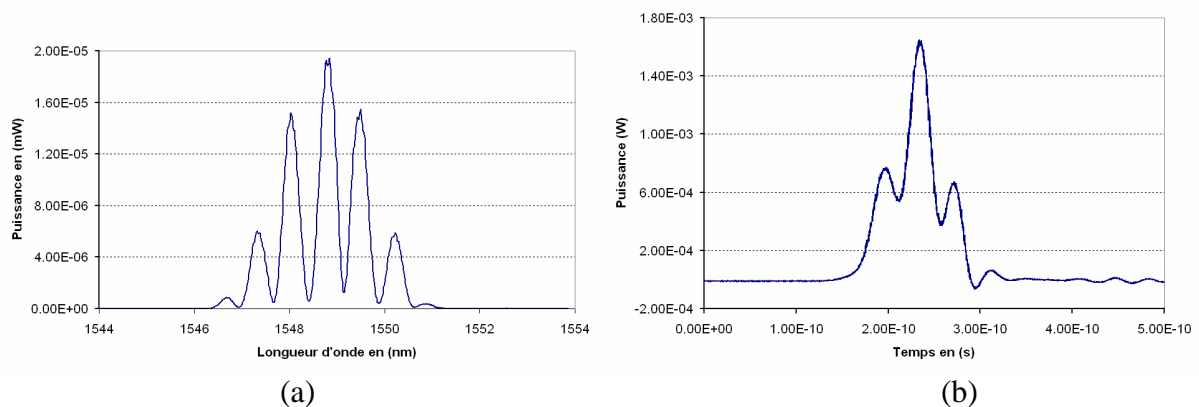


Figure IV-17: (a) Spectre de l'impulsion vobulée après son passage à travers l'interféromètre de Michelson. (b) profil temporel équivalent

A partir des deux graphiques précédents et pour chaque valeur d'un maximum local dans le domaine spectral, on fait correspondre son équivalent dans le domaine temporel et on obtient ainsi le graphique de la Figure IV-18 qui représente l'évolution de la longueur d'onde en fonction du temps. Nous constatons que cette correspondance entre la longueur d'onde et le temps est bien linéaire et traduit l'opération de vobulation linéaire.

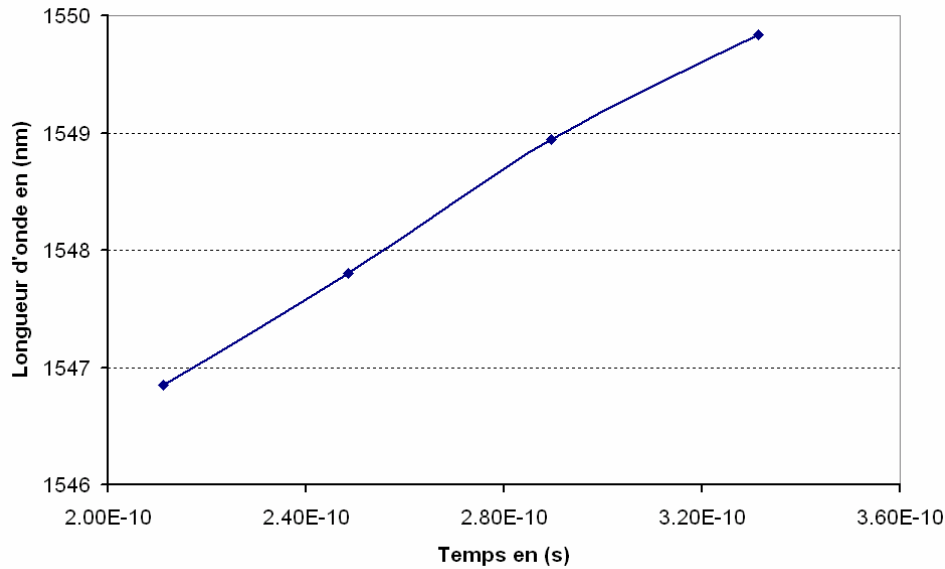


Figure IV-18: *Correspondance linéaire entre les longueurs d'onde et le temps après dispersion de l'impulsion à travers 800 m de fibre DSF*

Si nous prenons une valeur moyenne de l'écart spectral $\delta\lambda$ entre deux maximum de 2.99 nm, l'écart temporel ΔT correspondant est d'environ 120.12 ps. Le rapport $\delta\lambda / \Delta T$ entre l'écart spectral et l'écart temporel a la dimension de l'inverse d'une vitesse et cette vitesse est appelée la vitesse de vobulation linéaire de fréquence et ce rapport est d'environ 40.2 ps/nm. Il doit en principe rester constant en cours de propagation guidée et quelque soit le dispositif de filtrage utilisé.

IV.3.3 . Echantillonnage par filtrage spectral

IV.3.3.1 . Les réseaux de Bragg

Après l'opération de dispersion, les impulsions traversent le modulateur électrooptique où elles sont modulées en intensité par le signal électrique à convertir. Après la modulation, les impulsions sont envoyées dans le système de génération I/Q composé de deux réseaux de Bragg. Ces deux réseaux de Bragg ont la même longueur d'onde de réflexion située autour de 1547 nm et une largeur spectrale de 0.1 nm. Grâce à un système d'asservissement en température et une traction mécanique, on peut faire varier la longueur d'onde de réflexion des réseaux de Bragg. Nous avons représenté sur la Figure IV-19, l'évolution de la longueur d'onde de réflexion des réseaux de Bragg en fonction de la température.

On constate que pour des asservissements en température variant de 10° à 70°, la longueur d'onde centrale du réseau de Bragg1 se déplace dans une plage de 0.7 nm entre 1547.8 nm à 1548,5. La plage d'accordabilité est la même pour le réseau de Bragg2 qui varie entre 1549.2 nm et 1549.75 nm. Ainsi avec les deux réseaux de Bragg, on balaie une plage de longueur d'onde d'environ 1.95 nm si l'on réalise un asservissement aux deux températures extrêmes de 10° et 70° pour les réseaux 1 et 2 respectivement.

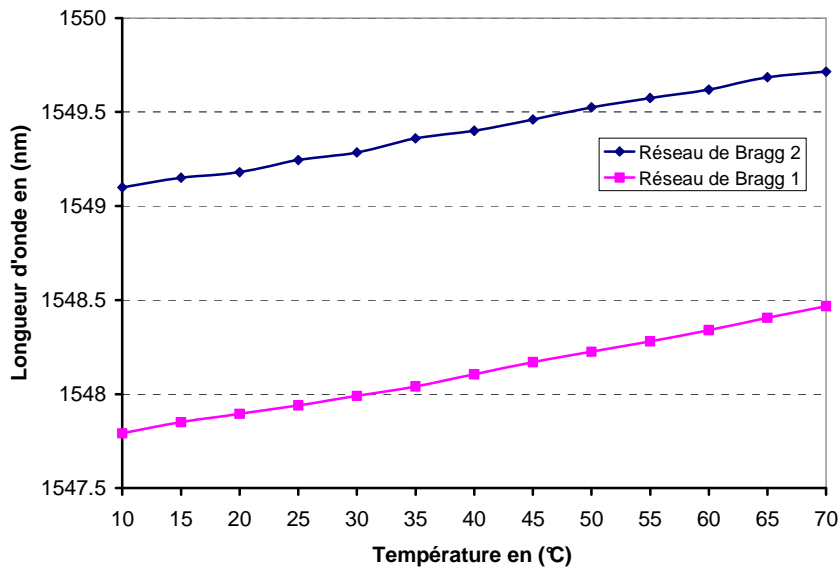


Figure IV-19: Evolution de la longueur d'onde des réseaux de Bragg En fonction de la température

De plus ces deux réseaux de Bragg ont une allure gaussienne avec une largeur spectrale (à mi-hauteur) du maximum de puissance de 0.1 nm. La Figure IV-20 présente le profil spectral de deux impulsions après l'opération de filtrage par les deux réseaux de Bragg..

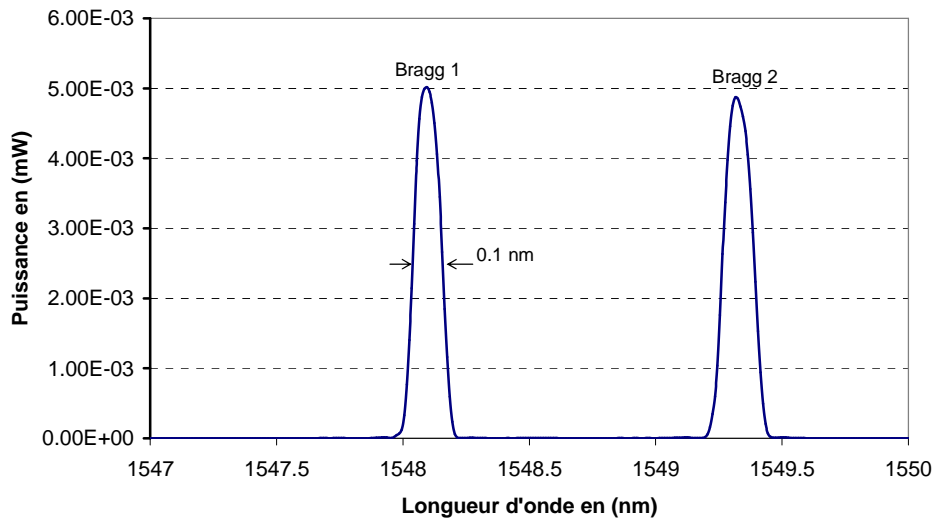


Figure IV-20 : Réponse spectrale des deux réseaux de Bragg

Il convient toute fois de noter que la difficulté dans cette opération de filtrage spectral est d'obtenir des signaux d'égales amplitudes. Cette égalisation sera d'autant plus simple à réaliser si l'impulsion initiale après dispersion présente peu de déformation de son profil spectral. Les réseaux de Bragg ont une largeur spectrale de 0.1 nm, ce qui correspond à une durée temporelle d'environ 50 ps. La Figure IV-21 présente le profil temporel de la réponse des réseaux de Bragg.

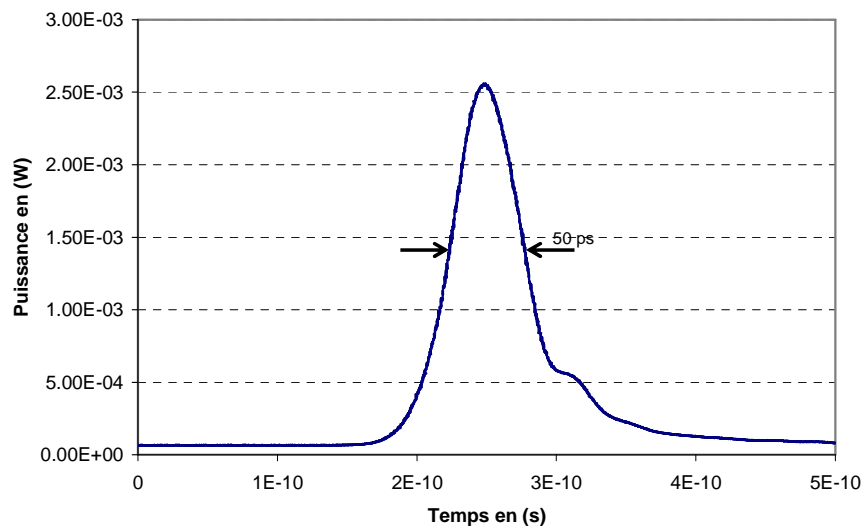


Figure IV-21: Réponse temporelle des réseaux de Bragg

IV.3.3.2. Principe de la génération I/Q optique

Après l'opération de dispersion de l'impulsion et de modulation par le signal électrique à convertir, les impulsions doivent être filtrées par les deux réseaux de Bragg de sorte à apparaître en quadrature à la fréquence du signal de modulation. Pour réaliser cette quadrature, l'impulsion optique après dispersion a une largeur spectrale $\Delta\lambda$ correspondant à une largeur temporelle Δt_0 . Le choix de l'écart spectral $\delta\lambda$ entre les réseaux est imposé par la fréquence de la porteuse à convertir et elle est donnée par :

$$\delta\lambda = \frac{(\Delta T_{I/Q} \cdot \Delta\lambda)}{\Delta t_0} \quad (\text{IV-4})$$

Où $\Delta T_{I/Q} = 1/4f_0$ avec f_0 la fréquence de la porteuse. Pour notre impulsion dont la durée après modulation est de 70 ps pour une largeur spectrale de 1.8 nm, nous avons résumé dans le Tableau IV-7 les valeurs d'écart spectraux des réseaux de Bragg pour quelques valeurs de fréquences porteuses.

Fréquence f_0	Période T	$\Delta T_{I/Q}$	$\delta\lambda = (\Delta T_{I/Q} \cdot \Delta\lambda) / \Delta t_0$	λ_1 (nm)	λ_2 (nm)
1 GHz	1 ns	250 ps	6.42 nm	1546	1552.42
2 GHz	0.5 ns	125 ps	3.21 nm	1547	1550.21
4 GHz	0.25 ns	62.5 ps	1.6 nm	1547.5	1549.1
8 GHz	0.125 ns	31.25 ps	0.8 nm	1548	1548.8
10 GHz	0.1 ns	25 ps	0.64 nm	1548	1548.64
30 GHz	33.34 ps	8.33 ps	0.22 nm	1548	1548.22

Tableau IV-7: Valeurs d'écart spectraux entre les réseaux de Bragg pour différentes valeurs de fréquences porteuses.

L'analyse du tableau précédent montre que notre système va être limité lors de la descente en fréquence basse (< 2 GHz) car les valeurs d'écart spectraux (jusqu'à 6 nm pour une porteuse à 1 GHz) exigées entre les réseaux de Bragg ne pourront pas être atteintes. En revanche pour la montée en fréquence, ces écarts baissent et offrent d'énormes possibilités à notre dispositif notamment pour l'accordabilité à différentes fréquences porteuses.

IV.3.3.3. Influence de la durée des impulsions d'échantillonnages

Nous venons de présenter le principe de la génération I/Q pour notre architecture de CANO optique. Maintenant nous allons analyser expérimentalement l'influence de la durée

des impulsions sur les performances de notre système. Pour cela, nous avons réalisé le montage de la Figure IV-22.

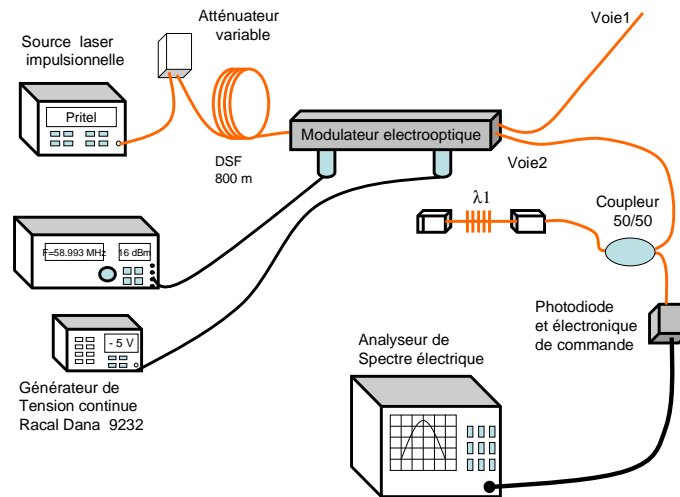


Figure IV-22: Dispositif réalisé pour analyser l'influence de la durée des impulsions sur les performances dynamiques du système.

Nous rappelons que pour une structure comme celle de la Figure IV-22, la source laser Pritel qui émet des impulsions au rythme de 20 MHz fait office d'oscillateur local. Si nous appelons f_{LO} la fréquence de cet oscillateur local, les impulsions émises au rythme de f_{LO} vont être modulées par le signal sinusoïdal à la fréquence f_{RF} . Cette opération de modulation va permettre la génération de signaux à des fréquences intermédiaires f_{IF} que nous pouvons analyser tant d'un point de vue spectral que temporel.

Dans l'approche fréquentielle, lorsque le train d'impulsions est modulée par le signal RF, des signaux sont générés à des fréquences intermédiaires $f_{IF} = f_{RF} - n \cdot f_{LO}$ (où n est un entier), des fréquences harmoniques ainsi que des fréquences d'intermodulations. Cette approche peut être vue comme de l'hétérodynage optique avec un peigne de fréquences au lieu de deux fréquences optiques. Dans l'approche temporelle, les impulsions sont séparées temporellement d'une quantité $1/f_{LO}$. Lorsque ces impulsions traversent le modulateur électrooptique, le signal RF est sous-échantillonné de façon optique. Les impulsions modulées peuvent ainsi être détectées et à l'aide d'un filtrage passe bas, on récupère le signal sous-échantillonné à la fréquence $f_{IF} = f_{RF} - k \cdot f_{LO}$, où k est un entier qui satisfait au critère de Nyquist (c'est-à-dire $f_{IF} < f_{LO}/2$). Cette notion de fréquence f_{IF} prouve que l'on peut observer à basse fréquence le phénomène qui se produit à haute fréquence.

C'est sur ce principe que nous avons réalisé le dispositif de la Figure IV-22. Pour cela, l'impulsion émise par le laser est modulée par une porteuse sinusoïdale dont nous faisons varier la fréquence. Pour chaque valeur de cette fréquence, nous mesurons à l'aide d'un analyseur de spectre électrique, l'évolution du niveau de puissance du signal électrique. Quatre configurations de ce dispositif ont été réalisées:

Configuration 1 ou P1N

Dans cette première configuration, l'impulsion initiale de durée 4-5 ps est modulée directement par plusieurs valeurs de fréquences du signal et nous relevons pour chaque valeur de fréquence, le niveau de puissance du signal à l'aide d'un analyseur de spectre électrique.

Configuration 2 ou P2N

Dans une seconde configuration, nous élargissons temporellement l'impulsion à travers une fibre DSF de 800 m. A la sortie de cette fibre, l'impulsion acquiert une durée d'environ 100 ps. Cette impulsion élargie temporellement est ensuite modulée par les mêmes valeurs de fréquence que la configuration 1 et nous effectuons les mêmes relevés de niveau de puissance.

Configuration 3 ou P3N

Dans la troisième configuration, nous utilisons l'impulsion étirée de durée 100 ps et cette impulsion est modulée comme précédemment. A la sortie du modulateur, l'impulsion passe à travers un réseau de Bragg dont la largeur spectrale est de 0.1 nm. A la sortie du réseau de Bragg, nous mesurons les différents niveaux de puissances électriques pour chaque valeur de fréquence de modulation.

Configuration 4 ou P4N

Enfin dans une dernière configuration, le réseau de Bragg est placé avant le modulateur électrooptique. L'impulsion filtrée est ensuite modulée comme dans les configurations précédentes et nous effectuons ici également des mesures de puissances..

Les différents niveaux de puissances obtenues pour ces quatre configurations sont indiqués sur la Figure IV-23. Nous avons normalisé les différents niveaux de puissance de sorte à permettre une analyse comparée des quatre configurations.

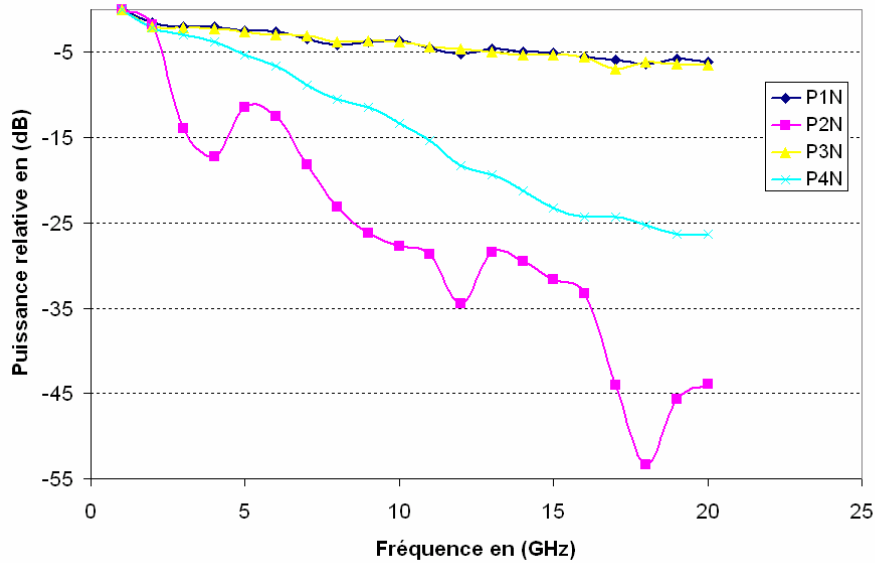


Figure IV-23: Influence de la durée des impulsions sur les performances du système

Nous constatons que dans la configuration P1N où les impulsions ont une durée de 4-5 ps, on peut réaliser l'échantillonnage électrooptique de signaux de fréquences élevées (plus de 10 GHz) sans détériorer considérablement les performances du système. La lente décroissance régulière de la courbe est attribuée à la réponse en fréquence du modulateur électrooptique. Par contre dans la configuration P2N où les impulsions ont une durée avant échantillonnage de 100 ps, nous constatons une forte dégradation des performances au-delà de 3 GHz. Ce qui confirme la nécessité de disposer d'impulsions de durée la plus courte possible pour permettre l'échantillonnage à haute fréquence. Pour ce qui est de la configuration P3N où les impulsions modulées sont filtrées par le réseau de Bragg, nous observons des performances identiques à celles de la configuration P1N bien que les impulsions modulées aient été préalablement étirées jusqu'à 100 ps. Cette situation s'explique par le fait qu'ici l'échantillonnage est réalisé par le réseau de Bragg. Ce dernier a une largeur spectrale de 0.1 nm et comme l'impulsion subit une modulation linéaire à la vitesse de 40 ps/nm, sa durée à l'instant de prélèvement de l'échantillon par le réseau de Bragg est de $40 \text{ ps/nm} \cdot 0.1 \text{ nm}$, soit une durée d'environ 4 ps. Cet échantillonnage effectué par le réseau de Bragg a pour avantage de relâcher les contraintes liées à la durée des impulsions car celle-ci est désormais fixée par la largeur spectrale du réseau de Bragg et la vitesse de modulation linéaire. Enfin, dans la dernière configuration P4N, les performances du système sont dégradées car les impulsions sont de durée relativement larges car, après le réseau de Bragg, elles acquièrent une durée d'environ 50 ps, durée réciproque dans le domaine de Fourier de sa largeur spectrale de 0.1 nm.

IV.3.3.4 Réponse temporelle de la conversion I/Q

Dans le développement de notre système d'échantillonnage et de conversion I/Q, on génère par filtrage spectral à l'aide de deux réseaux de Bragg et à partir d'une impulsion unique, un duo d'impulsions déphasées de 90° . Comme notre modulateur électrooptique est à deux sorties en opposition de phase, la sérialisation de ces deux voies fournit des impulsions au rythme de 40 MHz. C'est ce train d'impulsions dont deux impulsions successives sont opposées qui vont être utilisées pour générer les signaux I et Q. Sur une période laser, nous obtenons en définitive quatre impulsions par période de 50 ns (20 MHz), ce qui correspond à un rythme de 80 MHz (12.5 ns). Ces impulsions vont ensuite être détectées et numérisées par la carte DP240. La Figure IV-24 présente le chronogramme des quatre impulsions I et Q pour chaque voie 1 et 2 du modulateur électrooptique ainsi que le profil temporel de la réponse correspondante.

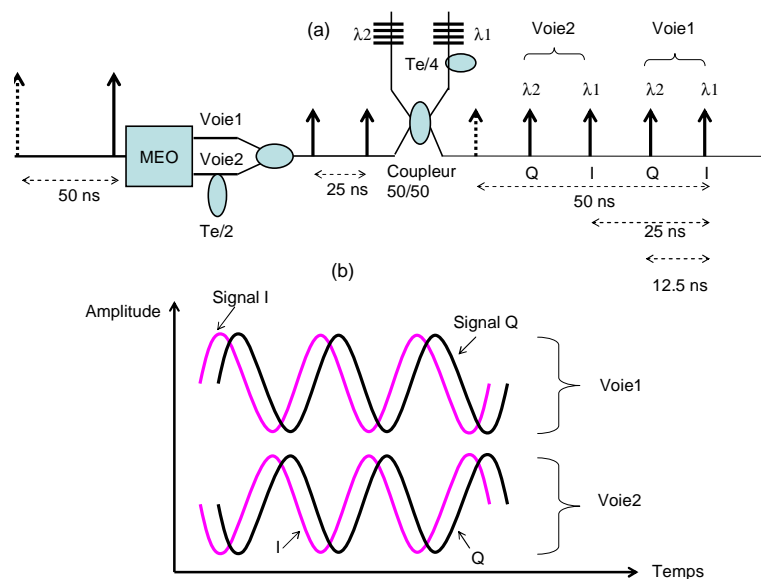


Figure IV-24: (a) Chronogrammes des impulsions I et Q (b) profil temporel de la réponse I/Q

Il apparaît clairement sur cette figure que si nous appliquons une porteuse sinusoïdale sur le modulateur électrooptique, les signaux récupérés sur chaque voie doivent être en quadrature de phase. Il s'agit là des signaux I et Q pour chaque voie. Et comme les voies sont en opposition de phase, le signal I de la voie 1 doit être opposé en phase au signal I de la voie 2. Il est en est de même pour la voie Q. On applique ensuite la technique de décodage de

phase sur les signaux I et Q en opposition de phase et on obtient deux signaux décodés en quadrature de phase.

IV.3.4 . Acquisition des signaux

Jusqu'à présent, la carte DP240 était utilisée en mode oscilloscope. Dans ces conditions, les impulsions devraient être résolues dans le temps pour pouvoir être analysées. Le rythme d'acquisition maximal étant de 1Gech/s et le rapport cyclique des signaux étant faible (impulsions de durée 1 ns pour une période de 50 ns, 12.5 ns au mieux), la profondeur mémoire de la carte ne permet pas d'analyser un grand nombre d'impulsions, au plus une centaine.

Afin de pallier cette limitation et d'augmenter le nombre d'impulsions analysées, nous avons utilisé la fonction de synchronisation externe de la carte afin de n'effectuer qu'un point d'acquisition de la courbe par impulsion. Il a fallu donc synthétiser un signal de synchronisation au même rythme que le rythme d'arrivée des impulsions signal sur la carte, soit 80 MHz. Afin de ne pas prélever de l'énergie sur le signal optique, le signal de synchronisation est obtenu à partir de la seconde voie de sortie du coupleur 50/50 qui réalise la sérialisation des impulsions issues des voies 1 et 2 du modulateur électrooptique. Nous utilisons donc une voie pour le signal et l'autre pour la synchronisation. En sortie du modulateur, le rythme des impulsions est 40 MHz car le dispositif à réseaux de Bragg qui doublera le rythme n'est pas encore traversé. Afin de doubler ce rythme, nous avons inséré un système de deux coupleurs 1 voie vers 2 muni d'une ligne à retard d'un quart de période laser sur une voie (12.5 ns). Le rythme des impulsions après ce système de deux coupleurs (Figure IV-25) est de 80 MHz. Des lignes à retard électriques sont ensuite utilisées après la détection de sorte à parfaire la synchronisation. La Figure IV-26 présente la synchronisation entre les impulsions signal et les impulsions utilisées pour cette synchronisation de la carte DP240.

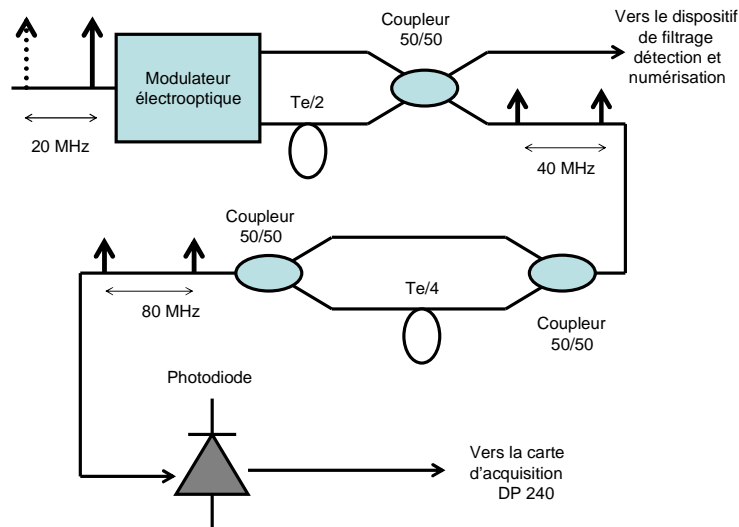


Figure IV-25 : *Dispositif utilisé pour la synchronisation*

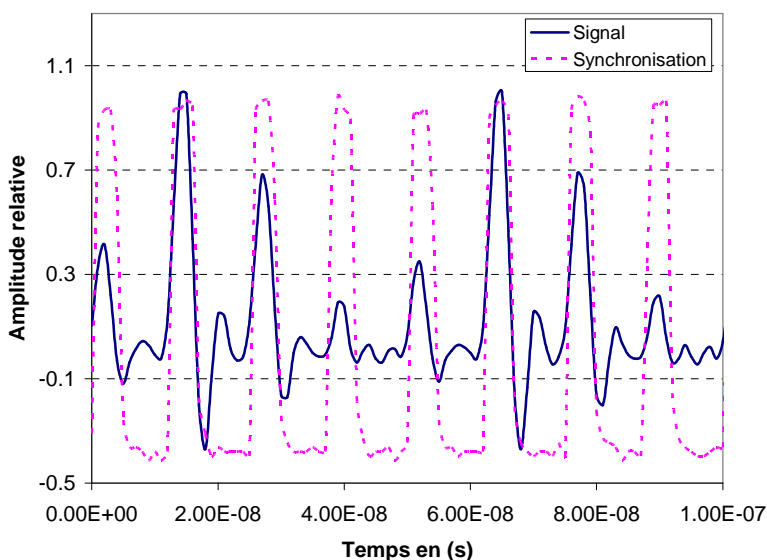


Figure IV-26: *Correspondance entre l'impulsion signal et l'impulsion de synchronisation*

IV.3.5 . Résultats expérimentaux

Les différentes étapes relatives à la mise en œuvre de notre dispositif de la Figure IV-14 étant présentées et validées, nous allons maintenant réaliser l'échantillonnage électrooptique d'une porteuse par la génération I/Q et le décodage de phase. La première étape consiste à choisir la valeur de la fréquence porteuse à échantillonner. Pour cela, nous effectuons une mesure de la largeur spectrale et de la durée équivalente de l'impulsion après

l'opération de dispersion linéaire. Nous obtenons une largeur spectrale $\Delta\lambda$ de 1.613 nm correspondant à une largeur temporelle Δt d'environ 55 ps. Ensuite, nous avons asservi les réseaux de Bragg de sorte à égaliser leur niveau de puissance. Les longueurs d'onde de réflexion correspondantes sont de 1549.290 nm pour le réseau 1 et de 1548.075 pour le réseau 2, ce qui donne un écart spectral $\delta\lambda$ de 1.215 nm. A partir de ces valeurs, nous estimons la période T du signal par $T = 4 \cdot (\delta\lambda \cdot \Delta t) / \Delta\lambda$, soit 165.72 ps, ce qui équivaut à une fréquence d'environ 6.04 GHz. Il s'agit là d'une estimation grossière car toute incertitude sur la durée réelle des impulsions après modulation peut modifier la valeur de cette fréquence porteuse. Par exemple, si nous supposons une durée de 60 ps et avec les précédentes valeurs de largeur et d'écart spectral, nous obtenons une fréquence d'environ 5.5 GHz, d'où la nécessité de déterminer avec précision la valeur des différents paramètres.

IV.3.5.1. Technique de choix de la fréquence porteuse

Pour déterminer avec précision la valeur de la fréquence porteuse à échantillonner, on détermine une valeur grossière de cette fréquence et on balaie autour de cette fréquence de sorte à obtenir la fréquence pour laquelle la génération I/Q est réalisée. Cela s'observe en représentant les signaux censés être en quadrature de phase dans un diagramme complexe. La représentation du signal Q en quadrature de phase en fonction du signal I en phase correspond à une ellipse dont les axes sont parfaitement centrés. La Figure IV-27 présente une situation où l'on n'est pas à la bonne valeur de fréquence porteuse. La mesure a été faite avec une fréquence de 5.5 GHz et nous constatons effectivement que les axes de l'ellipse ne sont pas parallèles aux axes du diagramme.

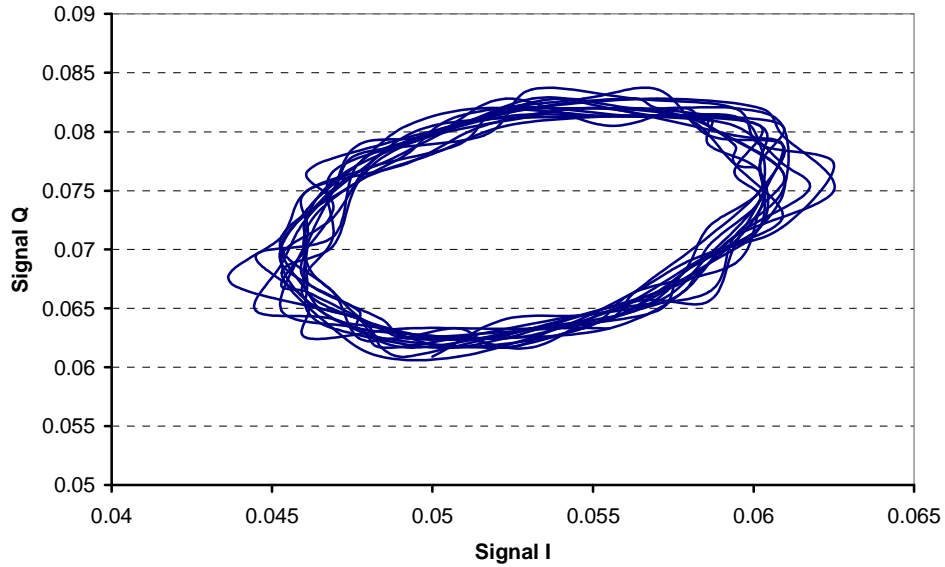


Figure IV-27 : *Diagramme traduisant l'erreur sur la fréquence porteuse ($f_0 = 5.5$ GHz)*

Sur la Figure IV-28 est indiquée une situation où l'on se trouve à la bonne valeur de fréquence porteuse. Ici, nous constatons que les axes de l'ellipse sont parallèles à ceux du diagramme. Cette fréquence est de 6.11 GHz et nous pouvons par la suite réaliser l'échantillonnage et la conversion I/Q.

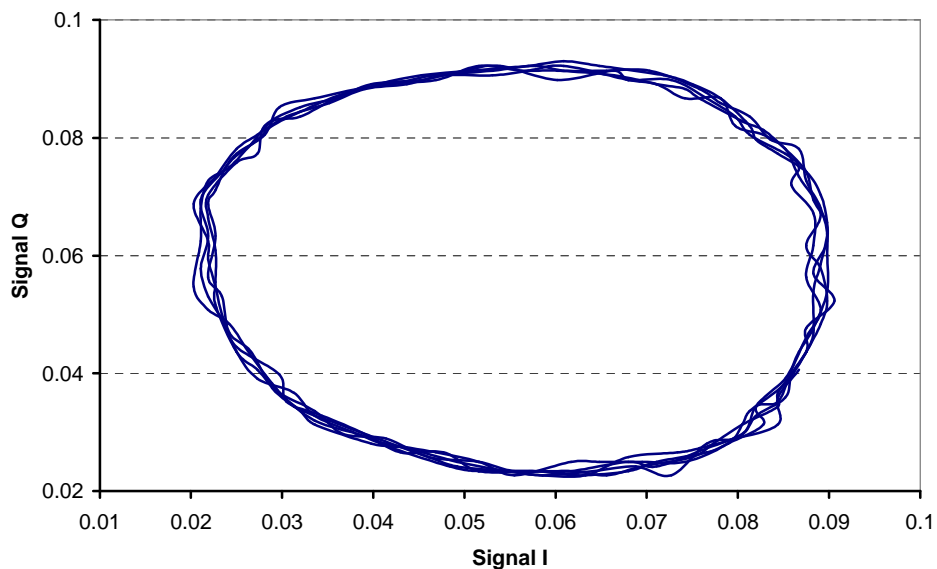


Figure IV-28: *Diagramme traduisant la bonne valeur de la fréquence porteuse ($f_0 = 6.11$ GHz)*

IV.3.5.2. Réponse temporelle des signaux I/Q

Nous venons de déterminer avec précision la valeur de la fréquence porteuse qui permet de réaliser la conversion I/Q à partir de la connaissance de la largeur, de la durée des impulsions et de l'écart spectral entre les réseaux de Bragg. Cette fréquence correspond à 6.11 GHz. Les différents échantillons détectés par la photodiode et numérisés par la carte d'acquisition DP 240 sont indiqués sur la Figure IV-29.

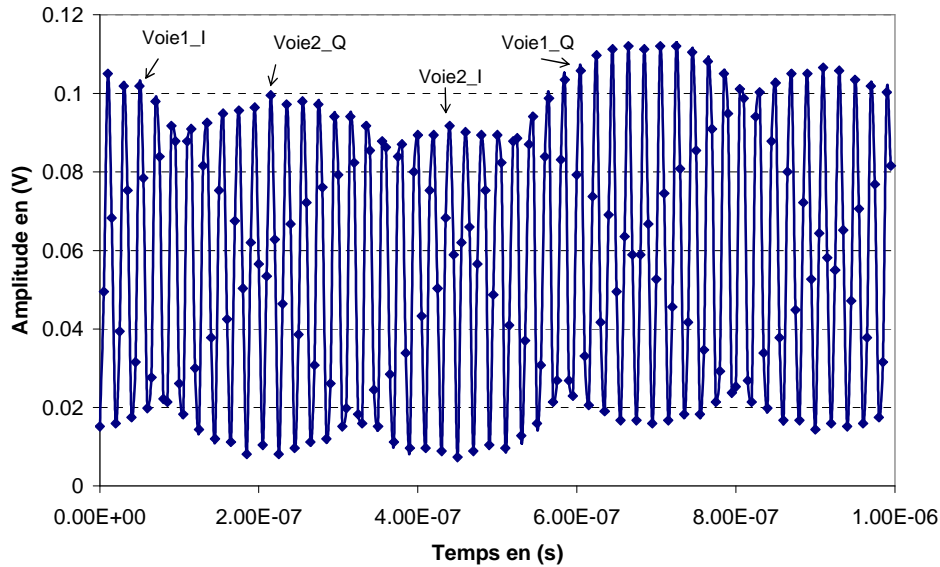


Figure IV-29 : Echantillons numérisés par la carte DP 240

Sur la Figure IV-29, nous apercevons l'enveloppe des signaux I et Q de la voie 1 du modulateur électrooptique ainsi que celle de la voie 2. Le signal I de la voie 1 est bien en opposition de phase avec le signal I de la voie 2, de même que les signaux Q des deux voies. A partir d'un algorithme de récupération des différentes enveloppes, nous avons reconstitués les signaux I et Q des voies 1 et 2 indiqués sur les Figure IV-30 et Figure IV-31 respectivement.

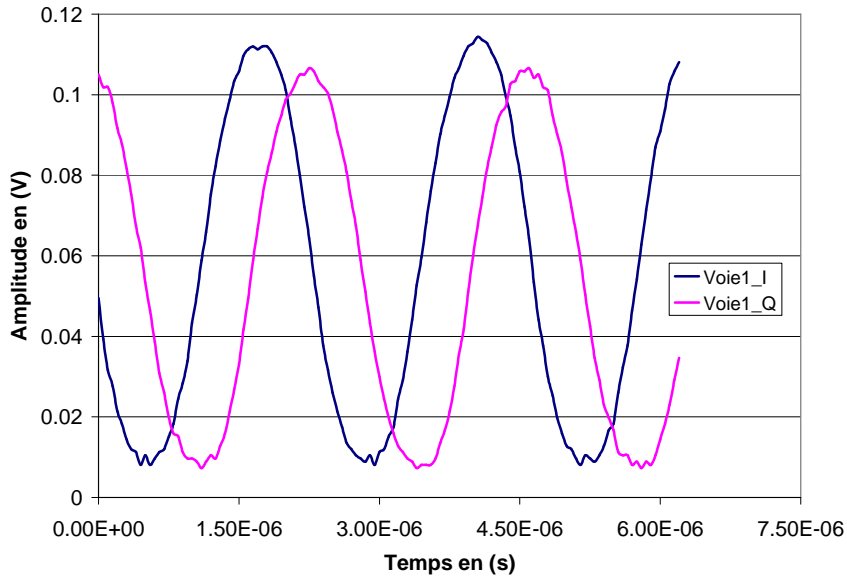


Figure IV-30: Signaux *I* et *Q* de la voie1 du modulateur électrooptique

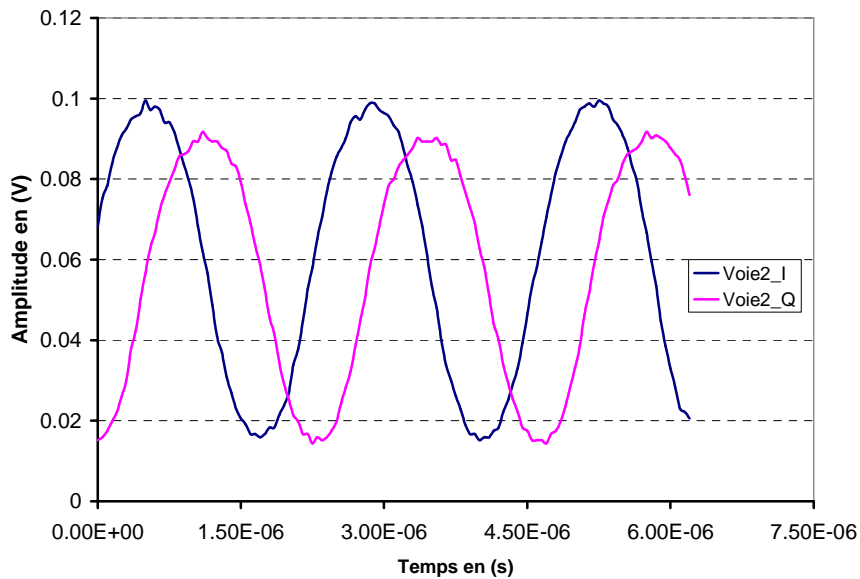


Figure IV-31 : Signaux *I* et *Q* de la voie2 du modulateur électrooptique

La différence de niveau d'amplitude que nous observons sur les signaux *I* et *Q* d'une voie est due au fait que les réseaux de Bragg n'étaient pas égalisés en amplitude au moment du filtrage spectral. Ce déséquilibre peut s'expliquer principalement par les pertes différentielles dans le modulateur électrooptique entre ses voies 1 et 2 et par des incertitudes et fluctuations des longueurs d'onde des réseaux de Bragg. Le chemin optique parcouru étant le même pour les impulsions jusqu'à leur numérisation, cela limite fortement le nombre de degré de liberté

pouvant agir sur ces puissances Sur la Figure IV-32, nous avons regroupé les quatre signaux précédents normalisés à leur maximum.

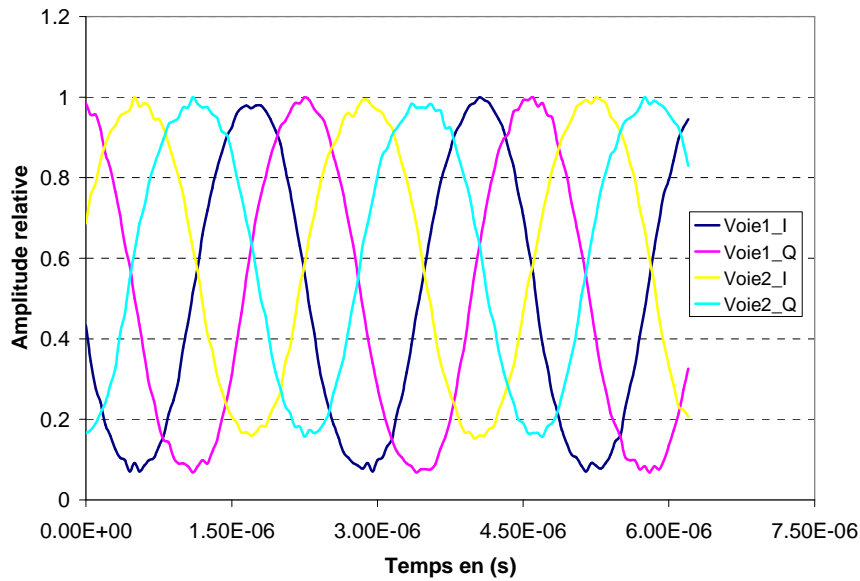


Figure IV-32: les quatre signaux I et Q issus des deux voies du modulateur électrooptique

A partir des signaux I et Q en opposition de phase, on reconstitue les signaux V_{out_I} et V_{out_Q} par la technique de décodage de phase via les relations suivantes :

$$V_{out_I} = \frac{V\pi}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{V_{Voie1_I} - V_{Voie2_I}}{V_{Voie1_I} + V_{Voie2_I}} \right) \quad (IV-5)$$

$$V_{out_Q} = \frac{V\pi}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{V_{Voie1_Q} - V_{Voie2_Q}}{V_{Voie1_Q} + V_{Voie2_Q}} \right) \quad (IV-6)$$

Les signaux décodés et en quadrature de phase sont indiqués sur la Figure IV-33. Il convient toute fois de signaler que la fréquence du signal décodé se trouve à une fréquence intermédiaire $f_{IF} = f_0 - n \cdot f_{laser}$. Pour notre application, la porteuse f_0 correspond à 6.11 GHz et le rythme f_{laser} du laser est de 20 MHz. La période du signal décodé est d'environ 2.35 μs , ce qui correspond à une fréquence de 425532 Hz. Cette fréquence intermédiaire satisfait bien à la condition de Nyquist ($f_{IF} < f_{laser}/2$).

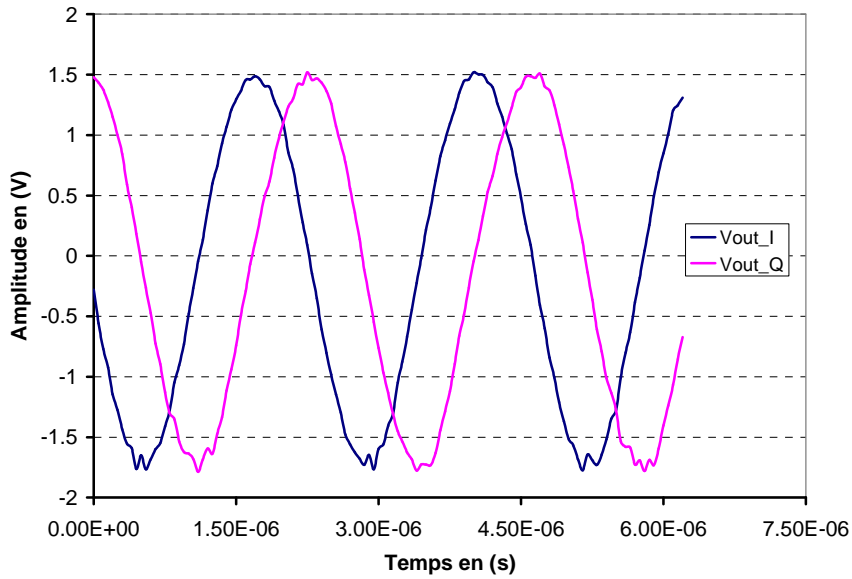


Figure IV-33: *Signaux I et Q obtenu par décodage de phase.*

IV.3.5.3. Analyse spectrale

Nous allons maintenant effectuer une analyse spectrale des signaux I et Q générés par filtrage spectral et également ceux obtenus par la technique de décodage de phase. L'objectif est d'évaluer les performances du dispositif optique d'échantillonnage en terme de linéarité de la réponse. Les mesures ont été effectuées pour différents niveaux de puissances du signal RF à numériser injectés sur le modulateur électrooptique. Nous présentons donc les courbes des spectres des signaux obtenus pour des puissances de 10, 15, 17, et 19dBm. Les résultats sont présentés avant et après le décodage de phase afin d'évaluer l'apport de cette technique.

Pour une puissance RF de 10 dBm, les non linéarités du modulateur électrooptique sont faibles, du fait du faible taux de modulation (environ 30 %). Nous avons relevé deux paramètres que nous avons nommés SFDR2 et SFDR3. Il s'agit respectivement du niveau des harmoniques 2 et 3 par rapport à la fréquence fondamentale.

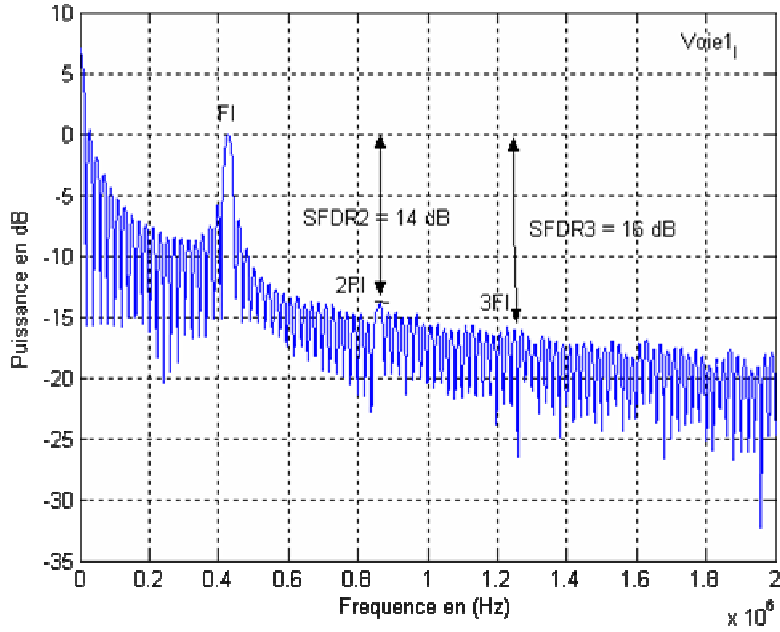


Figure IV-34: Spectre I de la voie 1 obtenu pour PRF = 10 dBm

Sans décodage de phase (voie 1_I), le niveau de SFDR3 est en deçà de la limite imposée par le calcul de la transformée de Fourier du signal, ce qui permet de donner une valeur limite haute de 16 dB (Figure IV-34). On note la présence d'un résidu à la fréquence harmonique 2, certainement due aux non-linéarités de la photodiode illuminé par des impulsions courtes et énergétiques. La technique de décodage de phase n'a théoriquement aucune influence sur ce paramètre. Nous nous intéresserons donc principalement au paramètre SFDR3.

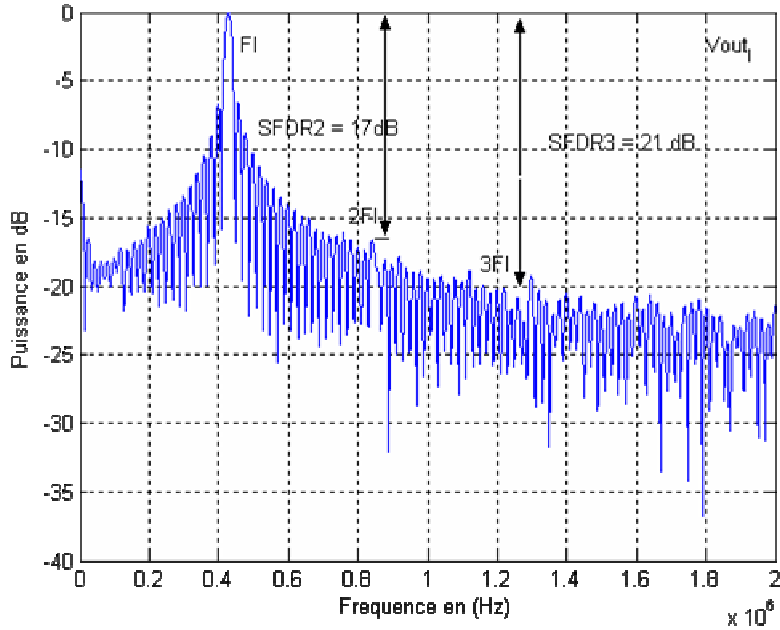


Figure IV-35: Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 10$ dBm après décodage de phase.

Après application du décodage de phase (toujours sur la voie I) (Figure IV-35), Les conditions de calcul permettent de mesurer une valeur limite haute de la SFDR3 à 21 dB, sans pouvoir juger de l'efficacité du décodage de phase, puisque les signaux sont noyés dans le bruit numérique.

En augmentant la puissance RF jusqu'à 15 dBm, nous observons une diminution de la SFDR3 sans décodage de phase jusqu'à une valeur de 14 dB (Figure IV-36) alors que le SFDR2 est plus réduit (12 dB).

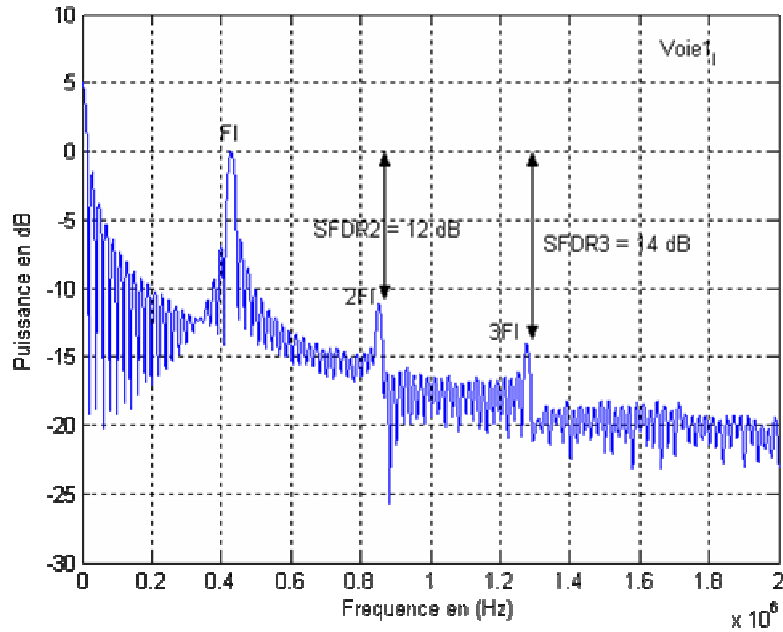


Figure IV-36: Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 15 \text{ dBm}$

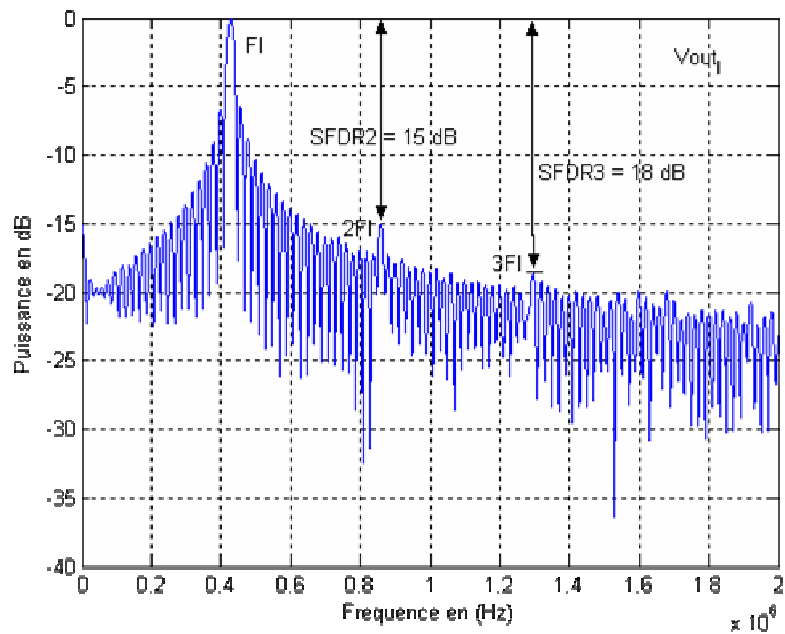


Figure IV-37: Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 15 \text{ dBm}$ après décodage de phase.

La technique de décodage de phase permet ici de gagner 4 dB sur la SFRD3 comme le montre la Figure IV-37 comparée à la Figure IV-36.

Pour une puissance RF de 17 dBm (Figure IV-38), le niveau de SFDR3 est du même ordre de grandeur que pour 15 dBm. Toutefois, ici la technique de décodage a permis de

diminuer de 9 dB cette valeur de SFDR. La valeur de 22 dB mesurée correspond à un peu moins de 4 bits effectifs (Figure IV-39).

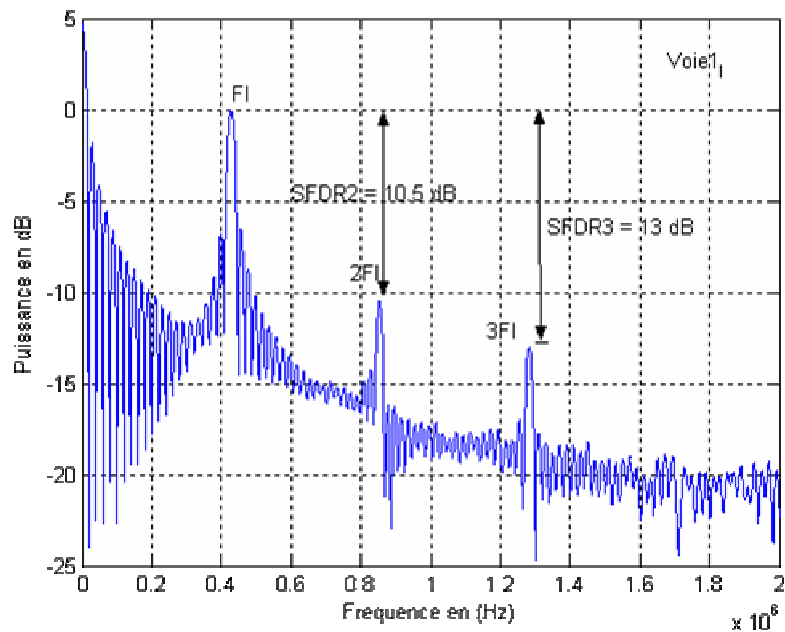


Figure IV-38: Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 17$ dBm

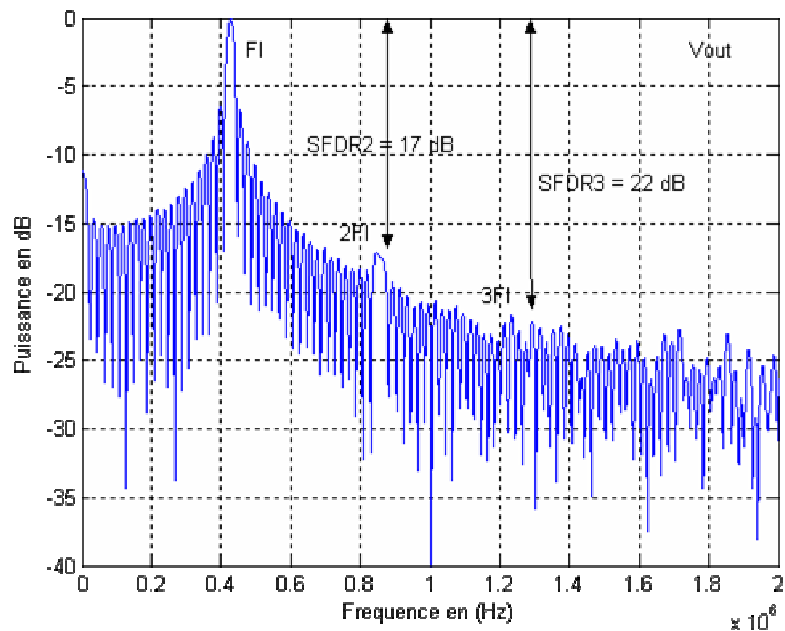


Figure IV-39: Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 17$ dBm après décodage de phase.

Ce résultat est obtenu ici dans le cas d'un taux de modulation de l'ordre de 60 %, qui est une valeur où se situe l'optimal de l'efficacité de la technique de décodage de phase. Au delà des

22 dB de SFDR3 (environ 4 bits effectifs) obtenu, ce qui intéressant à noter est le gain en SFDR apporté par le décodage de phase (Figure IV-39) soit 9 dB (1.5 bits effectifs) par rapport à la modulation à une voie (Figure IV-38).

Pour une puissance RF supérieure, soit 19 dBm (taux de modulation 73 %), les SFDR3 avant et après décodage de phase sont respectivement 13 et 18 dB (Figure IV-40 et IV-41), soit un gain obtenu de 5 dB.

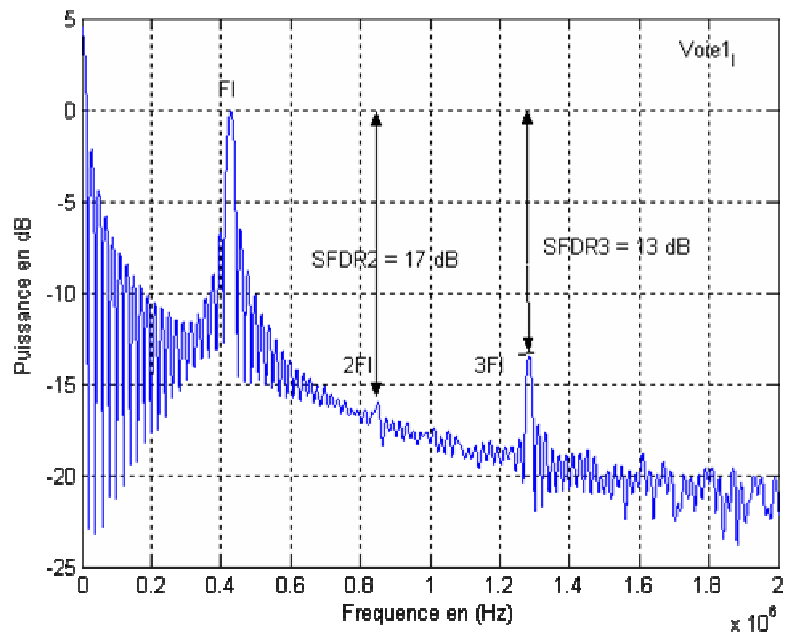


Figure IV-40 : Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 19$ dBm

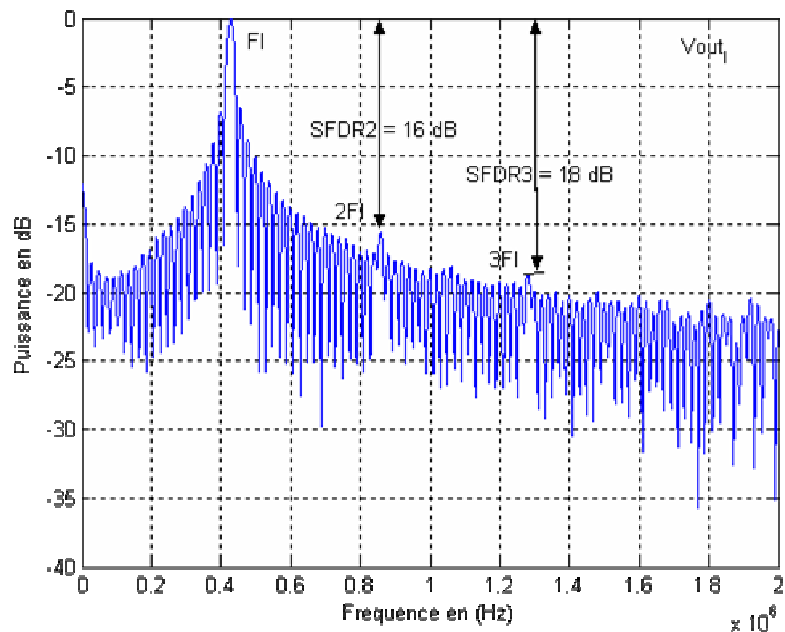


Figure IV-41: Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 19$ dBm après décodage de phase.

Le gain obtenu est plus faible comme cela était attendu pour de trop fortes valeurs du taux de modulation. Car comme nous l'avons déjà signalé dans la théorie relative au décodage de phase dans le chapitre précédent, le facteur d'augmentation de bruit (NEF) montre une dégradation de l'efficacité du décodage de phase pour des taux de modulation supérieurs à 60%.

Nous pouvons retirer deux enseignements de ces résultats :

D'une part, les niveaux de SFDR sont faibles, permettant au mieux d'espérer 4 bits effectifs. Les causes peuvent être attribuées à des faiblesses et des imperfections des systèmes de détection des impulsions, notamment les photodiodes dont les performances en régime impulsionnel doivent être testées. Le travail avec des impulsions de courtes durées (sub-nanosecondes) et fortes puissances crêtes est aussi une source de difficultés dans le domaine des réponses non linéaires des dispositifs optiques, optoélectroniques et électroniques.

D'autre part, la technique de décodage de phase permet de gagner plus d'un bit effectif dans des bonnes conditions. La résolution des problèmes évoqués ci-dessus peut permettre de conclure que cette technique est intéressante, même si sa mise en œuvre peut être considérée comme lourde.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vérifié l'efficacité de la technique de décodage de phase par rapport à une technique utilisant la modulation à une voie dans une situation réelle de conversion analogique numérique optique. Dans ce cas qui fut celui de notre dispositif, nous avons pu observer des gains en linéarité d'environ 1 bit effectif.

Dans une seconde partie, nous avons exposé les différentes étapes nécessaires au déploiement de notre architecture de convertisseur analogique numérique optique qui combine la technique de décodage de phase et celle de génération I/Q. Ces étapes concernent dans un premier temps la dispersion de l'impulsion optique de sorte à établir une correspondance linéaire en première approximation entre les longueurs d'ondes et le temps. Après la dispersion des impulsions et de leur modulation par la porteuse RF à numériser, un double filtrage par des réseaux de Bragg permet de générer des signaux en phase et en quadrature. La largeur spectrale des réseaux de Bragg et la dispersion des fibres utilisées permettent de fixer la durée des échantillons à l'instant de leur prélèvement. Ceci a été vérifié expérimentalement et pour ce qui est de notre application, des signaux de plus de 10 GHz de fréquence peuvent être sous-échantillonner. La limitation proviendra certainement de la régularité des instants d'échantillonnage car le jitter de la source laser est d'environ 0.22 ps, ce qui limite la fréquence de la porteuse à 3 GHz pour un objectif de 8 bits effectifs.

Enfin dans une dernière partie, nous avons testé le principe de la conversion I/Q par le sous échantillonnage d'une porteuse autour de 6 GHz. Les signaux obtenus sont bien en quadrature de phase et l'opération de décodage de phase a permis ici également d'observer des gains en linéarité d'environ 1.5 bits effectifs par rapport à une technique classique de modulation à une voie. La difficulté ici est le choix précis de la valeur de la porteuse RF pour laquelle cette quadrature doit être réalisée. Nous avons proposé une technique basée sur la représentation de la composante en quadrature de phase Q en fonction de la composante en phase I. L'obtention d'une ellipse dont les axes sont parallèles à ceux du diagramme permet alors de connaître avec précision cette fréquence porteuse.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV

[IV-1] A . Albert & al.

“Génération d’impulsions femtosecondes de forte énergie à partir d’une nouvelle architecture de cavité laser incluant une fibre dopée Yb3+,”. *J. Phys. IV France* 119, 107-109, 2004.

[IV-2] T. Brahima & P. DiBin

“Convertisseurs analogiques numériques optiques,” *Rapport à 6 mois* pour Alcatel Space Industries, Etablissement de Toulouse.

Tables des illustrations.

Figures

Figure IV-1: Dispositif expérimental du CANO réalisant le décodage de phase.	178
Figure IV-2: Spectre optique d’une impulsion d’échantillonnage.....	180
Figure IV-3: Impulsions d’échantillonnages capturés par (a) un Oscilloscope numérique rapide et (b) un analyseur de spectre électrique.....	180
Figure IV-4: Spectre du bruit de phase du laser Pritel mesuré entre 10 kHz et 5 MHz.....	181
Figure IV-5: Pertes induites par le filtrage de la photodiode.....	183
Figure IV-6: Spectre du signal capturé par la carte DP 240 dans la bande de 500 MHz ...	184
Figure IV-7: Profil temporel du signal électrique à échantillonner.....	186
Figure IV-8: Profil temporel des impulsions modulées capturées par la carte DP 240.....	187
Figure IV-9: Profil temporel de deux impulsions successives capturées par la carte DP 240.....	188
Figure IV-10: Signaux issus des deux voies après échantillonnage électrooptique.....	189
Figure IV-11: Signal décodé V_{out} et signal initial V_{in}	189
Figure IV-12: Spectre du signal obtenu par décodage de phase (taux de modulation = 73%).....	190
Figure IV-13: Spectre obtenu pour la modulation à une voie (taux de modulation de 73%).....	190
Figure IV-14: Dispositif expérimental du CANO réalisant l’échantillonnage et la génération I/Q.....	193
Figure IV-15 : (a) Spectre de l’impulsion ($\Delta\lambda = 1.8$ nm) après propagation à travers 800m de fibre DSF et profil temporel équivalent.....	194
Figure IV-16: Montage expérimentale du filtre interférentiel de type Michelson.....	195
Figure IV-17: (a) Spectre de l’impulsion vobulée après son passage à travers l’interféromètre de Michelson. (b) profil temporel équivalent.....	195

Figure IV-18: <i>Correspondance linéaire entre les longueurs d'onde et le temps après dispersion de l'impulsion à travers 800 m de fibre DSF</i>	196
Figure IV-19: <i>Evolution de la longueur d'onde des réseaux de Bragg En fonction de la température</i>	197
Figure IV-20 : <i>Réponse spectrale des deux réseaux de Bragg</i>	198
Figure IV-21: <i>Réponse temporelle des réseaux de Bragg</i>	198
Figure IV-22: <i>Dispositif réalisé pour analyser l'influence de la durée des impulsions sur les performances dynamiques du système.</i>	199
Figure IV-23: <i>Influence de la durée des impulsions sur les performances du système</i>	201
Figure IV-24: <i>(a) Chronogrammes des impulsions I et Q (b) profil temporel de la réponse I/Q.</i>	203
Figure IV-25 : <i>Dispositif utilisé pour la synchronisation</i>	204
Figure IV-26: <i>Correspondance entre l'impulsion signal et l'impulsion de synchronisation</i>	205
Figure IV-27 : <i>Diagramme traduisant l'erreur sur la fréquence porteuse ($f_0 = 5.5$ GHz) .</i>	206
Figure IV-28: <i>Diagramme traduisant la bonne valeur de la fréquence porteuse ($f_0 = 6.11$ GHz)</i>	207
Figure IV-29 : <i>Echantillons numérisés par la carte DP 240</i>	207
Figure IV-30: <i>Signaux I et Q de la voie1 du modulateur électrooptique</i>	208
Figure IV-31 : <i>Signaux I et Q de la voie2 du modulateur électrooptique</i>	208
Figure IV-32: <i>les quatre signaux I et Q issus des deux voies du modulateur électrooptique</i>	209
Figure IV-33: <i>Signaux I et Q obtenu par décodage de phase.</i>	210
Figure IV-34: <i>Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 10$ dBm</i>	211
Figure IV-35: <i>Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 10$ dBm après décodage de phase.</i>	212
Figure IV-36: <i>Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 15$ dBm</i>	213
Figure IV-37: <i>Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 15$ dBm après décodage de phase.</i>	213
Figure IV-38: <i>Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 17$ dBm</i>	214
Figure IV-39: <i>Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 17$ dBm après décodage de phase.</i>	214
Figure IV-40 : <i>Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 19$ dBm</i>	215
Figure IV-41: <i>Spectre I de la voie 1 obtenu pour $P_{RF} = 19$ dBm après décodage de phase.</i>	215

Tableaux

Tableau IV-1: <i>Contraintes sur la fréquence maximale à échantillonner pour une gigue temporelle de 0.22 ps.</i>	182
Tableau IV-2 : <i>Comparaison des performances pour deux niveaux de puissance du signal (15 dBm et 17 dBm)</i>	185
Tableau IV-3 : <i>Comparaison des performances à faible niveau pour trois valeurs de gain.</i>	185
Tableau IV-4: <i>Paramètres expérimentaux</i>	187
Tableau IV-5 : <i>Performances obtenues par codage de phase et pour la modulation à une voie pour un taux de modulation de 73%</i>	191
Tableau IV-6 : <i>Performances obtenues pour deux techniques d'échantillonnage (décodage de phase et modulation à une voie1).</i>	191
Tableau IV-7: <i>Valeurs d'écart spectraux entre les réseaux de Bragg pour différentes valeurs de fréquences porteuses.</i>	199

Conclusions générales et Perspectives

Ce travail de thèse a été consacré à l'étude et à la réalisation d'un système d'échantillonnage électro-optique pour application à la conversion analogique numérique rapide.

Dans un premier temps nous avons exposé les principes généraux de la conversion analogique numérique ainsi que qu'une étude des différents facteurs de mérite des convertisseurs. Cela nous a permis une prise en main de ces facteurs de mérite nécessaires à l'analyse des performances du convertisseur d'une part, ainsi qu'une identification de leurs sources de limitation. Une présentation du principe de la conversion I/Q où échantillonnage en quadrature a clos ce premier chapitre.

Dans la seconde partie de cette thèse, nous avons effectué une étude bibliographique critique des différentes architectures de convertisseurs analogique numérique (CAN) rapides ainsi que les technologies utilisées pour les réaliser. Ces différentes technologies sont l'électronique semi-conductrice, la supraconductivité et l'optique. Cette étude bibliographique a montré que les performances des CANs à base de matériaux semi-conducteurs sont aujourd'hui limitées en vitesse et en bits effectifs. Seules les CANs flash battent aujourd'hui des records en terme de fréquence de fonctionnement mais les performances obtenues dépassent difficilement les $10 \text{ G}_{\text{éch}}/\text{s}$ pour des résolutions inférieurs à 6 bits effectifs. Les CANs à base de matériaux supraconducteurs offrent en revanche de réelles possibilités de conversion analogique numérique rapide, mais les contraintes cryogéniques liées à leurs utilisations ainsi que le manque d'investissement dans ce domaine les limites actuellement à des applications spécifiques.

Les CANs optiques en revanche présentent aujourd'hui des performances jamais observées chez leurs homologues purement électroniques. Deux techniques de conversion analogique numérique optique sont utilisées. Les techniques hybrides qui combinent l'échantillonnage électro-optique suivi d'une quantification électronique et les techniques tout optiques qui réalisent la quantification dans le domaine optique.

Notre choix s'est porté sur un échantillonnage réalisé au sein d'un modulateur électrooptique. Le train d'impulsions d'échantillonnage est modulé en intensité par le signal RF à échantillonner. Le traitement du signal optique ainsi obtenu est basé sur une technique de décodage de phase afin de permettre une linéarisation de la fonction de transfert de modulation électrooptique. De plus, cette technique présente l'avantage d'être insensible aux

bruits d'intensités des sources lasers. Sa principale limitation provient de l'utilisation de deux voies de détection et de numérisation. Nous avons donc proposé une architecture qui n'utilise qu'une seule.

Dans une troisième partie, nous avons présenté un modèle théorique qui permet d'estimer les performances globales d'une architecture classique de CAN optique. Des mesures expérimentales ont permis dans un second temps de valider ce modèle. Ensuite nous avons analysé expérimentalement à l'aide d'une source optique continue, les performances d'une architecture classique avec celles de la technique de décodage de phase. Ces performances ont été analysées à l'aide d'un signal en monoporteuse et également en biporteuse. Les résultats obtenus confirment notre choix de la technique de décodage de phase relativement à sa linéarité et son insensibilité aux bruits d'intensité des sources lasers. A cette technique de codage de phase, nous avons associé une autre structure qui réalise la conversion I/Q à base de filtrage spectral par des réseaux de Bragg.

Pour réaliser cette génération I/Q, on provoque la dispersion de l'impulsion d'échantillonnage dans une fibre optique de sorte à ce qu'elle présente un glissement linéaire de fréquence ou de longueur d'onde en première approximation. L'impulsion vobulée, après sa modulation par la porteuse à échantillonner passe à travers deux réseaux de Bragg dont les longueurs d'ondes de réflexion sont choisies de sorte que les impulsions réfléchies apparaissent en quadrature de phase. Enfin dans cette dernière partie, nous avons présenté le modèle théorique relatif au décodage de phase et ce développement théorique a montré l'intérêt de cette technique pour certaines valeurs de taux de modulation.

Dans la quatrième et dernière partie de ce travail, nous avons réalisé le dispositif d'échantillonnage et de conversion I/Q. Dans un premier temps, nous avons testé le décodage de phase avec des impulsions optiques et les résultats obtenus convergent vers ceux de la source continue. Nous avons ensuite testé notre dispositif d'échantillonnage et de conversion I/Q avec une porteuse de fréquence 6 GHz. Les résultats confirment ceux attendus, à savoir une transposition de la porteuse en bande de base et une quadrature entre les signaux obtenus par décodage de phase. Les performances en terme de SFDR obtenus sont limitées mais elles prouvent l'efficacité en terme de linéarité du décodage de phase.

Finalement, les perspectives de ce travail sont riches dans le domaine de la conversion analogique numérique rapide. Tout d'abord au niveau des performances du système réalisé. Il est possible d'améliorer ces performances par l'utilisation de composants photoniques de meilleures qualités et d'électroniques adaptées. La source laser utilisée est une source à

impulsions obtenues par la propagation non linéaire de la polarisation qui est une technique passive de blocage de mode. Le rythme d'émissions est fixé et n'offre aucune possibilité d'accordabilité. De plus, la technique utilisée pour générer les impulsions n'en fait pas un composant idéal pour être utilisé en tant que source système. Aussi, l'usage de coupleurs successifs dans la chaîne en fait une source potentielle de fortes pertes optiques. Une électronique après la photodiode et à base de capacité d'intégration, d'un circuit de reset ne serait pas inintéressante pour améliorer la qualité de l'acquisition des impulsions.

En fin, l'analyse des signaux modulés pour tester le principe de la génération I/Q serait également intéressante à mener. Le dispositif dans des meilleures conditions de fonctionnement peut à terme être testé sur un récepteur numérique. Ce qui aura pour avantage de numériser le signal directement au niveau de l'antenne de réception et par conséquent de réaliser les fonctions (filtrage, amplification, transposition en bande de base) dans le domaine numérique.