



HAL
open science

Nouveau récepteur radio numérique pour les observations astrophysiques spatiales dans la bande de fréquence 1 kHz à 50 MHz

Yosra Gargouri

► **To cite this version:**

Yosra Gargouri. Nouveau récepteur radio numérique pour les observations astrophysiques spatiales dans la bande de fréquence 1 kHz à 50 MHz. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Télécom ParisTech; Baptiste, 2017. Français. NNT : 2017ENST0057 . tel-02114440

HAL Id: tel-02114440

<https://pastel.hal.science/tel-02114440>

Submitted on 29 Apr 2019

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

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



EDITE - ED 130

Doctorat ParisTech

T H È S E

pour obtenir le grade de docteur délivré par

TELECOM ParisTech

Spécialité « Électronique et Communications »

présentée et soutenue publiquement par

Yosra GARGOURI

le 21 Novembre 2017

**Nouveau récepteur radio numérique pour les observations
astrophysiques spatiales dans la bande de fréquence
1 kHz à 50 MHz**

Directeur de thèse : **Patrick LOUMEAU**

Co-directeur de la thèse : **Baptiste CECCONI**

Jury

M. Dominique MORCHE, Directeur de recherche, CEA-LETI MINATEC

M. Cyril LAHUEC, Maître de Conférences HDR, IMT Atlantique

M. Thierry TARIS, Professeur, Université de Bordeaux

M. Cédric VIOU, Ingénieur de recherche, Station de Radioastronomie Nançay

Mme. Carine BRIAND, Astronome, Observatoire de Paris

Mme. Patricia DESGREYS, Professeur, Télécom ParisTech

M. Hervé PETIT, Maître de Conférences, Télécom ParisTech

M. Bruno CUGNY, Sous-directeur adjoint, CNES

M. Patrick LOUMEAU, Professeur à Télécom ParisTech

M. Baptiste CECCONI, Astronome Adjoint, Observatoire de Paris

Rapporteurs

Examineurs

Directeurs de Thèse

TELECOM ParisTech - CNRS

Laboratoire LTCI - UMR5141

**T
H
È
S
E**

*À mes parents, À mon mari Nader
À mon fils Iyad*

Remerciements

Ce travail de recherche a été mené au sein du groupe Circuits et Systèmes de Communication (C2S) du département Communication et Electronique (COMELEC) de Télécom ParisTech en collaboration avec le laboratoire d'Etudes Spatiales et d'Instrumentation en Astrophysique (LESIA) de l'Observatoire de Paris.

Je tiens tout d'abord, à remercier mes directeurs de thèse Monsieur Patrick LOUMEAU, Professeur à Télécom ParisTech et Monsieur Baptiste CECCONI Astronome Adjoint à l'observatoire de Paris, pour la confiance qu'ils m'ont accordé tout le long de ces trois ans, pour leur assistance et leurs conseils judicieux.

Je voudrais aussi adresser mes sincères remerciements à Monsieur Dominique MORCHE, Directeur de recherche au CEA-LETI MINATEC, et Monsieur Cyril LAHUEC, Maître de conférences à IMT Atlantique, qui ont accepté d'être les rapporteurs de mon travail. Je suis reconnaissante pour l'attention accordée et les remarques constructives qu'ils ont amenés à ce travail.

Je remercie également Monsieur Thierry TARIS, Monsieur Cédric VIOU, Monsieur Bruno CUGNY et Madame Carine BRIAND pour avoir examiné mes travaux.

J'exprime ma profonde reconnaissance et ma gratitude à Hervé PETIT pour le temps qu'il m'a consacré durant la thèse, l'abondance de ses idées et son expertise technique qui ont permis de s'affranchir de multiples complexités et de débloquer certaines phases de ce travail. Merci beaucoup Hervé.

J'ai vraiment à coeur de remercier Patricia DESGREYS pour ses remarques constructives lors des réunions de suivi et pour son soutien complice et sa gentillesse.

Merci à Monsieur Cédric VIOU pour les échanges par rapport à la transformée de Radon. Merci à Monsieur Bruno CUGNY pour le suivi et le soutien de ce travail. J'exprime aussi ma reconnaissance à Madame Carine BRIAND pour les discussions fructueuses sur les données astronomiques des ondes de Langmuir.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à Germain PHAM pour son aide dans la partie LATEX. Je remercie également tous mes collègues et les membres du groupe C2S pour la bonne ambiance et leurs qualités humaines. Merci à Chadi JABBOUR, Reda MOHELLEBI, Kelly TCHAMBAKE, Nhan NGUYEN-THANH, Ta DUC-TUYEN, Venkata Narasimha MANNAM, Tuan Anh NGUYEN et Minh Tien NGUYEN.

Mon travail a été financé par un demi financement CNES (Centre national d'études spatiales) et un demi financement institut Mines Télécom. Je remercie toutes les personnes qui ont mis en oeuvre les moyens financiers, logistiques et techniques pour assurer l'avancement de mes travaux.

Enfin, je ne manquerai pas de remercier toutes les personnes qui m'ont encouragé et aidé de près ou de loin à élaborer ce travail. Merci pour mes parents. Aussi, merci beaucoup à mon mari pour sa confiance, son attention, son soutien et ses conseils très précieux.

Résumé

Plusieurs phénomènes astronomiques émettent des ondes radios basses fréquences tels que les éruptions solaires, les magnétosphères, les pulsars . . . Certains de ces ondes sont mal captées par les observatoires terrestres à cause, principalement, de la coupure ionosphérique. Il devient indispensable d'envoyer des récepteurs radio dans l'espace pour les acquérir. Cependant, ces récepteurs sont confrontés à des restrictions sévères sur la capacité de stockage, la consommation d'énergie et le taux de transmission.

Un paradigme récent pour l'acquisition et la reconstruction des signaux, appelé l'échantillonnage comprimé (Compressive sampling, Compressed Sensing, CS) pourra être une réponse adéquate à ces problématiques en limitant, dès l'acquisition, la quantité de données numérisés : En effet, le CS a permis l'émergence d'un nouveau type de Convertisseur Analogique-Numérique (ADC) appelé Convertisseur Analogique-Information (AIC) qui permet d'échantillonner à une fréquence potentiellement inférieure à celle prescrite par Nyquist-Shannon, en exploitant le caractère parcimonieux des signaux.

Nous proposons dans le cadre de cette thèse d'étudier l'application de l'échantillonnage comprimé pour l'acquisition des signaux astrophysiques spatiaux dans la bande de fréquence [1 kHz à 50 MHz]. Nous nous focalisons sur des signaux émis par les deux sources radio les plus brillantes dans le ciel telles que vues de la Terre, à savoir le Soleil et Jupiter.

En se basant sur les propriétés caractéristiques de nos signaux d'intérêt, nous avons construit progressivement et méthodologiquement notre schéma d'acquisition : En commençant par l'étude de compressibilité des signaux, puis l'identification de l'architecture du Convertisseur Analogique-Information (AIC) appropriée et enfin le choix de l'algorithme de reconstruction du signal. Nous avons également proposé une nouvelle implémentation flexible et programmable de l'AIC retenu, qui permet l'acquisition de différents types de signal ayant le même domaine de compressibilité avec différents facteurs de compression. En utilisant une technologie CMOS 65 nm, nous avons évalué le gain en quantité de données acquise et en consommation de puissance de cette architecture par rapport au convertisseur analogique-numérique traditionnel.

Mots-clés : échantillonnage comprimé, acquisition comprimée, Convertisseur Analogique-Information, signaux astrophysiques, compressibilité, facteur de compression.

Abstract

Several astronomical phenomena emit low-frequency radio waves such as solar flares, magnetospheres, pulsars ... Some of these emissions are poorly captured by ground-based observatories mainly because of the Earth's ionospheric cutoff frequency. It becomes necessary to send radio receivers in space to acquire them. However, these receivers are faced with strong restrictions on storage capacity, energy consumption and transmission rate.

To overcome these challenges, sampling architectures should be reviewed and improved. A recent paradigm for signal acquisition and reconstruction, known as compressive sampling (Compressed Sensing, CS), provides a promising data acquisition technique for applications that require a limited number of measurements and leads to the development of a new type of converter : the Analog to Information Converter (AIC). Unlike standard Analog to Digital converters (ADC), AIC can sample at a lower rate than that prescribed by Nyquist Shannon, exploiting the sparsity of signals.

The main goal of this thesis is to study the application of compressed sampling for the acquisition of spatial astrophysical signals in the frequency band [1 kHz to 50 MHz]. We focus on signals emitted by the two brightest radio sources in the sky as seen from the Earth, namely the Sun and Jupiter.

Based on the characteristic properties of our signals of interest, we progressively and methodologically constructed our acquisition scheme : From the study of signals compressibility, to the choice of the AIC architecture and the signal reconstruction algorithm. We also proposed a new, flexible and programmable implementation of the selected AIC which allows the acquisition of different types of signal having the same compressibility domain and with different compression factors. Using a 65-nm CMOS technology, we evaluated the gain in terms of the amount of data acquired and power consumed of this architecture compared to the traditional analog-to-digital converter.

Keywords : Compressive Sampling, Compressed Sensing, Analog to Information Converter, astrophysical signals, compressibility, compression factor.

Table des matières

Introduction	21
1 L'Echantillonnage comprimé et ses implémentations matérielles	25
1.1 Introduction	25
1.2 La théorie de l'acquisition comprimée	25
1.2.1 Défier Shannon-Nyquist	25
1.2.2 Acquisition du signal	27
1.2.3 Reconstruction du signal	27
1.2.4 Parcimonie et compressibilité	27
1.2.5 RIP et incohérence	28
1.3 Les algorithmes de reconstruction	30
1.3.1 Relaxations convexes	30
1.3.2 Algorithmes gloutons	32
1.3.3 Comparaison entre les algorithmes	34
1.4 Les architectures des AIC	34
1.4.1 Non uniform sampler « NUS»	35
1.4.2 Random demodulator «RD»	36
1.4.3 Random Modulator Pre-Integrator «RMPI»	38
1.4.4 Modulated wide band Converter «MWC»	39
1.5 Les architectures des convertisseurs analogiques numériques	39
1.5.1 CAN Flash	40
1.5.2 CAN Pipeline	41
1.5.3 CAN à approximation successive (SAR ADC)	43
1.5.4 CAN Sigma-Delta ($\Sigma - \Delta$)	44
1.6 Conclusion	47
2 L'échantillonnage comprimé pour l'acquisition des signaux astrophysiques	49
2.1 Introduction	49
2.2 Présentation des Signaux astrophysiques étudiés	50
2.2.1 Présentation du signal jovien	50

2.2.2	Présentation des ondes de Langmuir	53
2.3	Compressibilité du signal	56
2.3.1	Compressibilité du signal Jovien	56
2.3.2	Niveau de parcimonie et discussion	58
2.3.3	Compressibilité des ondes de Langmuir	59
2.4	Choix de la matrice de mesure et de l'architecture AIC	59
2.5	Choix de l'algorithme de reconstruction	61
2.6	Facteur de compression	63
2.6.1	Facteur de compression pour le signal Jovien	63
2.6.2	Facteur de compression pour les ondes de Langmuir	65
2.6.3	Etude de l'erreur sur la puissance pour les ondes de Langmuir	67
2.7	Conclusion	73
3	Le Convertisseur Analogique Information	75
3.1	Introduction	75
3.2	L'échantillonneur non uniforme basé sur l'échantillonnage comprimé (CS-NUS)	76
3.3	Générateur d'horloge pseudo aléatoire non uniforme	76
3.3.1	Choix de la longueur de la séquence aléatoire	77
3.3.2	Caractéristique de la séquence d'horloge pseudo-aléatoire non uniforme	79
3.3.3	Choix de l'architecture du PNCG	81
3.3.4	Architecture de PNCG programmable	84
3.4	convertisseur analogique numérique	87
3.5	Conception des blocs du convertisseur SAR	88
3.5.1	Schéma de blocs du SAR ADC	88
3.5.2	Comparateur	89
3.5.3	CNA capacitif (C-DAC)	95
3.5.4	Logique de contrôle SAR	97
3.6	Résultats et comparaison	97
3.7	Comparaison avec l'état de l'art	98
3.8	Conclusion	100
	Conclusions et Perspectives	101
A	Quelques notions mathématiques utilisées en CS	105
A.1	Espace vectoriel et norme	105
A.2	Base et dictionnaire	106
A.3	Propriété d'isométrie restreinte (RIP)	107

B	Description de la base de donnée des ondes de Langmuir	109
B.1	Description de la mission STEREO et de l'instrument TDS	109
B.2	Description de la base de données CDPP	111
C	Code MATLAB développé pour l'application du CS	113
D	Codes HDL pour le générateur d'horloge pseudo aléatoire non uniforme programmable (PNCG)	117
E	Codes associés pour la simulation du SAR ADC	127
	Publications et communications	131
	Bibliographie	133

Nomenclature

Acronymes et sigles

LSB	Least Significant Bit Bit de Poids Faible
OSR	OverSampling Ratio
ADC	Analog to Digital Converter
AIC	Analog to Information Converter Convertisseur Analogique-Information
BP	Basis Pursuit
BPDN	Basis Pursuit Denoising
C2S	Circuits et Systèmes de Communication
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CDAC	Capacitive DAC
CF	Compression Factor Facteur de Compression
CG	Coherent Gain
CME	Coronal Mass Ejection
CMOS	Complementary Metal Oxide Semi-conductor
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CoSaMP	Compressive Sampling Matching Pursuits
CS	Compressed Sensing, Compressive Sampling Echantillonnage Comprimé, Acquisition Comprimé
CS-NUS	Compressed Sensing based Non uniform sampler L'échantillonnage non-uniforme basé sur le principe de l'échantillonnage comprimé

DAC	Digital to Analog Converter
DFT	Discrete Fourier transform Transformation de Fourier discrète
DSP	Densité Spectrale de Puissance
ENOB	Effective Number Of Bits
FFT	Fast Fourier transform
FISSA	FIne Spectral Structures Algorithm
FMOM	Fringe Métal-Oxide-Métal
GOMP	Generalized Orthogonal Matching Pursuits
IAW	Ion Acoustic Wave Onde Acoustique Ionique
LASSO	Least Absolute Shrinkage and Selection Operator
LESIA	Laboratoire d'Etudes Spatiales et d'Instrumentation en Astrophysique
LESIA	Laboratoire d'Etudes Spatiales et d'Instrumentation en Astrophysique
LFSR	Linear Feedback Shift Register Registre à décalage à rétroaction Linéaire
LTCI	Laboratoire Traitement et Communication de l'Information
MIM	Métal-Isolant-Métal
MP	Matching Pursuit
MSB	Most Significant Bit Bit de Poids Fort
MWC	Modulated wide band Converter
NG	Noise Gain
NUS	Non uniform sampler
OMP	Orthogonal Matching Pursuit
ONR	One-norm regularization
PNCG	Pseudorandom Non-uniform Clock Generator Générateur d'horloge Pseudo-aléatoire Non uniforme
RD	Random demodulator

RFI	Radio Frequency Interference Interférences Radio Fréquence
RIP	Restricted Isometry Property Propriété d'Isométrie Restreinte
RMPI	Random Modulator Pre-Integrator
ROMP	Regularized Orthogonal Matching Pursuits
SAR ADC	Successive Approximation Register ADC CAN à approximations successives
SER	Signal to Error Ratio
SNR	Signal to Error Ratio
SR	Shift Register Registre à décalage
SRN	Station de Radioastronomie de Nançay
STEREO	Time Domain SamplerSolar TERrestrial RELations Observatory Observatoire des relations Soleil-Terre
TDS	Time Domain Sampler
ÉMC	Éjections de Masse Coronale

Notations et symboles

Δ_{out}	Différence de potentiel aux noeud de sortie
σ_{of}	Ecart type de la tension de décalage du comparateur
A_e	Gain de l'étage d'entrée du comparateur
E_d	Consommation d'énergie du comparateur
T_d	Temps de retard du comparateur
V_{cm}	Tension en mode commun
V_d	Tension d'entrée différentielle du compaateur
W_n	Largeur de grille minimal pour un NMOS
W_p	Largeur de grille minimal pour un PMOS
V_a	Signal analogique
V_{dd}	Tension d'alimentation

B	Bande utile du signal
W	Largeur de canal du transistor
Δf	La résolution fréquentielle
ΔT	Espacement entre deux échantillons successifs
ΔT_{max}	Espacement maximal entre deux échantillons successifs de Φ_{NUS}
ΔT_{min}	Espacement minimal entre deux échantillons successifs de Φ_{NUS}
δ_K	constante d'isométrie
λ_k	Indice de la colonne de la matrice A
Φ_{NUS}	Matrice de mesure de l'architecture NUS
Φ_{RMPI}	Matrice de mesure de l'architecture RMPI
σ_{V_n}	Ecart type du bruit gaussien du comparateur
C_a	Capacité d'atténuation
C_{DAC}	Capacité totale du DAC
C_u	Capacité unitaire
K_B	Constante de Boltzmann
P_{ADC}	Consommation de puissance de l'ADC SAR conventionnel
P_{CDAC}	Consommation de puissance du CDAC
$P_{comparateur}$	Consommation de puissance du comarateur
P_{CS-NUS}	Consommation de puissance de CS-NUS
P_{PNCG}	Consommation de puissance de PNCG
$P_{SARlogique}$	Consommation de puissance de la logique SAR
T_{CLK}	Période du signal d'horloge CLK
μ	Cohérence
Φ	Matrice de mesure
Φ_{RD}	Matrice de mesure de l'architecture RD
Ψ	Base de parcimonie
$\Sigma - \Delta$	Sigma-Delta
θ	Angle pour la transformée de Radon

\hat{P}	Puissance de signal reconstruit
\hat{X}	Signal reconstruit formé par N échantillons
a_i	La $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice A
B_r	Matrice de Bernoulli de ± 1
E_{P1}	Erreur de puissance pour l'onde de Langmuir reconstruite
E_{P2}	Erreur de puissance pour l'onde fille reconstruite
E_{P3}	Erreur de puissance pour l'onde IAW reconstruite
f_1	Fréquence de l'onde de Langmuir
f_2	Fréquence de l'onde fille
f_{IAW}	Fréquence de l'onde acoustique ionique
f_s	Fréquence d'échantillonnage
k_σ	le paramètre de l'appariement
k_c	Densité du capacité
N_c	Nombre de canaux de RD
S'_q	Densité spectrale du bruit de quantification pour $OSR > 1$
S_q	Densité spectrale du bruit de quantification
V_{ref}	Tension de référence
X_0	Valeur initiale du signal
A	Matrice d'acquisition : $A = \Phi\Psi$
$C(\theta)$	Contraste par rapport à l'angle
CLK	Signal d'horloge synchrone
Cnt	Temps de retard appliqué au SR après son initialisation
D	Matrice qui modélise une séquence pseudo aléatoire de ± 1 pour le RD
Gain	Gain en terme de consommation d'énergie de CS-NUS par rapport à l'ADC
H	Matrice qui modélise l'action d'échantillonnage pour le RD
I	Intensité de la transformée de Radon
K	Niveau de parcimonie
L	Onde électrostatique de Langmuir

I	Nombre de capacité du réseau de capacité LSB
L'	Onde fille
M	Nombre de mesures acquis
m	Nombre de capacité du réseau de capacité MSB
N	Nombre d'échantillons (selon le critère de Shannon Nyquist)
P	Puissance de signal initial
P0	Problème de minimisation de ℓ_0
P1	Problème de minimisation de ℓ_1
q	Pas de quantification
r	Résidu
S	Représentation parcimonieuse du signal X
SELEC_LFSR	Nombre de bit les moins significatifs du LFSR qui seront utilisés comme bit de sélection du multiplexeur
T	Température absolue exprimée en kelvins
X	Signal initial formé par N échantillons
Y	Signal acquis
Z	Terme de bruit inconnu

Introduction

Au cours des dernières décennies, l'astronomie et la physique spatiale ont radicalement changé notre connaissance de l'évolution de l'univers. Les observatoires astronomiques terrestres sont devenus de plus en plus puissants avec des antennes de plus en plus sensibles. Cependant, nos connaissances sont encore incomplètes dans la gamme des basses fréquences (1- 30 MHz), qui est donc l'une des dernières bandes spectrales astrophysiques inexplorées (figure 1). Au-dessous de 30 MHz, les fluctuations ionosphériques perturbent sévèrement les observations au sol. Pire encore, ces observations sont impossibles en dessous de 10 MHz à cause de la coupure ionosphérique terrestre. En outre, les interférences radio d'origine humaine rendent encore plus difficile l'observation au sol à basse fréquence.

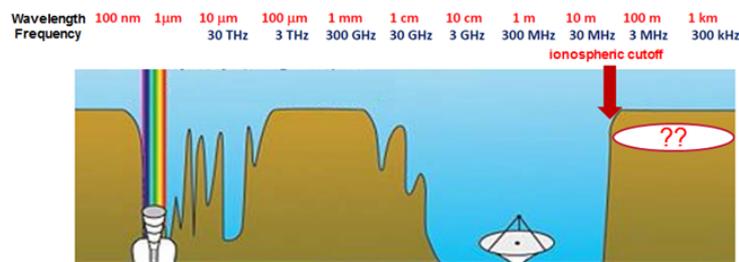


FIGURE 1 – Problématique des observatoires astronomiques terrestres

Pour surmonter ces limites, il faut prendre les mesures directement dans l'espace. Toutefois, les récepteurs radio à bord des satellites doivent tenir compte de fortes contraintes inhérentes aux observations spatiales liées à la consommation d'énergie et à la quantité de données stockées et transmises à la Terre.

Nous proposons dans le contexte de la radioastronomie dans l'espace, une nouvelle solution pour diminuer le nombre d'échantillons acquis en dessous de la limite de Shannon-Nyquist tout en conservant l'information pertinente dans le signal. Pour cela, nous utiliserons le procédé d'échantillonnage comprimé (ou Compressed Sensing, Compressive Sampling, CS) au niveau du convertisseur analogique numérique. Le CS réduit la quantité de données acquises tout en fournissant une reconstruction pertinente du signal. Par conséquent, il permet d'économiser de l'énergie, de la mémoire de stockage ainsi que de la bande passante du support de transmission.

L'échantillonnage comprimé a conduit au développement d'un nouveau type de convertisseur : le convertisseur analogique-Information (AIC) [Rap16]. Contrairement aux Convertisseur Analogique Numérique (ADC) standard, Les AIC peuvent échantillonner à une fréquence inférieure à celle prescrite par Nyquist-Shannon, en exploitant le caractère parcimonieux des signaux. Le fondement théorique de CS a été lancé en 2004 [Don06a], [CRT06a]. Depuis, il a attiré une attention considérable et a fait l'objet de plusieurs études dans divers domaines (radar, imagerie médicale, radio intelligente, etc.).

Dans l'astronomie, l'application de l'échantillonnage comprimé a été principalement étudiée pour la reconstruction des signaux/images à partir d'un nombre limité de mesures. Ces études visent principalement à proposer des algorithmes de reconstruction basés sur le CS qui offrent une meilleure précision de reconstruction que celles existantes. Le CS a été appliqué par exemple sur l'imagerie par interférométrie radio [DFM⁺15] [GGS⁺15a], [GGS⁺15b], [CMW15] et de la mesure de la rotation de Faraday [LBCDH11].

Outre les algorithmes de reconstruction, le CS ouvre des perspectives intéressantes d'un point de vue instrumentation : De nombreuses architectures AIC ont été proposées dans plusieurs domaines comme les télécommunications [BBB⁺13], le signal radar [CB13], le signal médical [GAD⁺14], etc. Néanmoins, au meilleur de notre connaissance, aucune publication n'a étudié jusqu'à présent la conception d'instruments astronomiques spatiaux en se basant sur le paradigme de l'échantillonnage comprimé.

Notre principal objectif sera donc d'étudier l'application du CS pour l'acquisition des signaux astrophysiques. Notre projet s'inscrit dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire LTCl de Télécom Paristech et le laboratoire LESIA de l'observatoire de Paris et qui visent à terme la concrétisation d'un démonstrateur de réception radio exploitant l'échantillonnage comprimé pour les observations astrophysiques spatiales dans la bande de fréquence 1kHz - 50MHz, voire 100 MHz.

Ce manuscrit est divisé en 3 chapitres :

Dans le premier chapitre, nous réaliserons une étude bibliographique du CS. Nous commençons par introduire les principes de base de l'échantillonnage comprimé : ses origines, ses conditions d'application ainsi que ces différentes étapes. Nous enchaînons par une présentation des principales familles des algorithmes de reconstruction couramment utilisés. Ensuite, un état de l'art des architectures de convertisseurs analogique/information basées sur l'échantillonnage comprimé sera exposé, ainsi que les principales architectures des convertisseurs analogiques numériques existants.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de l'application de l'échantillonnage comprimé (CS) pour l'acquisition des signaux astrophysiques dans la bande de fréquence 1kHz à 50 MHz : Nous nous focalisons dans le cadre de cette thèse sur les deux sources radio les plus brillantes dans le ciel telles que vues de Terre, à savoir le Soleil et Jupiter [ZBB⁺12]. Après avoir présenté et analysé les signaux astrophysiques de tests, qui sont les signaux S-Bursts (des signaux Joviens) et les ondes de Langmuir (des ondes solaires), nous étudierons la faisabilité de l'application de l'échantillonnage comprimé pour leur acquisition. Suite à cette étude, nous déterminerons le schéma d'acquisition adéquat ainsi que son extension pratique en une architecture de convertisseur analogique/information. Finalement, nous établirons, via des simulations numériques, le facteur de compression optimal que l'on pourra atteindre grâce à l'échantillonnage comprimé.

Enfin, dans le troisième et dernier chapitre de ce mémoire, nous proposons une implémentation de l'architecture du convertisseur analogique/information choisi en utilisant la technologie CMOS 65 nm . Nous étudions la conception des différents composants du convertisseur analogique/Information SAR avec une attention particulière sur l'efficacité énergétique de ses différents éléments. Puis nous comparons ses performances en terme de gain de consommation de puissance par rapport au convertisseur analogique-numérique traditionnel (ADC) .

Nous concluons par la suite en rappelant les principaux résultats obtenus et en ouvrant les perspectives de ce travail.

En annexes, outre une section sur quelques notions mathématiques utilisées en CS et une autre sur la base de donnée des ondes de Langmuir, nous avons fait des efforts pour mettre d'une manière lisible à la disposition de la communauté scientifique les principaux codes que nous avons produits au cours de cette thèse et qui nous ont permis d'aboutir aux résultats présentés dans ce manuscrit.

Les résultats de ces travaux ont déjà donné lieu à plusieurs publications scientifiques dont deux papiers dans deux conférences internationales (ICECS 2016 et NEWACS 2017) et un papier dans un journal d'instrumentation en astronomie (The Journal of Astronomical Instrumentation). Notons qu'un deuxième papier qui vise une publication dans un journal (Analog Integrated Circuits and Signal Processing) est en cours de préparation. La liste complète des publications et des communications est détaillé dans ce manuscrit après les annexes.

Chapitre 1

L'Echantillonnage comprimé et ses implémentations matérielles

1.1 Introduction

L'échantillonnage comprimé, dit aussi acquisition comprimée (Compressed sensing, Compressive Sampling, Compressive Sensing, CS) est un domaine de recherche émergent qui a attiré un intérêt considérable au cours des dernières années.

Dans cette section, nous étudions les aspects théoriques du CS où ses principes de base seront détaillés ainsi que les principales familles d'algorithmes de reconstruction. En seconde partie, nous dressons un état des lieux des principales implémentations matérielles des Convertisseurs Analogique-Information (Analog to Information Converter, AIC) basées sur l'acquisition comprimée. Nous concluons ce chapitre par une revue sur les convertisseurs analogiques numériques, un composant essentiel lors de la conception des AIC. Au cours de ce paragraphe, nous allons voir qu'à chaque étape, il existe différentes solutions possibles qui ont des propriétés différentes en termes de complexité, de nombre de mesures nécessaires, de champ d'application... Cette étude théorique sera la base des choix que nous prendrons par la suite lors des différentes étapes de conception d'une architecture de récepteur radio basée sur CS pour les signaux astrophysiques.

1.2 La théorie de l'acquisition comprimée

1.2.1 Défier Shannon-Nyquist

Dans le domaine du traitement de signal numérique (Figure. 1.1), il est d'usage de se référer au théorème de Nyquist-Shannon pour reconstruire fidèlement un signal de largeur spectrale et d'amplitude limitées : Ce théorème, dit aussi le théorème d'échantillonnage, af-

firme que la reconstruction exacte d'un signal à bande limitée nécessite que la fréquence d'échantillonnage soit supérieure ou égal au double de la largeur de son spectre (c'est-à-dire l'écart entre les fréquences minimale et maximale qu'il contient). Sauf que d'habitude, après cette phase d'échantillonnage, et en raison des restrictions de transmission ou de stockage, une étape de compression est effectuée. L'une des techniques de compression les plus répandues est la compression par décomposition parcimonieuse : les signaux peuvent être parcimonieux ou compressibles dans le sens où ils ont des représentations concises dans des bases ou des dictionnaires bien choisis. Ainsi, on peut annuler une grande partie des petits coefficients sans perte perceptible.

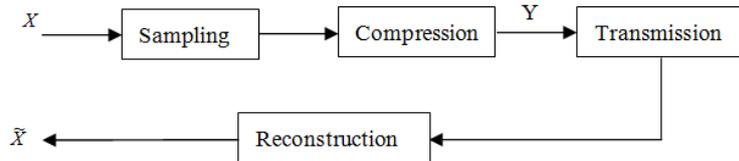


FIGURE 1.1 – L'approche conventionnelle pour le traitement des signaux numériques

Cette stratégie est adoptée par la plupart des normes de compression modernes, en particulier dans le domaine du traitement de l'image, tel que JPEG-2000 [LDSP08]. D'abord une transformée parcimonieuse (sparsifying transform) est appliquée sur l'image, traduisant le signal d'entrée en un vecteur de coefficients, puis ce vecteur parcimonieux est encodé en sélectionnant les coefficients les plus significatifs et en ignorant les plus petits. Les données comprimées Y seront alors transmises et finalement reconstruites. Cette approche fonctionne bien dans de nombreuses applications.

Cependant, l'acquisition de nombreux échantillons, pour ensuite en ignorer une grande partie est une opération extrêmement onéreuse. L'idée principale de l'échantillonnage comprimé est, comme son nom l'indique, de capturer directement les données sous une forme comprimée en exploitant la parcimonie du signal (Figure. 1.2) : au lieu de générer N échantillons, l'objectif est de générer seulement M mesures ($M \ll N$) telles que leur acquisition permet une reconstruction efficace du signal d'entrée. Ainsi, l'acquisition comprimée permet de capturer un signal à une fréquence nettement inférieure à la fréquence de Nyquist.

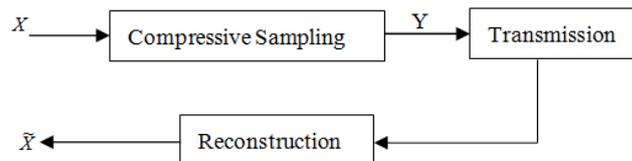


FIGURE 1.2 – Le paradigme de l'échantillonnage comprimé

1.2.2 Acquisition du signal

Mathématiquement, le CS est défini par (1.1) :

$$Y = \Phi X + Z \quad (1.1)$$

Y représente les données comprimées qui seront numérisées par le quantificateur ADC, il est formé par M mesures. X est le signal inconnu formé par N échantillons. Φ est la matrice de mesure (Gaussienne, Bernoulli, DFT ...) de taille $M \times N$, avec $N > M$, modélisant un sous-échantillonnage et Z est un terme de bruit inconnu (bruit de quantification, bruit thermique, ...).

1.2.3 Reconstruction du signal

La reconstruction demande plus de temps et de puissance que l'acquisition. Pour la plupart des applications du CS, cette étape n'est pas implémentée sur le circuit avec l'étape de l'acquisition. Dans notre cas, pour l'acquisition des signaux astrophysiques, la reconstruction sera faite au sol où on a beaucoup plus de ressources de calcul et d'énergie qu'à bord d'un satellite dans l'espace.

D'après l'équation (1.1), pour reconstruire le signal X à partir des mesures récupérées, il y a plus d'inconnues que d'équations ($N > M$). Nous sommes dans le cas d'un système sous déterminé. Mathématiquement, ce système possède une infinité de solutions. Afin de résoudre ce problème, le CS se base essentiellement sur deux notions : la parcimonie (ou la compressibilité) du signal, et la vérification de la propriété d'isométrie restreinte (RIP) par la matrice de mesure (ou l'incohérence entre la matrice de mesure et la base de parcimonie).

1.2.4 Parcimonie et compressibilité

Toute l'intelligence réside sur une connaissance a priori du signal. Dans le cas du CS, nous nous intéressons aux signaux parcimonieux ou compressibles. La parcimonie exprime l'idée que le taux de l'information du signal est plus petit que celui suggéré par sa bande passante. Dans le CS, plus le signal est parcimonieux, plus faible est le nombre d'échantillons nécessaires à sa reconstruction.

Un signal est K parcimonieux dans une base ou un dictionnaire s'il peut être décrit par un faible nombre K de coefficients non nuls dans cette base/dictionnaire ($K \ll M < N$). Il est exprimé par (1.2) :

$$X = \Psi S \quad (1.2)$$

Avec S la représentation parcimonieuse de X tel que $\|S\|_0 \leq K^1$ et Ψ est la base de parcimonie de dimension $N \times N$.

L'équation (1.1) devient (1.3) :

$$Y = \Phi\Psi S + Z \tag{1.3}$$

Peu de signaux naturels sont parcimonieux : quand on parle de parcimonie en CS, on parle en réalité de la compressibilité. Intuitivement, cela signifie que les signaux peuvent être représentés par quelques coefficients significatifs tandis que les autres sont proches de zéro. La figure 1.3 illustre la différence entre ces deux notions.

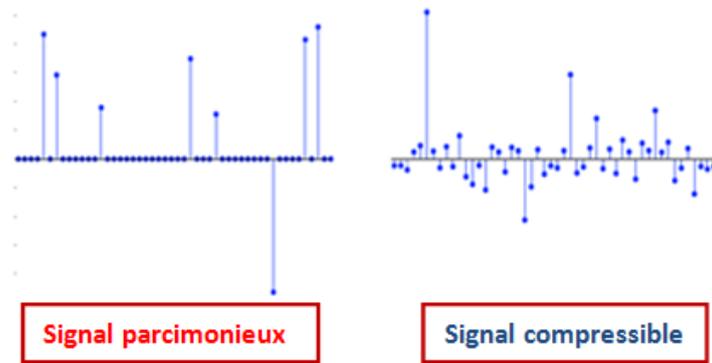


FIGURE 1.3 – Différence entre un signal parcimonieux et un signal compressible [Can10].

Mathématiquement, un signal est compressible si les modules de ses coefficients triés dans Ψ suit une décroissance en loi de puissance (1.4).

$$|S_i| \leq C i^{-q} ; \quad i = 1, 2, \dots, N \tag{1.4}$$

C est une constante. Plus q est grand, plus la décroissance est rapide et plus le signal sera compressible [KR13].

1.2.5 RIP et incohérence

Le CS choisit une solution K -parcimonieuse parmi les solutions possibles de l'équation (1.1). L'existence de la solution est triviale. Par contre, son unicité et sa stabilité ne sont pas garanties. Un des apports majeurs des premiers travaux sur le CS est la définition du cadre mathématique pour satisfaire l'unicité et la stabilité de la solution K -parcimonieuse. Pour cela d'autres conditions sont à considérer sur la modalité d'acquisition : Notamment une condition

1. $\|\cdot\|_0$: la quasi-norme ℓ_0 est la mesure intuitive pour quantifier la parcimonie. Elle consiste à compter le nombre d'éléments non nuls d'un vecteur.

qui assure une bonne reconstruction des données, est de vérifier que la matrice $A = \Phi\Psi$ satisfait la propriété d'isométrie restreinte (RIP).

La matrice A satisfait le RIP d'ordre K s'il existe une constante d'isométrie $\delta_K \in]0, 1[$ tel que pour tout vecteur K -parcimonieux, on ait l'encadrement suivant (1.5) [DDEK11] :

$$(1 - \delta_K) \leq \frac{\|AS\|_2^2}{\|S\|_2^2} \leq (1 + \delta_K) \quad (1.5)$$

δ_K est le plus petit nombre qui assure cet encadrement pour tout vecteur K -parcimonieux. Intuitivement, le RIP d'ordre k signifie que la matrice de mesure préserve approximativement la norme de tout vecteur K -parcimonieux. Les matrices aléatoires satisfont le RIP avec une très grande probabilité avec certaines conditions sur le nombre de mesures. Par exemple, il a été démontré que les matrices aléatoires avec des entrées gaussiennes ou sub-gaussiennes vérifient le RIP avec une grande probabilité à condition que $M = O(K \log N)$ [RCA⁺15].

La condition RIP est une condition suffisante pour permettre la résolution de l'équation du CS. Elle assure l'unicité de la solution et sa stabilité pour $\delta_k < \sqrt{2} - 1$ [candes2008]. Malheureusement, le RIP est un problème NP difficile². Il est difficile de construire avec certitude des matrices satisfaisant cette propriété et de vérifier celle-ci. Il existe une autre approche théorique de l'acquisition comprimée basée sur la notion de l'incohérence entre la matrice de mesure et la base de parcimonie.

La cohérence entre Φ et Ψ est exprimée par (1.6).

$$\mu(\Phi, \Psi) = \sqrt{(N)} \max_{1 \leq u, j \leq N} |\langle \Phi_u, \Psi_j \rangle| \quad (1.6)$$

Avec $1 < \mu(\Phi, \Psi) < \sqrt{(N)}$ est l'ensemble des valeurs de cohérence entre une ligne de Φ et une colonne de Ψ . Plus faible est la cohérence plus faible est le nombre de mesures nécessaires à la reconstruction et plus grand est le facteur de compression.

Intuitivement, une faible cohérence signifie que le signal qui est parcimonieux dans Ψ possède une représentation dense dans Φ . Un exemple de deux bases incohérentes est la dualité temps fréquences : un Dirac ou un pic dans le domaine temporel est étalé dans le domaine fréquentiel. Inversement, une fréquence est étalée en une onde sinusoïdale pure dans le domaine temporel.[CR07a].

La théorie de l'échantillonnage comprimé basée sur cette approche affirme que si on effectue M mesures en utilisant des projections linéaires aléatoires, i.e. en effectuant le produit du signal

2. Problème NP difficile : (Non-deterministic Polynomial-time hard) ce sont des problèmes au moins aussi difficiles que les problèmes les plus difficiles dans NP.

d'entrée avec une matrice de mesure aléatoire, alors le nombre de mesure nécessaire pour récupérer X avec une grande probabilité est (1.7) [CR07b].

$$M \geq C\mu^2(\Phi, \Psi) K \log(N) \tag{1.7}$$

Dans le cas où la matrice de mesure est complètement incohérente avec la base de parcimonie, le nombre de mesure aléatoire minimal pour avoir, avec une grande probabilité, une bonne reconstruction est (1.8)

$$M \geq K \log(N) \tag{1.8}$$

Notons que certaines matrices aléatoires sont largement incohérentes avec n'importe quelles bases fixes [Can08]. En effet, si on choisit une matrice de mesure orthonormale dont les colonnes sont prises d'une manière uniformément aléatoire alors, avec une très grande probabilité, la cohérence entre la matrice de mesure et la base de parcimonie est de l'ordre de $\sqrt{2\log N}$ [CW08]. C'est pourquoi une matrice de Bernoulli, composée des entrées binaires ± 1 aléatoires, ou une matrice Gaussienne sont fortement incohérentes avec n'importe quelle base de parcimonie.

1.3 Les algorithmes de reconstruction

Plusieurs techniques de reconstruction ont été explorées pour récupérer la solution parcimonieuse à partir d'un nombre réduit de mesures. Ces techniques ont des propriétés différentes en termes de rapidité, de complexité et de nombre de mesures nécessaires. Ce champ de recherche est, de plus, particulièrement actif et avec une littérature émergente abondante. Nous décrivons succinctement les principales techniques de reconstruction : les relaxations convexes, les algorithmes gloutons et les algorithmes combinatoires. Notre objectif est de trouver l'algorithme de reconstruction offrant le meilleur compromis entre précision et complexité pour la reconstruction de nos signaux astrophysiques.

1.3.1 Relaxations convexes

Ce sont des problèmes d'optimisation convexe. Pour ces méthodes, le nombre de mesures nécessaires à la reconstruction est petit. Néanmoins, ces algorithmes sont les plus complexes et les plus lents [QBI⁺13]. Afin de chercher la solution parcimonieuse, on procède à la résolution du problème de minimisation de ℓ_0 (P0)(1.9).

$$(P0) : \quad \min \|S\|_0 \quad \text{sous contrainte} \quad Y = AS \tag{1.9}$$

Malheureusement, la recherche d'une solution du problème (P0) est NP-difficile [Don05]. Pour surmonter cet obstacle, on relaxe le problème (P0) en remplaçant la quasi-norme ℓ_0 par la norme ℓ_1 . Cette relaxation convexe appelée Basis Pursuit (BP) [CDS01] permet de rendre le

problème soluble (algorithme de complexité polynomiale). Le principe de BP est de trouver une représentation du signal dont les coefficients ont le minimum de la norme ℓ_1 . Cette relaxation est possible grâce aux travaux de Candes [Can08] dans le cas des matrices de mesures vérifiant le RIP et les travaux de Candes et al [CP11] dans le cas des matrices de mesures incohérentes. Sommairement, il a été prouvé que dans le cas où X est K -parcimonieux, la résolution par la norme ℓ_1 est exacte. Dans le cas où X est compressible, la résolution par la norme ℓ_1 offre une distorsion comparable à celle obtenue en extrayant les K coefficients les plus significatifs du signal. Formellement, on résout le problème d'optimisation convexe (P1) (1.10) :

$$(P1) : \min \|S\|_1 \quad \text{sous contrainte} \quad Y = AS \quad (1.10)$$

Dans la pratique, il faut tenir compte aussi du bruit présent dans les mesures récupérées (1.3). Ce qui par conséquent amène à résoudre une version relaxée du Basis Pursuit. L'objectif est de trouver la solution parcimonieuse à une petite erreur près. Parmi ces versions relaxées on peut citer : Basis Pursuit Denoising (BPDN) [Tro06] [Don06b] [CRT06b], One-norm regularization [VDBF08] et Least Absolute Shrinkage and Selection Operator (LASSO) [Tib96] [VDBF08].

— **Basis Pursuit Denoising :**

$$\min \|S\|_1 \quad \text{sous contrainte} \quad \|Y - AS\|_2 \leq \varepsilon \quad (1.11)$$

$\varepsilon > 0$: estimation du niveau de bruit.

— **One-norm regularization :**

$$\min \frac{1}{2} \|Y - AS\|_2 + \lambda \|S\|_1 \quad (1.12)$$

$\lambda > 0$: un paramètre de régularisation qui contrôle la parcimonie.

— **LASSO :**

$$\min \|Y - AS\|_2 \quad \text{sous contrainte} \quad \|S\|_1 \leq \tau \quad (1.13)$$

$\tau > 0$.

Pour des choix de paramètres appropriés, les solutions de (BPDN), (ONR) et (LASSO) coïncident, et ces problèmes sont en quelque sorte équivalents [VDBF08]. Pour ces algorithmes de relaxation convexe, on peut énumérer trois bibliothèques de logiciel développées sous MATLAB :

- L1_magic : développé par Candes et al. L'algorithme est très lent.
- SparseLab : développé par David Donoho et al. L'algorithme converge vers la solution pendant un temps donné lorsque la solution est très parcimonieuse.
- SPGL1 : développé par Ewout Van Den et al. Cet algorithme est plus rapide que celui de L1_magic et SparseLab. Il est adapté pour les problèmes à grande échelle [VDBF08].

1.3.2 Algorithmes gloutons

Les algorithmes gloutons sont des techniques de traitement du signal, dites de décomposition parcimonieuse. Il s'agit de construire d'une manière itérative une approximation parcimonieuse du signal. De façon schématique, à partir d'une valeur initiale $X_0 = 0$, les algorithmes gloutons construisent, à chaque itération, une approximation X_k du signal et évaluent une erreur résiduelle. On recommence l'opération jusqu'à un critère d'arrêt fixé par l'utilisateur.

D'après la littérature, les algorithmes gloutons sont plus faciles à implémenter et plus rapides que les algorithmes de relaxation convexes. Le nombre de mesures requis par les algorithmes gloutons pour avoir une bonne reconstruction du signal dépend de plusieurs paramètres comme la structure du signal, l'inter-corrélation entre les atomes de la matrice de mesure et la variante de l'algorithme glouton utilisé mais il reste relativement petit.

L'algorithme le plus connu de cette famille est le Matching Pursuit (MP) [MZ93]. Il est connu dans la communauté statistique sous le nom de Projection Pursuit [Hub85] et il se ramifie en plusieurs variantes.

Matching Pursuit

Le problème de base où apparaît le Matching Pursuit est le suivant : On dispose d'un vecteur de mesure Y et d'une matrice A ($A = \Phi\Psi$) et on souhaite écrire Y comme une combinaison linéaire d'éléments a_i de A ou au moins approcher Y par une telle combinaison linéaire, autrement dit reconstruire le signal X . Le MP propose une approche simple : Au départ, le résidu r est initialisé avec le vecteur de mesure Y et l'approximation du signal \hat{X} par un vecteur nul.

$$r_0 \leftarrow Y \text{ et } \hat{X} \leftarrow 0$$

A chaque itération k , l'algorithme devra choisir la colonne a_i de la matrice A la plus corrélée au vecteur de mesure Y . L'algorithme MP standard utilise le produit scalaire comme fonction de corrélation.

$$\lambda_k = \operatorname{argmax}_i |\langle r_{k-1}, a_i \rangle| \quad (1.14)$$

Où

λ_k est l'indice de la colonne sélectionnée ;

r_{k-1} est le résiduel de l'itération précédente ;

a_i représente la colonne de la matrice A avec $1 \leq i \leq N$, ils sont appelés aussi atomes.

Ensuite, le MP construit une nouvelle approximation du signal en ajoutant à \widehat{X}_k la projection du résidu sur a_k , puis il met à jour le signal résiduel (c'est ce qu'on nomme le résidu) $r_k = Y - Y_k$

$$\widehat{X}_k = \widehat{X}_{k-1} + \langle r_{k-1}, a_k \rangle \cdot a_k \quad (1.15)$$

$$\widehat{r}_k = Y - Y_k = r_{k-1} - \langle r_{k-1}, a_k \rangle a_k \quad (1.16)$$

Où

\widehat{X}_{k-1} représente l'approximation du signal obtenue durant l'itération précédente ;
 r_k est la colonne de la matrice A sélectionnée.

Le processus est répété jusqu'à ce que le signal soit décomposé de manière satisfaisante, c'est-à-dire jusqu'à ce que la condition d'arrêt soit remplie. Le critère d'arrêt de cet algorithme peut être :

- une erreur résiduelle inférieure à un seuil donné ;
- un nombre maximum d'itérations ;
- un critère de temps de calcul, de mémoire . . .

MP apparaît donc comme une procédure à la mise en oeuvre très pratique. Toutefois l'inconvénient de cet algorithme est que la sélection des atomes n'exclut pas de choisir le même atome lors de deux itérations différentes de l'algorithme. Certes, la théorie garantit, dans un cas non bruité, la convergence du résidu mais cette convergence peut être améliorée et c'est en cela que l'orthogonal matching pursuit va apparaître plus performant [Mar05].

Orthogonal Matching Pursuit

Dans l'OMP [PRK93] on sélectionne également les atomes a_i un à un mais à chaque nouvelle sélection d'atome, on choisit comme nouvelle approximation la projection orthogonale du signal de départ Y sur le sous-espace engendré par l'ensemble de ces atomes (a_j pour $j = 1 \dots k$). Cette règle de mise à jour fait qu'au bout de k itérations, $\forall i = 1 \dots k$, $\langle a_i, r_k \rangle = 0$, ce qui fait qu'à chaque itération un nouvel atome sera sélectionné. Ainsi L'OMP exécute au maximum M itérations pour un vecteur de mesure Y ayant M éléments.

En termes de complexité, chaque étape de la procédure nécessite le calcul de la pseudo-inverse d'une matrice. Ce qui coûte cher en termes de temps de calcul. Plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature pour accélérer d'une façon notable ce calcul [SG⁺12].

Autres algorithmes

D'autres variantes d'algorithmes gloutons ont été proposées dans la littérature. Ils visent à apporter des améliorations sur la performance de l'algorithme de base sous certaines conditions et se distinguent entre eux par leur procédure de sélection de un (ou plusieurs) atomes de la matrice de mesure A et par la méthode de mise à jour de l'approximation du signal. A titre d'exemple, on peut citer : Regularized Orthogonal Matching Pursuits (ROMP) [NV09], Compressive Sampling Matching Pursuits (CoSaMP) [NT09], Generalized Orthogonal Matching Pursuits (GOMP) [WKLS16]. Le lecteur intéressé par le détail de ces algorithmes pourra se référer aux publications relatives.

1.3.3 Comparaison entre les algorithmes

Le tableau 1.1 liste la complexité ainsi que le nombre de mesure minimal exigé pour différents algorithmes de reconstruction utilisés dans le CS. A noter que ce tableau donne un ordre de grandeur sommaire et à prendre en compte avec précaution étant donné que les paramètres et les cas d'utilisation diffèrent d'un algorithme à un autre. Le nombre minimal de mesures dépend de plusieurs paramètres autres que le choix de l'algorithme de reconstruction tel que le choix de la matrice de mesures, la nature du signal d'origine, la précision de reconstruction, le temps de calcul . . . En pratique, en plus de l'étude théorique, on affine le choix de l'algorithme de reconstruction par des simulations.

Algorithme de reconstruction	Complexité	Nombre de mesure requis
BPDN	$O(N^3)$	$O(K \log N)$
OMP	$O(K M N)$	$O(K \log N)$
ROMP	$O(K M N)$	$O(K (\log N)^2)$
CoSaMP	$O(M N)$	$O(K \log N)$
GOMP	$O(M N)$	$O(K \log N/k)$
Chaining pursuit	$O(K (\log N)^2 (\log K)^2)$	$O(K (\log N)^2)$

TABLE 1.1 – La complexité et le nombre de mesure minimal exigé pour les algorithmes de reconstruction de CS [QBI⁺13]

1.4 Les architectures des AIC

Les architectures des AIC sont les implémentations du modèle d'acquisition choisi. Quoique plusieurs matrices de mesures ont été proposées, rares sont les réalisations concrètes en architecture AIC. En effet, certaines concrétisations sont difficiles à réaliser ou sont tellement gourmandes en ressources, qu'elles deviennent inefficaces. Au total, on peut distinguer dans la

littérature, quatre types d'architectures d'AIC basées sur le CS :

1.4.1 Non uniform sampler « NUS »

C'est une architecture adaptée aux signaux parcimonieux dans le domaine fréquentiel ($\Psi = \text{DFT}^{-1}$). Elle se base sur le principe de la dualité temps-fréquence : En effet, les domaines temps et fréquence sont incohérents entre eux [CR07a]. Donc pour un signal parcimonieux dans le domaine fréquentiel et en appliquant l'approche probabilistique de l'acquisition comprimée (voir chapitre 2 pour plus de détail), il suffit d'acquérir des échantillons dans le domaine temporel de manière non uniforme et arbitrairement espacé.

L'idée derrière le NUS est schématisée dans la figure 1.4. Par souci de didactisme, supposons qu'il existe un ADC qui échantillonne le signal d'entrée à la fréquence de Nyquist. Une séquence de bits pseudo-aléatoire (PRBS) contrôle lesquels de ces échantillons sont collectés et lesquels sont ignorés. Sur l'ensemble des N échantillons à la fréquence de Nyquist, seuls $M \ll N$ sont collectés. Le but du CS est d'obtenir une fréquence d'échantillonnage moyenne inférieure à la fréquence de Nyquist. Aussi, en pratique, l'échantillonnage non-uniforme basé sur le principe de l'échantillonnage comprimé (CS-NUS) choisit des échantillons arbitrairement espacés d'un nombre entier de période d'horloge à la fréquence de Nyquist, sans quoi, le NUS serait très compliqué à calibrer.

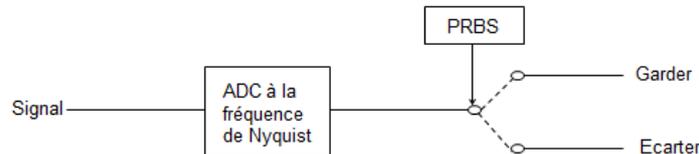


FIGURE 1.4 – Diagramme conceptuel de l'architecture NUS [WBN⁺12]

La matrice de mesure correspondante à cette architecture est une matrice rectangulaire de taille $M \times N$ présentée par Φ_{NUS} : dans chaque ligne de la matrice de mesure, il y a un seul coefficient non nul et égal à 1. L'emplacement de ce coefficient dans la ligne est aléatoire, ce qui permet de définir un échantillon parmi N qui sera pris d'une manière aléatoire. Un exemple de matrice de mesure Φ_{NUS} est illustrée par (1.17) :

$$\Phi_{NUS} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \dots & 0 \\ & & & \ddots & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 \dots & 1 & 0 \end{pmatrix}_{M \times N} \quad (1.17)$$

L'architecture est relativement simple à implémenter. Un échantillonneur bloqueur contrôlé par une séquence pseudo aléatoire sert à donner la cadence. La même séquence contrôle un

ADC de faible débit qui permet de faire la quantification [BBB⁺13] [TDA⁺13] [ATLG13] [WBN⁺12].

Le NUS est l'architecture qui sera retenu pour l'acquisition des signaux astrophysiques (voir chapitre 2).

1.4.2 Random demodulator «RD»

Formellement parlant, l'équation mathématique du CS est présentée par $Y = AX$. chaque mesure Y_i correspond à une projection linéaire générée par la multiplication d'une ligne de la matrice A (a_i) par le vecteur X (1.18).

$$Y_i = \sum_{j=1}^M \sum_{j=1}^N a_{ij} \cdot X_j \quad (1.18)$$

Pour générer le vecteur de mesure et dans le cas général où la matrice A n'a pas de structure particulière, il faut M blocs parallèles pour calculer chacune des mesures y_j moyennant un additionneur (intégrateur) par bloc.

L'architecture Random Demodulator RD évite cette réplication : elle utilise un seul additionneur pour calculer tous les mesures y_j .

$$Y_i = DHX \quad (1.19)$$

Avec

X : le signal d'entrée parcimonieux dans le domaine fréquentiel et à bande limitée.

$$X = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_N \end{pmatrix}_N \quad (1.20)$$

D : modélise une séquence pseudo aléatoire de ± 1

$$D = \begin{pmatrix} \varepsilon_0 & & & \\ & \varepsilon_1 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \varepsilon_N \end{pmatrix}_N \quad (1.21)$$

Avec $\varepsilon_j = \pm 1$.

H est une matrice diagonale de taille $M \times N$. Chaque bloc est un vecteur de 1 de taille fixe égale à N/M .

$$H = \begin{pmatrix} 11 \dots 1 & & & \\ & 11 \dots 1 & & \\ & & \ddots & \\ & & & 11 \dots 1 \end{pmatrix}_{M \times N} \quad (1.22)$$

Ainsi la matrice de mesure $\Phi_{RD} \in \mathbb{R}^{M \times N}$ est une matrice diagonale par bloc. Chaque bloc est un vecteur de taille fixe égale à N/M . Ses éléments sont formés à partir de la séquence pseudo aléatoire $\{-1, +1\}$.

$$\Phi_{RD} \begin{pmatrix} -11 \dots -1 & & & \\ & 1 - 1 \dots 1 & & \\ & & \ddots & \\ & & & -1 - 1 \dots 1 \end{pmatrix}_{M \times N} \quad (1.23)$$

La figure 1.5 illustre l'architecture simplifiée du RD.

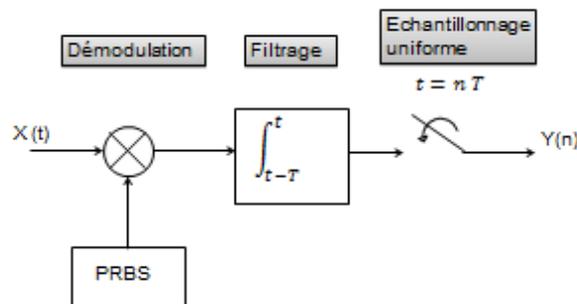


FIGURE 1.5 – Architecture RD

Il est basé sur 3 actions principales : démodulation, filtrage passe-bas (intégrateur), et échantillonnage à faible débit. Le signal d'entrée est démodulé en le multipliant par une séquence pseudo aléatoire qui oscille entre deux niveaux $+1$ et -1 à une vitesse supérieure ou égale à la fréquence de Nyquist. Cette étape permet d'étaler le signal sur tout le spectre. Ensuite, on applique un filtre anti-aliasing passe-bas. Ce filtre intégrateur est tout simplement un accumulateur qui somme le signal démodulé pour $(1/M)$ secondes. Finalement, le signal intégré sera échantillonné à une fréquence relativement faible par rapport à la fréquence standard [KLW⁺06] [RLN⁺08] [LKD⁺07] [MSS11].

Ce type d'AIC a été proposé en littérature pour capturer principalement les signaux parcimonieux multitones.

L'inconvénient de cette architecture par rapport au NUS :

- La complexité matérielle ;

- Les imperfections matérielles liées au filtrage : la conception de l'intégrateur ne sera pas parfaite en pratique. Par conséquent la matrice de mesure utilisée pour l'acquisition du signal ne correspond pas exactement à la matrice de mesure approximée pour sa reconstruction. Ceci peut engendrer des erreurs de SER, ainsi que sur l'extraction de l'information pertinente du signal.

1.4.3 Random Modulator Pre-Integrator «RMPI»

C'est un cas généralisé du RD (association de N_c canaux de RD en parallèles). Chaque canal est commandé par un générateur de séquence pseudo-aléatoire $\{-1, +1\}$ indépendant.

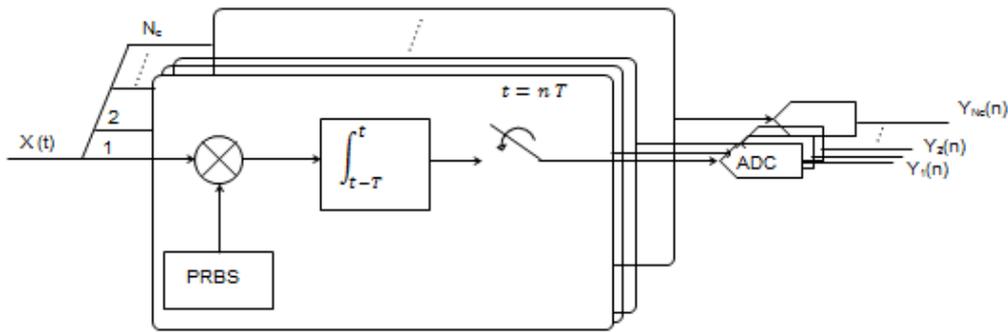


FIGURE 1.6 – Architecture RMPI

L'objectif de la conception RMPI est d'implémenter le plus fidèlement possible une matrice de Bernoulli où les éléments ± 1 sont générés aléatoirement à partir d'un processus indépendant et uniformément distribué. En réalité, le RMPI finit par se rapprocher d'une matrice de Bernoulli par bloc en raison de considérations pratiques dues essentiellement à la difficulté d'implémenter et calibrer un nombre important de canaux en parallèle (les implémentations réalisées jusqu'à présent ne dépassent pas au maximum une vingtaine de canaux en parallèle) en plus de la consommation d'énergie excessive que cela engendre.

la matrice de mesure du RMPI (Φ_{RMPI}) est une matrice diagonale par bloc de taille $M \times N$. Chaque bloc est une sous matrice B_r de taille $N_c \times (N_c \cdot \frac{N}{M})$ (N_c : le nombre de canaux en parallèle). Les éléments de B_r sont ± 1 générés aléatoirement à partir d'un processus indépendant et uniformément distribué.

Par exemple, si $N = 1040$ et si le facteur de compression CF ($CF = \frac{N}{M}$) = 13, alors la matrice de mesure $\Phi_{RMPI}^{1040 \times 80}$ aura 80 lignes et 20 blocs de 4×52 (1.24) :

$$\Phi_{RMPI} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} B_r \\ 4 \times 52 \end{pmatrix} & & & \\ & \begin{pmatrix} B_r \\ 4 \times 52 \end{pmatrix} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \begin{pmatrix} B_r \\ 4 \times 52 \end{pmatrix} \end{pmatrix}_{1040 \times 80} \quad (1.24)$$

Vu la supposée « universalité » de la matrice de Bernoulli comme matrice de mesure, cette deuxième architecture est appliquée à une grande variété de domaines de parcimonie. Elle a été utilisée notamment pour l'acquisition des signaux parcimonieux dans le domaine temps fréquence. Les impulsions radar représentent un exemple de signaux qui peuvent être acquis par ce type d'architecture : ce sont des impulsions courtes (quelques ns) et à bande étroite (quelques GHz) qui sont parcimonieux dans le dictionnaire Gabor [CB13] [YBM⁺12] [YTN⁺12]. Aussi, elle a été implémentée pour l'acquisition des signaux ECG qui ont comme base de parcimonie l'ondelette Daubechies [GAD⁺14]. Par contre, le coût de cette généralité est que le RMPI est plus difficile à mettre en oeuvre : le traitement du signal est moins simple, la calibration est non triviale, et la reconstruction est plus lente que pour le NUS [WBN⁺12].

1.4.4 Modulated wide band Converter «MWC»

Cette architecture a été proposée par Mishali et al en 2010 [ME10] [ME11]. Elle est composée par M canaux qui ressemblent au RD, comportant un modulateur et un filtre passe bas (figure1.7). Cette architecture multiplie en premier lieu le signal analogique par une forme d'onde périodique (exemple : signal carré) qui alterne entre deux niveaux à la fréquence de Nyquist. L'objectif de cette multiplication est la transmission du signal en bande de base. Par la suite, le produit subit un filtrage passe-bas et échantillonné uniformément à une fréquence plus faible que la fréquence standard. La caractéristique la plus distinctive du MWC par rapport au RMPI est que la fonction temporelle utilisée pour le filtrage passe-bas est une fenêtre rectangulaire pour RMPI alors que c'est une fonction sinus cardinal pour MWC [LDT12]. Le MWC est adapté aux environnements de fréquences multibandes où les bandes actives doivent être identifiées dans le temps chaque fois que le spectre d'activité change [BBB⁺13].

1.5 Les architectures des convertisseurs analogiques numériques

Il existe plusieurs types de convertisseur analogique numérique (ADC ou CAN) qui ont des propriétés différentes en termes de vitesse de conversion, de résolution et de consommation

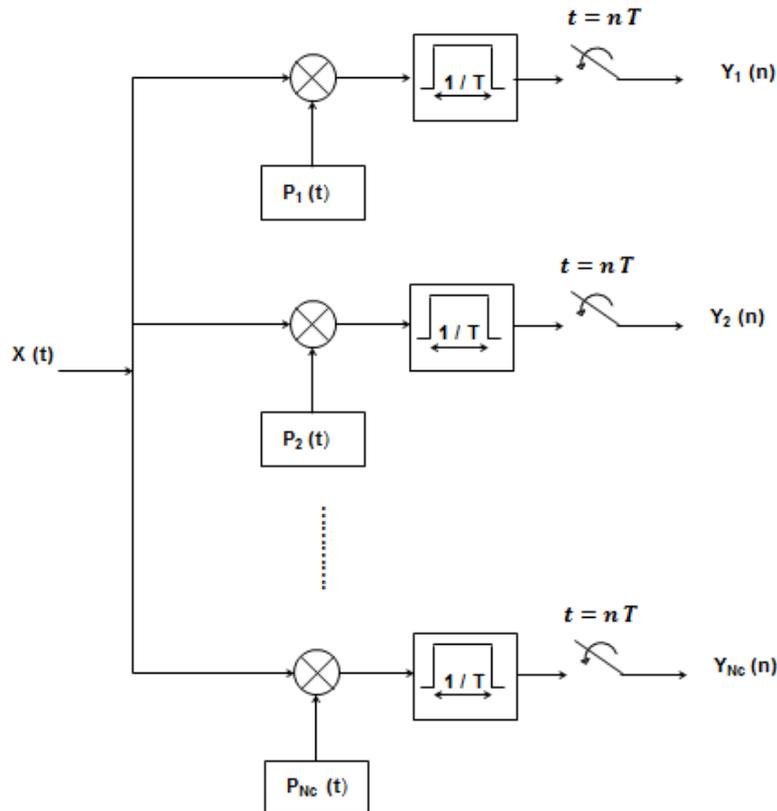


FIGURE 1.7 – Architecture MWC

d'énergie. On distingue 2 classes de convertisseurs basés sur deux techniques d'échantillonnage différentes :

- Les convertisseurs échantillonnés à la fréquence de Nyquist : on peut citer CAN Flash, CAN Pipeline, CAN à approximation successive (SAR ADC) et leurs variantes utilisant le parallélisme (par exemple : Time-Interleaved).
- Les convertisseurs à sur échantillonnage : exemple le CAN Sigma Delta.

1.5.1 CAN Flash

Un CAN Flash est basé sur la conversion analogique numérique parallèle. Ce convertisseur de N bits est composé de $2^N - 1$ comparateurs en parallèles, $2N$ résistances et un encodeur tel que présenté dans la figure 1.8. Il s'agit d'une architecture de conversion extrêmement rapide car elle consiste à comparer simultanément la valeur analogique à convertir V_a à toutes les tensions de seuils ($2^N - 1$ tensions de seuil). Ensuite la traduction binaire des sorties des comparateurs est assurée par un encodeur.

Les tensions de seuil sont obtenus à partir d'un pont diviseur de 2^N résistances connectées en série entre une tension de référence V_{ref} et la masse. Si toutes les résistances ont la même valeur (R) on obtient une quantification linéaire par défaut. Par contre si la résistance connectée

à la masse est égale à $(R/2)$ et si la résistance connectée à V_{ref} a une valeur de $(3R/2)$, on obtient une quantification linéaire centrée.

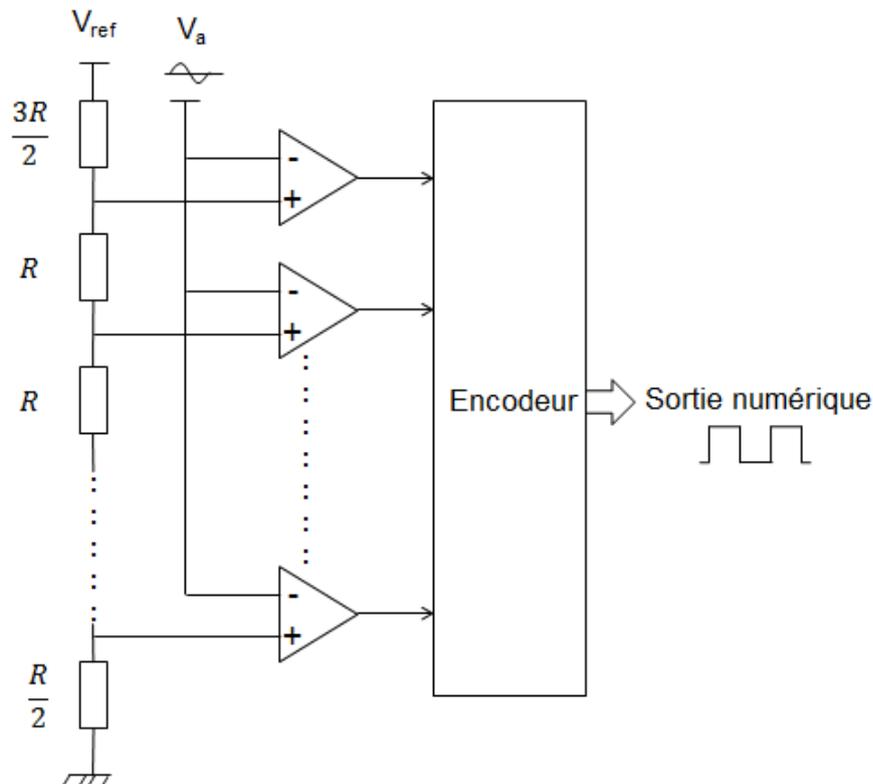


FIGURE 1.8 – Schéma bloc d'une architecture Flash

Dès que la tension analogique d'entrée dépasse les tensions de seuil des comparateurs, les sorties de ces comparateur passent à l'état logique "1". Cependant, les comparateurs qui ont une tension de seuil supérieure à la tension d'entrée vont délivrer un '0' logique. En se basant sur ces $(2^N - 1)$ valeurs délivrées par le comparateur, l'encodeur génère le code binaire.

L'architecture Flash permet la mise en oeuvre d'un CAN extrêmement rapide : la conversion est effectuée à chaque coup d'horloge. Par contre son principal inconvénient est le nombre important de comparateurs qui sont nécessaires pour des résolutions élevées. Cette architecture présente une dissipation de puissance élevée et sa complexité croit de façon exponentielle avec le nombre de bits. Pour ces raisons, ce convertisseur est plutôt utilisé pour les applications de faible résolution et très forte vitesse.

1.5.2 CAN Pipeline

Un CAN pipeline N bits est réalisé par une succession de P étages identiques à M_i bits chacun ($N = \sum_{i=1}^P M_i$). Chaque étage comporte un échantillonneur bloqueur, un CAN à faible résolution, un CNA, un circuit sommateur et un amplificateur.

Le premier étage assure la conversion des bits les plus forts. Une fois cette opération réalisée, la valeur numérique correspondante traverse un CNA, puis la valeur de sortie de CNA est retranchée à la valeur initiale. On obtient ainsi un résidu $V(n)$ qui sera amplifié par un gain de 2^{M_i} . Le but de cette amplification est de conserver la même échelle de mesure d'un étage à l'autre. Ce résidu, ramené en pleine échelle, sera l'entrée de l'étage suivant et sera converti à son tour sur M_i bits. Et ainsi de suite jusqu'aux M_i bits les plus faibles. Tous les étages fonctionnent de manière concurrente mais chaque étage traite un échantillon différent : une synchronisation des codes partiels est nécessaire.

Cette architecture permet par conséquent de réduire le nombre de comparateur nécessaires à l'opération de codage de l'entrée analogique par rapport à l'architecture Flash : au lieu d'utiliser $(2^N - 1)$ comparateurs, seulement $\sum_{i=1}^P 2^{M_i} - 1$ comparateurs sont exploités. La figure 1.9 illustre la topologie d'un CAN pipeline N bits formé par P étages identiques à M_i bits chacun. Si $M_i = 1$, ce bloc est simple à réaliser car l'ADC est un simple comparateur et le DAC est un interrupteur.

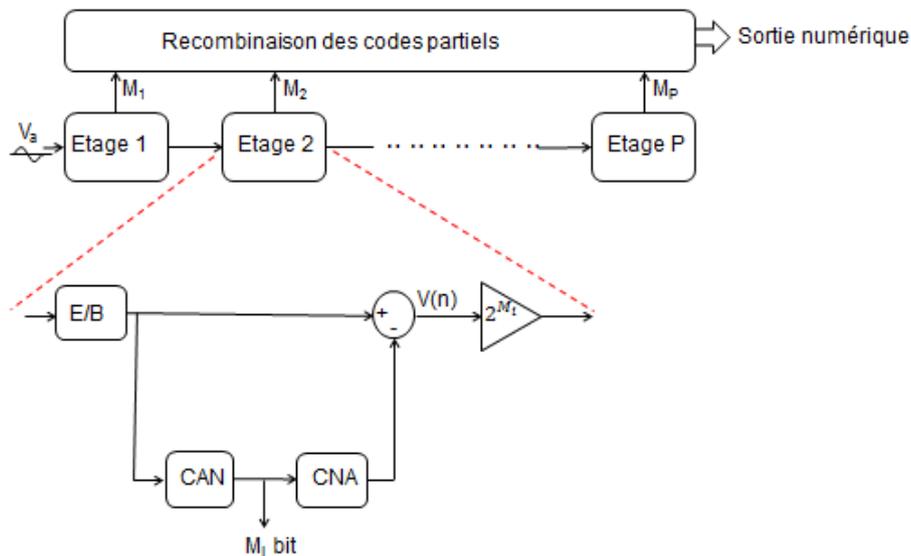


FIGURE 1.9 – Schéma synoptique d'un CAN pipeline à M_i bit par étage

Ce type d'architecture est utilisé pour avoir des vitesses de conversion élevée. Un nouveau code est généré à chaque cycle d'horloge. Mais, ce convertisseur possède un temps de latence à cause de la propagation de l'entrée dans les différents étages.

1.5.3 CAN à approximation successive (SAR ADC)

Un ADC SAR est basé sur la conversion analogique numérique série. En fait, les différents bits de la décomposition binaire du signal analogique V_a sont élaborés les uns après les autres, en commençant par le bit de plus fort poids. La figure 1.10 présente l'architecture typique de l'ADC SAR : il est constitué d'un échantillonneur bloqueur, d'un comparateur, d'un CNA de même résolution et d'un registre à approximation successive commandé par le comparateur et permettant l'analyse du résultat du test et le contrôle du CNA.

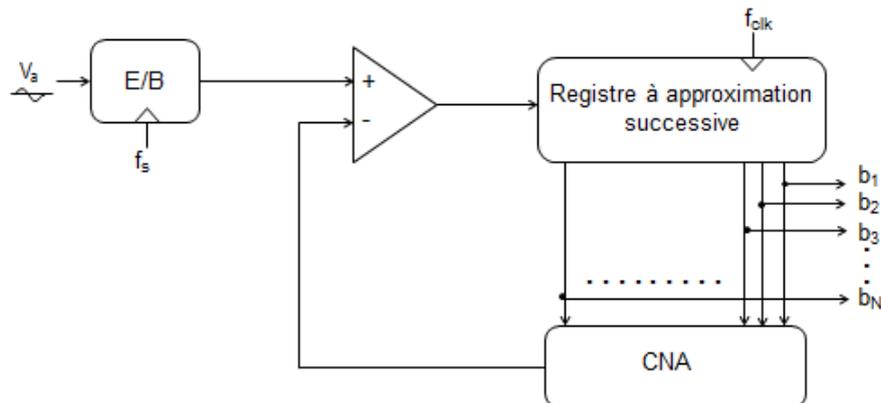


FIGURE 1.10 – Schéma Bloc d'un ADC SAR.

Le principe de l'architecture SAR est basé sur une recherche du code binaire de sortie par dichotomie. A chaque étape la tension du signal d'entrée est comparée avec une tension issue du registre après conversion numérique analogique. Pour en comprendre le fonctionnement on peut se référer à l'équation (1.25) :

$$V_a = V_{ref} \left(\frac{b_1}{2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right) \quad (1.25)$$

L'algorithme est détaillé dans la figure 1.11. Dans un premier temps, le bit du poids fort du registre (MSB) est mis à 1 et les autres bits sont mis à 0. Ce mot binaire correspondant (100...0) est présenté au CNA qui délivre en sortie une tension égale à $\frac{V_{ref}}{2}$. Cette dernière est comparée à la tension d'entrée V_a . Si V_a est supérieure à cette valeur ($\frac{V_{ref}}{2}$), le MSB garde la valeur 1, sinon, il passe à 0. Ensuite le bit suivant du registre sera mis à 1, et la tension d'entrée sera comparée à $\frac{V_{ref}}{4}$ ou $\frac{3V_{ref}}{4}$ (selon le résultat précédent). Et ainsi de suite jusqu'au dernier bit du registre.

La figure 1.12 illustre l'évolution de la sortie numérique d'un CAN 4 bits pour une tension analogique v_a correspondant au code de sortie 0101.

A chaque période d'horloge un test sera fait et un seul bit sera déterminé. Ainsi, pour obtenir une précision de N bits il faut avoir N cycle d'horloge.

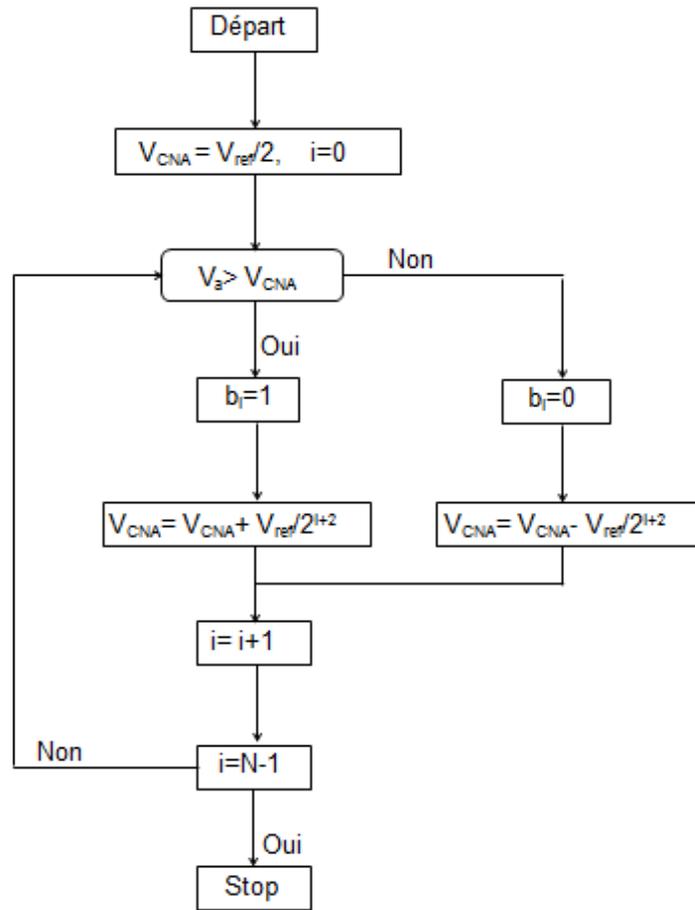


FIGURE 1.11 – L’algorithme d’un ADC SAR.

Le principal avantage de l’architecture est la simplicité de sa mise en oeuvre, une complexité matérielle faible et une surface réduite. Par contre son inconvénient est le temps nécessaire pour la conversion qui augmente la latence générale du dispositif. Ce type de convertisseur est utilisé pour les applications à vitesse moyenne et à résolution moyenne.

1.5.4 CAN Sigma-Delta ($\Sigma - \Delta$)

L’architecture du convertisseur Sigma-Delta est différente des autres architectures étudiées précédemment qui procèdent à l’échantillonnage de Nyquist. Le CAN Sigma-Delta est basé sur le principe du suréchantillonnage du signal d’entrée. On définit le facteur de suréchantillonnage (OSR : OverSampling Ratio) comme étant le rapport entre la fréquence de suréchantillonnage et la fréquence de Nyquist. Il est composé d’un système bouclé permettant de suréchantillonner l’entrée au-delà de la fréquence de Nyquist, et un filtre numérique (décimateur) qui assure une reconstruction du mot binaire à la fréquence de Nyquist et retire le bruit hors bande. La figure 1.13 présente le schéma général d’un convertisseur sigma-delta.

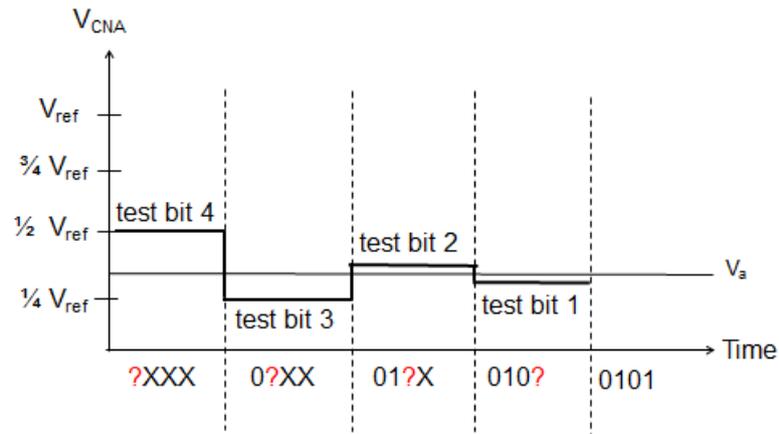
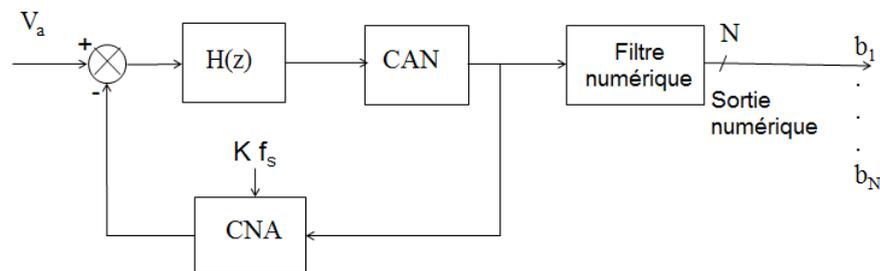


FIGURE 1.12 – Chronogramme d'une conversion sur 4 bits.

FIGURE 1.13 – Schéma général d'un convertisseur $\Sigma\Delta$.

Le suréchantillonnage de l'entrée analogique, puis le filtrage de la sortie numérique en ne conservant que la bande utile du signal permet de minimiser la puissance du bruit de quantification dans la bande utile B du signal et d'augmenter par conséquent le SNR. En effet, la densité spectrale du bruit de quantification S_q dans le cas d'échantillonnage de Nyquist est exprimé par (1.26) :

$$S_q = \frac{q^2}{12f_s} \quad (1.26)$$

Par contre, si la fréquence d'échantillonnage est OSR fois plus grande que la fréquence de Nyquist, la DSP du bruit de quantification S'_q sera (1.27) :

$$S'_q = \frac{q^2}{12Kf_s} \quad (1.27)$$

Ce qui explique l'amélioration du SNR par un facteur de $10 \log(OSR)$ en dB (1.28) :

$$SNR_{dB} = 6.02N + 1.76 + 10 \log(K) \quad (1.28)$$

La figure 1.14 illustre l'effet de suréchantillonnage sur le bruit de quantification dans la bande B .

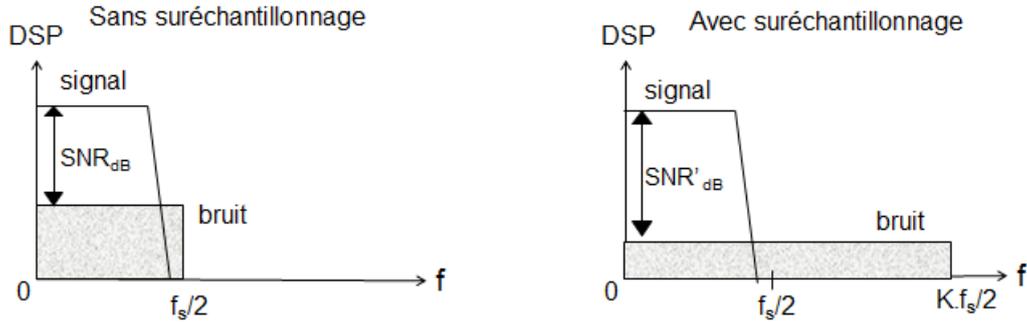


FIGURE 1.14 – Effet de suréchantillonnage sur le bruit de quantification.

Outre la technique de suréchantillonnage, ce convertisseur exploite la modulation Sigma-Delta qui permet de mettre en forme le bruit de quantification afin de diminuer son énergie dans la bande utile et accroître encore le SNR. Cette technique est appelé Noise Shaping : le bruit sera réduit à basse fréquence et rejeté vers les hautes fréquences.

Après un filtrage passe-bas numérique et une décimation (filtre décimateur), le bruit hors bande sera éliminé et le fonctionnement du système sera ramené à la fréquence de Nyquist. Ce traitement numérique permet d'obtenir la résolution souhaitée.

La figure 1.15 illustre l'effet de Noise Shaping et la réduction de la densité spectrale de bruit dans la bande utile du signal après le filtrage numérique

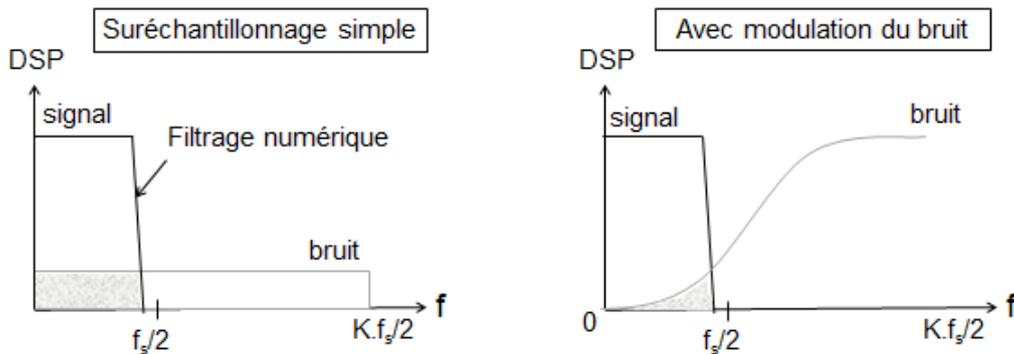


FIGURE 1.15 – L'effet de Noise Shaping : réduction de la densité spectrale de bruit dans la bande utile du signal après le filtrage numérique.

Le convertisseur Sigma Delta utilise souvent un quantificateur 1 bit (comparateur). La figure 1.16 présente l'architecture d'un convertisseur sigma-delta exploitant un bloc modulateur $\Sigma\Delta$ 1 bit d'ordre 1. Le système bouclé est formé par un soustracteur, un intégrateur, un comparateur et un ADC de 1 bit.

Au lieu de quantifier directement le signal d'entrée, ce convertisseur, qui est aussi un modulateur, quantifie l'erreur résiduelle entre le signal et l'estimation de la valeur du signal : la présence d'un intégrateur dans la boucle tend à annuler la différence entre le signal d'entrée

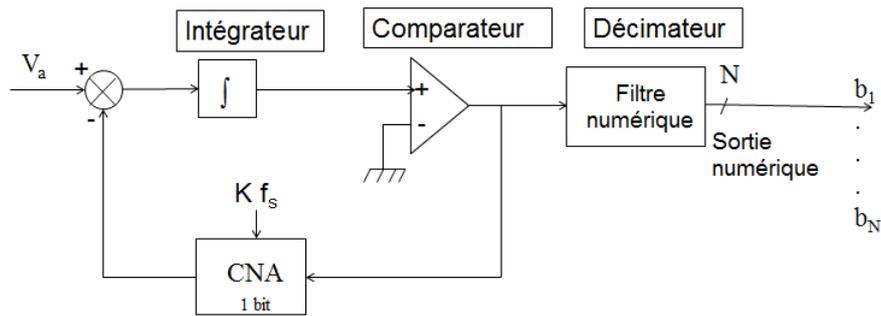


FIGURE 1.16 – Topologie d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ 1 bit d'ordre 1.

V_a et le signal sortant du CNA. Ceci permet d'avoir une valeur moyenne du signal sortant du CNA qui converge vers la valeur du signal d'entrée. Le flot de bit de la sortie du comparateur contient l'information sur la valeur de la tension d'entrée. Cette valeur sera extraite par un filtrage numérique passe bas et présentée sur N bits à la fréquence de Nyquist.

L'avantage de ce type de convertisseur est sa capacité d'atteindre un ENOB élevé pour des signaux ayant une bande passante moyenne. L'augmentation de la résolution est obtenue en agissant sur trois paramètres : le facteur de suréchantillonnage, l'ordre de modulation et la résolution du quantificateur. Plus l'ordre de modulation est élevé et plus le facteur de suréchantillonnage est grand, meilleur sera le SNR. Le problème majeur lors de la conception de tels convertisseurs est que dès qu'un ordre élevé (supérieur à deux) est visé, il se pose des problèmes de stabilité [Reb02].

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la théorie de l'échantillonnage comprimé, ses origines, ses conditions d'application ainsi que ces différentes étapes : de l'acquisition du signal à sa reconstruction. Nous nous sommes intéressés par la suite à explorer les grandes familles des algorithmes de reconstruction. Ensuite, nous avons décrit les implémentations électroniques liées à l'échantillonnage comprimé à travers l'étude de l'état de l'art des principales architectures des Convertisseurs Analogique-Information. Pour chaque architecture, nous avons décrit son principe de fonctionnement ainsi que ses cas d'utilisation. Nous avons conclu ce chapitre par une présentation des différentes architectures des convertisseurs analogiques numériques existants.

Cette analyse théorique servira par la suite à l'étude de l'application de l'échantillonnage comprimé sur les signaux astrophysiques (chapitre 2) ainsi que la conception de l'architecture matérielle du convertisseur analogique-information adéquat (chapitre 3).

Dans le chapitre 2, nous étudierons la faisabilité de l'application du CS sur deux types de signaux astrophysique. Nous déterminerons par la suite la base de parcimonie, la matrice de mesure ainsi que l'architecture du Convertisseur Analogiques-Information adapté. Dans le chapitre 3, nous étudierons l'implémentation et la performance énergétique des différents blocs de cette architecture en utilisant la technologie 65nm.

Chapitre 2

L'échantillonnage comprimé pour l'acquisition des signaux astrophysiques

2.1 Introduction

Les objectifs scientifiques pour les observations spatiales dans le domaine radio basses fréquences sont nombreux, tels que les âges sombres de l'univers, les objets astrophysiques très éloignés, les pulsars, le milieu interstellaire, les sources radio du système solaire [burns2012probing]... Nous nous focalisons dans le cadre de cette thèse sur les deux sources radio les plus puissantes mesurées depuis la Terre, à savoir le Soleil et Jupiter [ZBB⁺12].

Après avoir présenté dans le premier chapitre la théorie de l'échantillonnage comprimé (CS) et l'état de l'art des architectures AIC, nous étudierons dans ce chapitre l'application de l'échantillonnage comprimé (CS) pour l'acquisition des signaux astrophysiques. Pour cela, nous analyserons deux types de signaux : Les signaux décamétriques appelés S-bursts ou sursauts-millisecondes provenant de l'environnement de Jupiter, et les ondes de Langmuir mesurées dans le milieu interplanétaire (liées à l'activité solaire). Ensuite, nous étudierons la faisabilité d'appliquer le CS en examinant la compressibilité de chaque signal. Suite à cette étude, nous déterminerons la base de parcimonie ainsi que la matrice de mesure et l'architecture d'AIC adéquate. Finalement, nous établirons le facteur de compression par des simulations numériques.

2.2 Présentation des Signaux astrophysiques étudiés

2.2.1 Présentation du signal jovien

Présentation générale

Jupiter, comme quatre autres planètes (Terre, Saturne, Uranus, Neptune) héberge un fort champ magnétique interne produisant de grandes magnétosphères. Le champ magnétique de Jupiter est à l'origine de deux structures suite à l'interaction avec Io, son plus proche satellite galiléen : le tore de plasma d'Io, et le tube de flux d'Io (figure 2.1). La proximité de la lune Io avec Jupiter induit de forts effets de marée. Ceux-ci résultent en un volcanisme extrêmement actif : environ une tonne d'ions de soufre et d'oxygène est éjectée de la surface de Io par seconde. Cela fait de Io le corps du système solaire avec le volcanisme le plus actif. Le différentiel de vitesse entre le champ magnétique en rotation rapide de Jupiter (un tour en 10 heures environ) et la vitesse de rotation d'Io autour de Jupiter (un tour en 40 heures) accélère ces ions à grande vitesse, de sorte qu'ils effectuent également un tour de Jupiter en dix heures. Ces ions forment un gigantesque tore de plasma autour de Jupiter. L'interaction du tore avec Io génère une différence de potentiel de 400 000 volts avec la surface de Jupiter, produisant un puissant courant de plusieurs millions d'ampères qui circule entre Io et les pôles de Jupiter, formant un tube de flux suivant les lignes de champ magnétique [Jup].

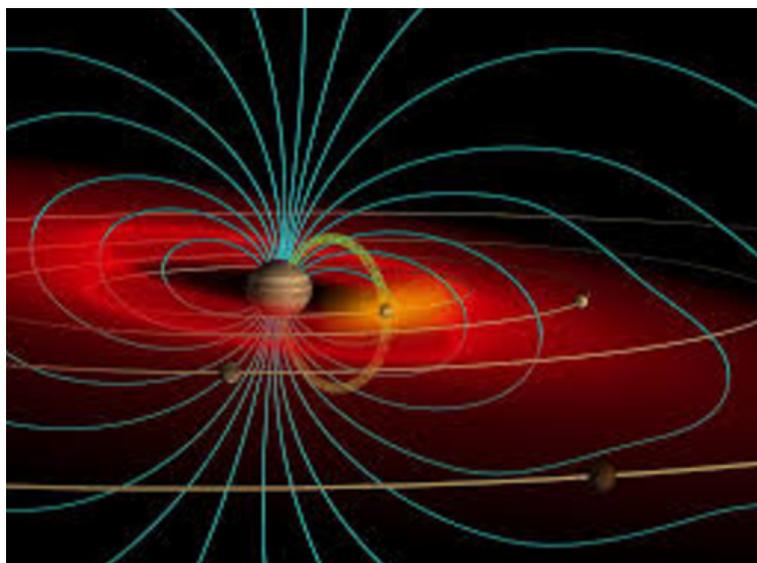


FIGURE 2.1 – Vue d'artiste de l'interaction Io-Jupiter : Tore de plasma de Io (en rouge), tube de flux (en vert) et les lignes du champ magnétique (en bleu) [Jup].

La magnétosphère de Jupiter est un gigantesque accélérateur de particules. Les populations de particules accélérées produisent d'intenses ondes radio à basses fréquences lorsqu'elles traversent les régions aurorales de la planète. La localisation des sources radio et le tracé de leur chemin le long des lignes de champ magnétique permettent de remonter aux régions d'ac-

célération des particules [HZMR09]. Ce diagnostic est un outil de détection à distance pour l'étude de la dynamique des magnétosphères planétaires.

Nous étudions dans ce travail des émissions radios dites structures fines ou S-bursts. Ce sont des émissions brèves et intenses dans la bande de fréquence [0.45 MHz - 40 MHz] [DFM78] qui sont caractérisées par une dérive de fréquence dans le plan temps-fréquence. La dérive est généralement négative, d'environ -20 MHz / sec et elle est caractéristique des signaux S-burst. La valeur de cette dérive est reliée à la vitesse des particules dans la source radio. La dérive dépend de l'énergie cinétique des électrons à l'origine de l'émission des S-bursts, et ses variations le long du tube de flux magnétique qui relie Io et Jupiter ont été interprétées comme des sauts de potentiel électrique [HZMR09]. Cela permet d'analyser les caractéristiques de l'interaction magnétique et électrodynamique entre Io et Jupiter.

Présentation des données de l'étude

Le signal radio étudié dans cette étude a été enregistré à l'aide d'un récepteur numérique branché derrière le Réseau Décamétrique à la station de Radioastronomie de Nançay (SRN), France. Ce récepteur échantillonne le signal à 80 MS/s sur 14 bits. La figure 2.2, représente le spectrogramme du signal jovien pendant 5 secondes avec 400 millions d'échantillons. Les signaux d'intérêt sont les S-bursts, caractérisés par leur dérive spectrale négative (des hautes vers les basses fréquences) à des dizaines de MHz/sec, et par leur taux de répétition de quelques dizaines de millisecondes. Ce signal en partie masqué par des interférences radio fréquence (RFI). Les lignes verticales périodiques (RFIs large bande) sont des signaux d'étalonnage. Tandis que les lignes horizontales (RFIs bande étroite), sont des parasites dus à des émissions radios terrestres (radars, radio, TV ...).

Afin de détecter l'information caractéristique du signal (la dérive en fréquence ou la pente) dans ce milieu parasité, nous utilisons un algorithme développé par l'équipe de la Station de Radioastronomie de Nançay baptisé FISSA (FIne Spectral Structures Algorithm). FISSA permet de détecter la pente caractéristique du signal en appliquant les étapes suivantes :

- FFT 2D du spectrogramme (Fig.2.3 (b)) : La FFT 2D permet de localiser les RFIs larges bandes et bandes étroites sous forme d'une croix au centre de l'image. Toutes les structures dérivantes seront regroupées au même endroit sous la forme d'une ligne oblique centrée à l'origine de l'image FFT 2D.
- Déparasitage de la FFT 2D (Fig.2.3 (b)) : Cette étape consiste à enlever les RFIs en éliminant la croix centrale.
- Transformée de Radon (Fig.2.3 (c)) : Cette transformée consiste à faire l'intégrale de l'image transformée le long d'une droite L définie par sa pente et sa distance à l'origine R. On se limite à faire une intégrale tout au long d'une ligne passant par l'origine que

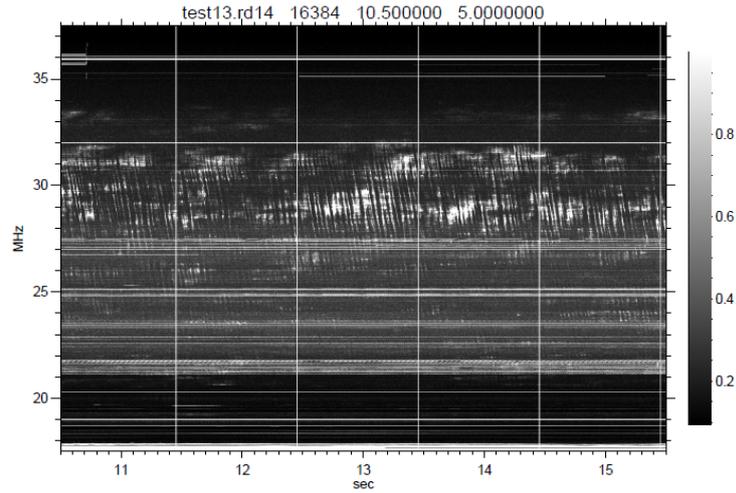


FIGURE 2.2 – Spectrogramme du signal Jovien. Les données sont enregistrées à l'aide d'un récepteur numérique connecté derrière le réseau décimétrique de l'observatoire de Nançay. Le signal d'intérêt est le S-Burst caractérisé par une dérive de fréquence.

l'on fait tourner par rapport à un angle ce qui nous permet d'obtenir une puissance par angle. La mesure de la pente correspond au maximum de la courbe de l'intensité intégrée en fonction de l'angle θ . Les autres angles correspondent à l'intégration de la contribution de bruit.

Le lecteur est invité à se référer à la publication [DVRZ05] pour plus de détails sur l'algorithme. Dans notre cas, la pente mesurée dans l'espace de la transformée de Radon est égale à 141 degrés (Fig. 2.3 (d)).

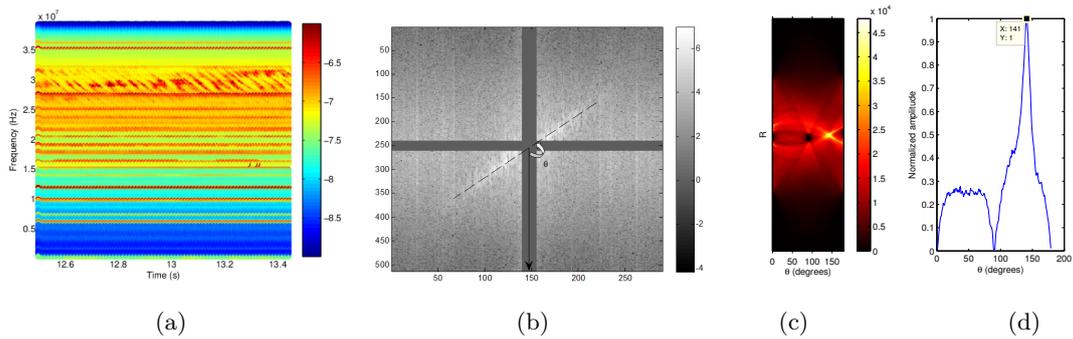


FIGURE 2.3 – (a) Spectrogramme du signal Jovien pour 1s ($f_s=80$ MS/s ; 305×1024 point), (b) FFT 2D de (a) et déparasitage en mettant à zéro les coefficients de RFIs qui sont situés au centre de l'image FFT 2D sous la forme d'une croix verticale (c) Transformée de RADON (d) Extraction de la pente à $R=0$: La mesure de la pente correspond au maximum de la courbe de l'intensité intégrée en fonction de l'angle θ .

2.2.2 Présentation des ondes de Langmuir

Présentation générale

Les émissions radio solaire nous fournissent des informations sur les interactions Soleil-Terre et la physique de l'héliosphère. Le Soleil influence fortement le milieu interplanétaire et l'environnement géospatial terrestre. Les mécanismes d'évolution des éjections de masse coronale (en abrégé EMC ; en anglais, coronal mass ejection, CME) et leur impact sur les corps du système solaire ne sont toujours pas entièrement compris. Cela entraîne de grosses imprécisions sur les modèles d'éruption et les outils de prédiction, et leurs conséquences sur l'environnement terrestre.

L'émission radio basse fréquence solaire la plus intense est appelée « Sursaut Solaire de type III ». Cette émission est caractérisée par un déclenchement rapide à haute fréquence et une queue dispersée et décalée à plus basses fréquences. Ces émissions s'étalent typiquement dans la gamme 500kHz - 10 MHz. Elles sont liées aux éruptions solaires (ou flares selon l'appellation anglaise) et traduisent la propagation de faisceaux d'électrons dans le milieu interplanétaire : Lors d'une éruption solaire, des électrons à haute énergie (1-100 keV) sont expulsés de la couronne solaire et sont fortement accélérés. Ils se propagent à une vitesse de l'ordre de 10 à 30 % de la vitesse de la lumière le long des lignes de champ magnétique interplanétaire [HBCM14]. Lors de leur propagation dans le milieu interplanétaire, ces populations de particules produisent ces ondes radio appelées « Sursaut de Type III ». Lorsqu'une sonde spatiale se trouve sur le chemin de propagation de ces particules, elle peut détecter leur passage en observant les fluctuations de champs électrique provoqué par leur passage : les ondes de Langmuir. Ces ondes nous renseignent sur la densité locale du milieu car elles oscillent à une fréquence proportionnelle à la racine carrée de la densité électronique du milieu. Cette fréquence est appelée fréquence de plasma.

Présentation des données de l'étude

Les données étudiées sont extraites de la base de données sur les ondes électriques disponibles au Centre de Données de la Physique des Plasmas (CDPP, <http://cdpp.eu/>). Elles ont été enregistrées par le Time Domain Sampler (TDS) de l'instrument radio S/WAVES à bord de la mission STEREO. Les données TDS rapportées dans ce travail sont composées de $N = 16384$ échantillons avec un taux d'acquisition de 125 000 échantillons par seconde (le pas de temps est $\Delta t = 8$ ms pour un total de durée de 130 ms par événement). Cette longue durée totale nous permet de capturer des paquets entiers d'ondes Langmuir.

La figure 2.4 représente le spectrogramme des émissions de type III. Elles sont caractérisées par une dérive prononcée avec le temps des hautes vers les basses fréquences. L'origine de cette dérive est la décroissance de la densité avec la distance au Soleil. Typiquement, la densité

électronique du milieu interplanétaire au niveau de la Terre est de 1-10 particules/cm³, ce qui conduit à une fréquence de l'ordre de 10-30 kHz [HBCM14].

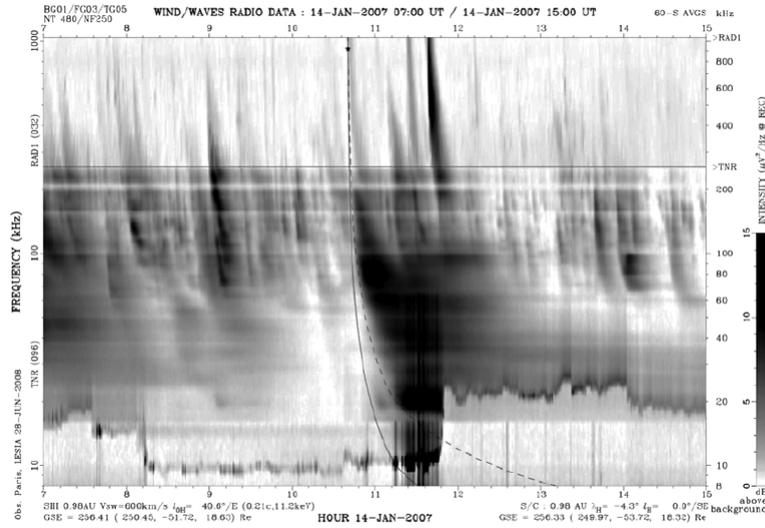


FIGURE 2.4 – La réponse temps-fréquence d'un burst de type III observé de WIND/-WAVES le 14 Janvier 2007.

Une onde électrostatique de Langmuir L se décompose en une autre onde de Langmuir (dite onde fille - L') et en une autre onde électrostatique (onde acoustique ionique - IAW) de plus basse fréquence :

$$L \rightarrow L' + IAW \quad (2.1)$$

La différence de fréquence entre l'onde L et l'onde L' correspond à la fréquence de l'onde IAW [HENRI]. Cette décroissance de l'onde de Langmuir est un processus d'interaction à trois ondes. Les deux ondes électrostatiques se recombinent ensuite pour produire une onde électromagnétique à une fréquence double de la fréquence plasma.

Nous avons traité les émissions de Type III qui ont eu lieu le 15 Janvier 2007. Précisément, on se focalise sur les évènements EV50, EV56, EV57, EV58, EV60, EV61 où on observe le phénomène de couplage d'ondes dans le milieu interplanétaire. Les informations caractéristiques du signal sont :

- La présence des trois ondes caractéristiques : L'onde électrostatique de Langmuir L , l'onde fille - L') et l'onde acoustique ionique - IAW de plus basse fréquence
- La conservation du phénomène de couplage : La différence de fréquence entre l'onde L et l'onde L' correspond à la fréquence de l'onde IAW [HBM⁺09].

Outre la densité, ces observations permettent également d'étudier les inhomogénéités du milieu, ainsi que la vitesse des faisceaux de particules [HBCM14].

La figure 2.5 illustre un exemple d'observation d'une onde de Langmuir pour l'évènement 58 (EV58) qui a eu lieu le 15 Janvier 2007. Dans cette figure nous observons le phénomène de couplage qui donne lieu à l'apparition de trois fréquences : une fréquence pour l'onde L, une fréquence pour l'onde L' et une fréquence pour l'onde IAW. Ce couplage est bien observable dans la figure de la densité spectrale de puissance (figure 2.5 (b)) et aussi dans la forme d'onde et le spectrogramme du signal : dans la forme d'onde du signal (figure 2.5 (a)) on constate qu'il y a une décomposition de l'onde L en une onde L' et une onde IAW autour de l'intervalle [40 ms 80 ms] à cause de la modification d'oscillation. Ceci est illustré dans le spectrogramme (figure 2.5 (c)) par la présence de trois fréquences pendant cette période. La figure 2.5 (d) représente un zoom de la figure 2.5 (b). Elle illustre les deux fréquences des ondes L et L' : $f_1 = 19.165kHz$ et $f_2 = 20.0805kHz$. La différence entre ces deux fréquences correspond exactement à la fréquence de l'onde IAW qui vaut 0.9155 kHz (figure 2.5 (b)).

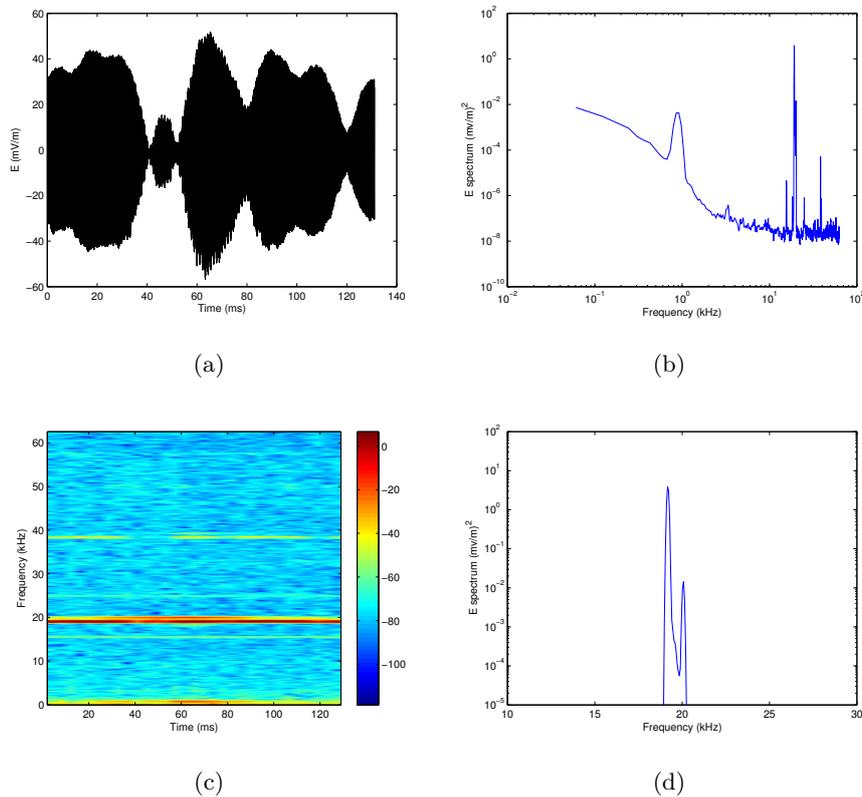


FIGURE 2.5 – Exemple d'observation d'une onde de Langmuir pour l'évènement 58 (EV58) qui a eu lieu le 15 Janvier 2007. (a) : Forme d'onde de tension de l'onde de Langmuir. (b) : La densité spectrale de puissance du signal et l'illustration du phénomène de couplage. (c) Le spectrogramme du signal. (d) : Un zoom sur (b) pour montrer l'onde de Langmuir L et l'onde fille L' : $|f_1 - f_2| = f_{IAW}$.

2.3 Compressibilité du signal

Les expériences décrites dans ce paragraphe visent à déterminer si un exemple représentatif d'un signal astrophysique est compressible dans une base spécifique. On peut classer les bases de parcimonie en deux catégories : Les bases usuelles (Fourier, identité, ondelette . . .) et les bases/dictionnaires construits à partir des exemples d'entraînement suffisamment longs du signal étudié . Nous procédons en premier lieu à la vérification de la parcimonie de notre signal dans des bases usuelles, plus universelles et plus pratiques pour la construction d'un AIC. Nous avons étudié la compressibilité du signal dans le domaine temporelle ($\Psi = \text{Identité}$), dans le domaine fréquentiel ($\Psi = \text{DFT}^{-1}$) et dans le domaine temps-fréquence avec différentes familles d'ondelettes qui ont une forme d'onde proche de la forme d'onde du signal.

Comme évoqué dans le chapitre précédent, un signal est compressible dans un domaine si les modules de ces coefficients ($|S_i|$) triés dans Ψ décroissent rapidement. En plus, plus la décroissance est rapide, plus le signal sera compressible [KR13].

2.3.1 Compressibilité du signal Jovien

Les figures 2.6, 2.7 et 2.8 illustrent respectivement la compressibilité du signal Jovien dans le domaine temporel, dans le domaine temps fréquence avec une ondelette Daubechies10 et dans le domaine fréquentiel. La fenêtre de test est de 1 seconde de données (80 millions d'échantillons). Les figures 2.6, 2.7 montrent que la décroissance des ($|S_i|$) vers zéro dans le domaine temporel ainsi que le domaine temps fréquence est lente et relativement plus faible que la décroissance dans le domaine fréquentiel. Ainsi, le signal Jovien est plutôt compressible dans le domaine fréquentiel. Les modules des coefficients de Fourier triés par ordre décroissant suivent une décroissance en loi de puissance : $|S_i| = 3,72i^{-5}$ (figure 2.8) ; avec i l'indice des coefficients triés dans la base de transformation DFT^{-1} . Notre signal Jovien est, à titre comparatif, plus compressible qu'un signal de parole éligible à l'acquisition comprimée d'après la référence [KR13]. Ce dernier suit une décroissance en loi de puissance : $|S_i| = 46,97i^{-1.45}$.

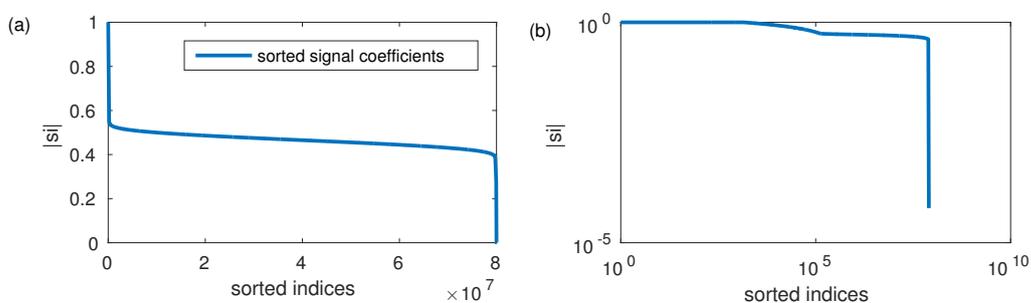


FIGURE 2.6 – Compressibilité du signal Jovien dans le domaine temporel.

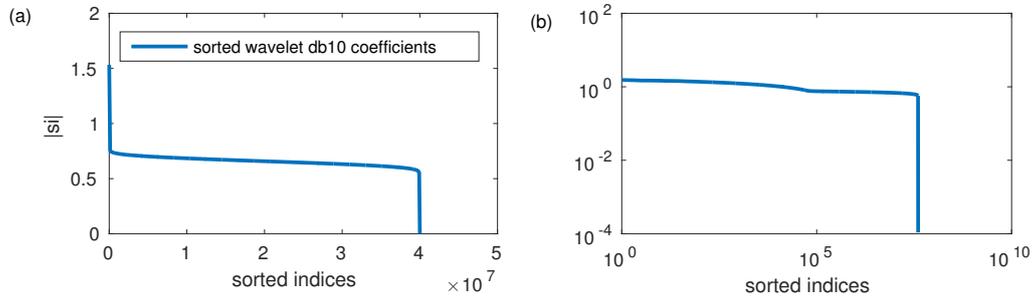


FIGURE 2.7 – Compressibilité du signal dans le temps fréquence avec une ondelette dB10.

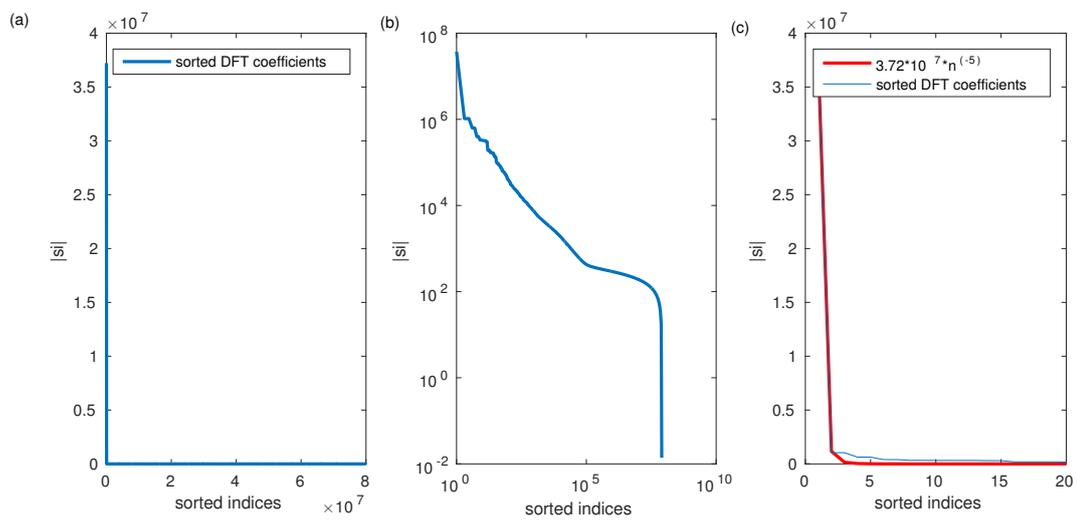


FIGURE 2.8 – Compressibilité du signal Jovien dans le domaine fréquentiel.

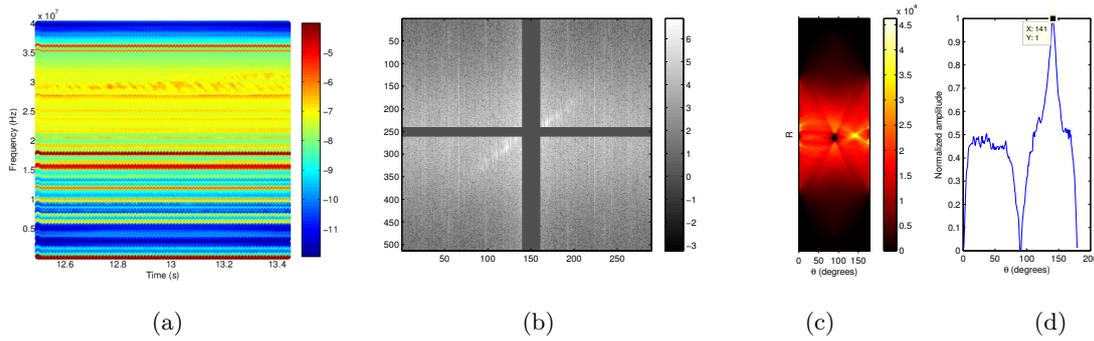


FIGURE 2.9 – (a) Spectrogramme d'un signal Jovien avec les 10% plus grands coefficients de Fourier. (b) FFT 2D de (a) et déparasitage en mettant à zéro les coefficients de RFIs qui sont situés au centre de l'image FFT 2D sous la forme d'une croix verticale (c) Transformée de RADON (d) Extraction De la pente ($R = 0$) : la pente est détectée

2.3.2 Niveau de parcimonie et discussion

Nous avons conclu dans le paragraphe précédent que notre signal Jovien est compressible dans le domaine fréquentiel. Néanmoins, l'existence des RFIs de forte puissance pourrait altérer nos conclusions : si les RFIs se concentrent dans les coefficients les plus puissants, on risque de compresser les RFIs et pas le signal. En effet, grâce aux travaux de Candes et al. [CW08], nous savons que la reconstruction d'un signal en CS offre une distorsion comparable à celle obtenue en extrayant les k coefficients les plus significatifs du signal.

Afin de s'assurer le bien-fondé de nos résultats, nous avons examiné la détection de l'information utile de notre signal (la pente) sur seulement les 10% plus grands coefficients de Fourier du signal brut. Le choix de 10% est motivé par le fait que, de notre point de vue, pour souligner l'intérêt de la détection comprimée, le nombre des mesures acquises M doit être au plus égale à la moitié de la longueur du signal N . Le rapport entre M et le niveau de parcimonie k dépend de plusieurs paramètres. Cependant, de nombreux chercheurs ont signalé des succès empiriques avec un certain nombre d'échantillons M environ 4 fois le niveau de parcimonie k [CW08]. Cela signifie, en première approximation, qu'avec un niveau de parcimonie k de 10%, le nombre d'échantillons M sera d'environ 40% de la longueur du signal N , donc inférieur à 50%. En outre, ce niveau de parcimonie k de 10% a été déjà utilisé et appliqué avec succès dans de nombreuses applications [WBN⁺12] [BDD⁺11].

La figure 2.9 montre que la pente des lignes qui dérivent est la même que la figure 2.3. Ainsi, la pente est bien détectée. Ces résultats nous rendent confiant sur la pertinence du choix de la base fréquentielle comme base de parcimonie. [GPL⁺16c]

2.3.3 Compressibilité des ondes de Langmuir

Les figures 2.10, 2.11 et 2.12 montrent respectivement la compressibilité des émissions des ondes de Langmuir dans le domaine temporel, dans le domaine temps fréquence avec une ondelette Daubechies10 et dans le domaine fréquentiel. Ce sont les données du 15 Janvier 2007 pour l'évènement 50 (EV50). La fenêtre de test est de 130 ms de donnée (16483 échantillons). Nous constatons qu'il y a une décroissance rapide des modules des coefficients de Fourier vers zéro. Donc notre signal est plutôt compressible dans le domaine fréquentiel.

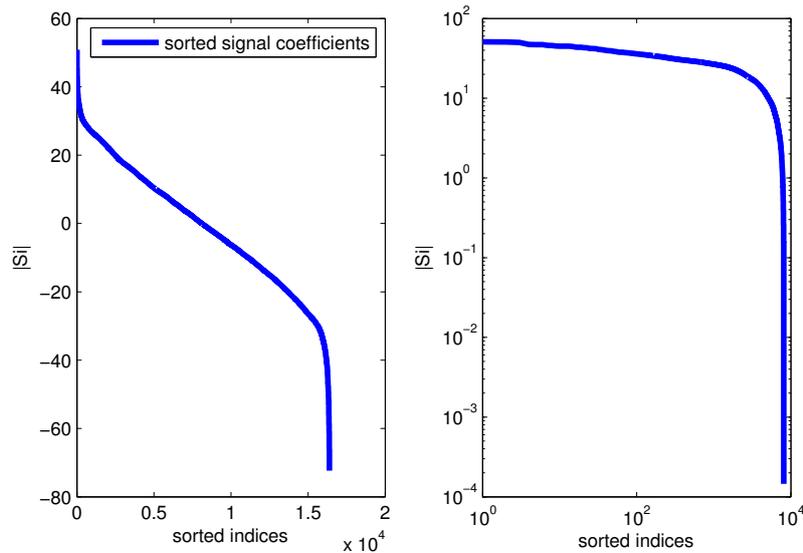


FIGURE 2.10 – La compressibilité des ondes de Langmuir (EV50, 15 Janvier 2007) dans le domaine temporel.

2.4 Choix de la matrice de mesure et de l'architecture AIC

Compte tenu du choix de la base de parcimonie et en se basant sur l'étude des différentes architectures de récepteur basées sur l'échantillonnage comprimé, nous avons sélectionné l'échantillonnage non uniforme (Non Uniform Sampler, NUS) pour acquérir les signaux astrophysiques. La technique d'échantillonnage non uniforme appelé aussi échantillonnage non régulier consiste à acquérir des échantillons de manière non uniforme et arbitrairement espacé. Le choix de cette architecture est motivé par le fait que le signal astrophysique est parcimonieux dans le domaine fréquentiel, la facilité d'implémentation et l'expérience de l'équipe C2S dans le NUS [BRRG⁺09].

L'échantillonnage non uniforme exploite l'incohérence entre le temps et la fréquence pour sous-échantillonner le signal. La matrice de mesure modélisant le sous échantillonnage est la

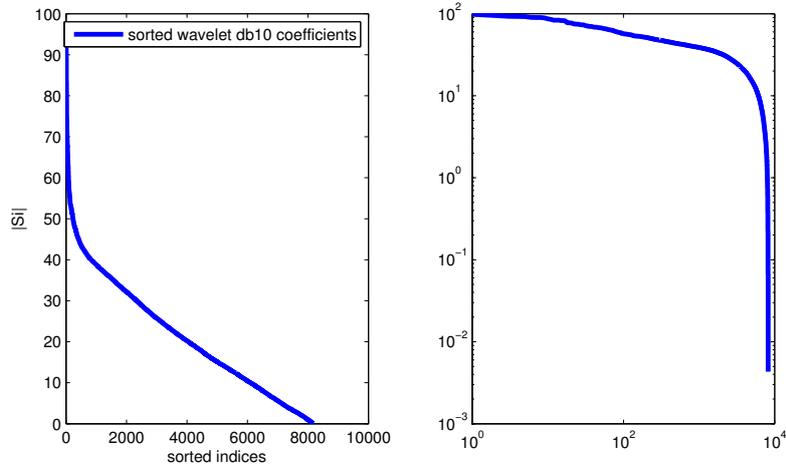


FIGURE 2.11 – La compressibilité des ondes de Langmuir (EV50, 15 Janvier 2007) dans le domaine temps-fréquence.

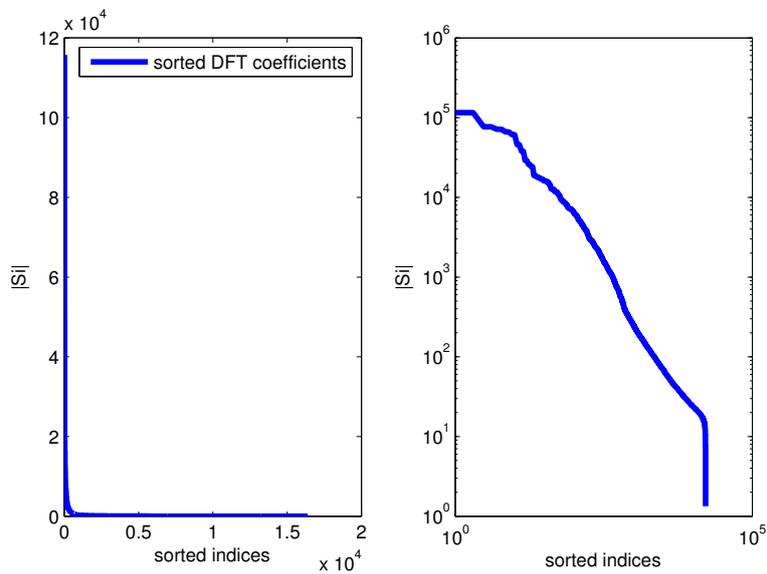


FIGURE 2.12 – La compressibilité des ondes de Langmuir (EV50, 15 Janvier 2007) dans le domaine fréquentiel.

matrice canonique qui est incohérente avec la DFT^{-1} [CR07a]. Ce qui revient à dire que dans chaque ligne de la matrice de mesure, il y a un seul coefficient non nul et égal à 1. L'emplacement de ce coefficient dans la ligne est aléatoire ce qui permet de définir un échantillon parmi N qui sera pris d'une manière aléatoire (figure 2.13).

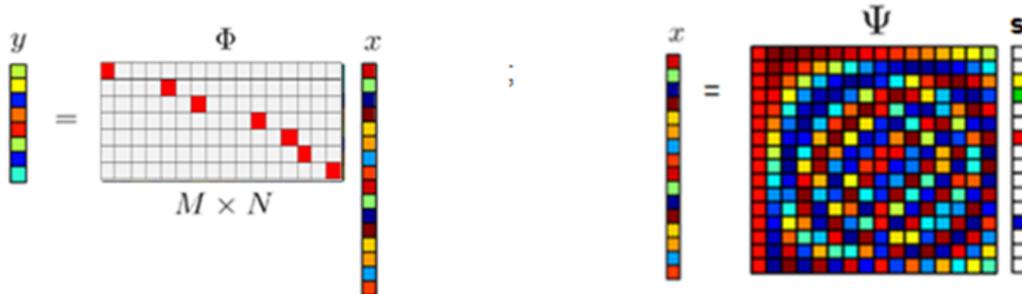


FIGURE 2.13 – La matrice de mesure (Φ) pour l'architecture NUS.

2.5 Choix de l'algorithme de reconstruction

Afin de choisir l'algorithme de reconstruction adéquat à notre signal, nous avons suivi la méthodologie suivante : nous avons présélectionné un ensemble d'algorithmes suite à l'étude bibliographique des algorithmes de reconstruction : Parmi les algorithmes de reconstruction énumérés dans le tableau 1.1, nous avons écarté l'algorithme Chaining Pursuit et ROMP qui nécessitent un nombre de mesures relativement élevé. Nous avons aussi écarté le BPDN, un algorithme très lent et qui demande une connaissance du niveau de bruit. Par conséquent, nous avons gardé dans le cadre de notre comparaison les algorithmes OMP, CoSaMP et GOMP.

Ensuite, afin de choisir l'algorithme qui assure la meilleure reconstruction du signal, nous avons comparé les résultats de reconstruction du signal de test par les différents algorithmes. Pour des raisons purement chronologiques concernant le déroulement de la thèse dans le temps (étude complète du signal Jovien puis extension sur les ondes de Langmuir), nous avons réalisé cette batterie de tests sur le signal Jovien : Nous avons simulé numériquement l'application de l'échantillonnage non uniforme sur 50% des échantillons du signal Jovien pris aléatoirement (Nous considérons qu'un facteur de compression de 50% est le seuil maximal d'acquisition qui permet de mettre en valeur l'intérêt du CS dans les AIC). Après, nous avons appliqué les différents algorithmes de reconstruction présélectionnés sur ce signal comprimé. Le critère de comparaison retenu est la précision de reconstruction SER (Signal to Error Ratio) défini par 2.2 :

$$SER = 20 \log\left(\frac{\|X\|_2}{\|X - \hat{X}\|_2}\right) \quad (2.2)$$

La qualité de la reconstruction dépend de la valeur de SER et elle est résumée dans le tableau 2.1.

TABLE 2.1 – La qualité de reconstruction en fonction de SER[Rav15].

SER	Qualité de la reconstruction
0 - 34	Très bonne
34 - 20.9	Bonne
20.9 - 14.4	Assez bonne
14.4 - 4.43	Mauvaise

Le tableau 2.2 montre que l'OMP offre la meilleure précision de reconstruction avec un SER de 37 dB, ce qui signifie une très bonne reconstruction du signal [Rav15].

TABLE 2.2 – La précision de reconstruction pour différents algorithmes de reconstruction

Recovery algorithm	OMP	CoSaMP	GOMP
SER (dB)	37	20.46	20.46

La figure 2.14 montre la récupération du signal à partir de 50% des échantillons en utilisant l'OMP comme un algorithme de récupération. La figure 2.14(a) illustre que nous avons gardé les structures fines et la valeur moyenne de la pente 141 degrés (figure 2.14 (d)).

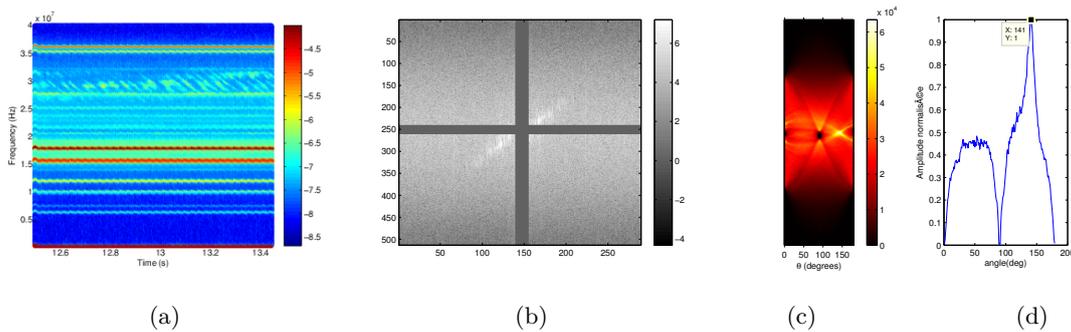


FIGURE 2.14 – (a) Spectrogram d'un signal Jovien pour 1 seconde en utilisant OMP, CF=2. (B) FFT 2D de (a) et déparasitage en mettant à zéro les coefficients de RFIs qui sont situés au centre de l'image FFT 2D sous la forme d'une croix verticale (c) Transformée de RADON (d) Extraction de la pente (R = 0) : la pente est détectée

Ainsi, l'OMP est l'algorithme de reconstruction retenu pour la suite de l'étude [GPL⁺16a] [GPL⁺16b].

2.6 Facteur de compression

2.6.1 Facteur de compression pour le signal Jovien

Pour aller plus loin dans la compression que l'on peut atteindre pour acquérir le signal, nous avons appliqué le NUS avec différents facteurs de compression CF (CF = 3, 4, 5, 5.5, 6). À partir de N échantillons, nous avons conservé uniquement M mesures (M = N / CF). Ensuite, nous avons appliqué l'OMP pour reconstruire l'approximation parcimonieuse du signal.

Afin de déterminer le seuil de détection qui nous permet d'avoir le facteur de compression maximum, nous avons évalué la précision de la reconstruction (SER) pour définir la qualité globale du signal reconstruit et nous avons appliqué un critère d'arrêt spécifique à la détection des dérives de fréquence (l'information d'intérêt) qui est le contraste par rapport à l'angle $C(\theta)$ [GPL⁺16b]. Le contraste entre chaque direction et la direction perpendiculaire a été introduit par Hess et al. [HZMR09]. Il est défini par :

$$C(\theta) = I(\theta)/I(\theta + 90) - 1 \quad (2.3)$$

I : représente l'intensité de la transformée de Radon. La courbe de contraste a un maximum pour un angle correspondant à la pente moyenne des sursauts et a un minimum pour les angles perpendiculaires à celui-ci. La structure dérivante est considérée présente si la valeur maximale de $C(\theta)$ est supérieure à 0,3. Au-dessous de cette valeur, c'est le bruit qui sera mesuré.

Le tableau 2.3 résume les résultats numériques du SER et le contraste pour différents facteurs de compression.

Nous concluons à partir du tableau 2.3 que le facteur de compression maximum approprié est CF = 5.5. Ce CF permet d'avoir un bon SER de 31.9 dB tout en restant au-dessus du critère d'arrêt pour la détection des dérives de fréquence. Ceci n'est pas le cas pour un CF = 6.

TABLE 2.3 – La précision de reconstruction et le Contrast pour différents facteurs de compression

CF	2	3	4	5	5.5	6
SER (dB)	37	34.5	33	32	31.9	31
Contrast	1.2	0.95	0.5	0.4	0.39	0.25

Les figures 2.15, 2.16, 2.17, 2.18 et 2.19 représentent les résultats de simulation du signal récupéré via différents facteurs de compression (CF = 3, 4, 5, 5.5, 6 respectivement). La figure 2.18 montre que nous avons gardé les structures fines (figure 2.18 (a)) et la valeur moyenne de la pente est obtenue avec une erreur de 1 degré (figure 2.18(d)).

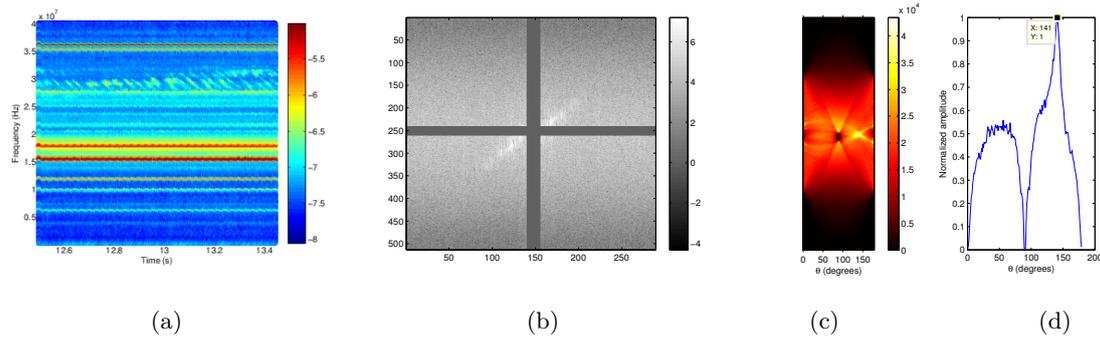


FIGURE 2.15 – (a) Spectrogramme d'un signal Jovien pour 1 seconde ($CF=3$, $SER=34.5$ dB). (b) FFT 2D de (a) et déparasitage en mettant à zéro les coefficients de RFIs qui sont situés au centre de l'image FFT 2D sous la forme d'une croix verticale (c) Transformée de RADON (d) Extraction De la pente ($R = 0$), $C=0.95 > 0.3$: la pente est détectée.

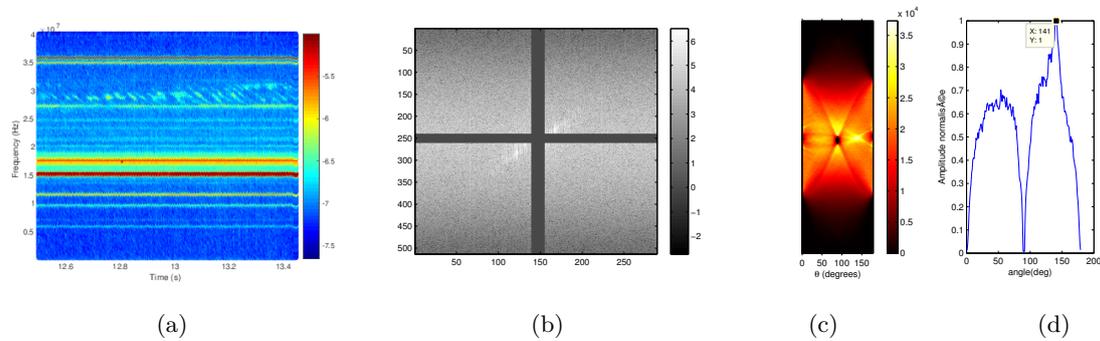


FIGURE 2.16 – (a) Spectrogramme d'un signal Jovien pour 1 seconde, ($CF=4$, $SER=33$ dB) (b) FFT 2D de (a) et déparasitage en mettant à zéro les coefficients de RFIs qui sont situés au centre de l'image FFT 2D sous la forme d'une croix verticale (c) Transformée de RADON (d) Extraction De la pente ($R = 0$), $C=0.5 > 0.3$: la pente est détectée.

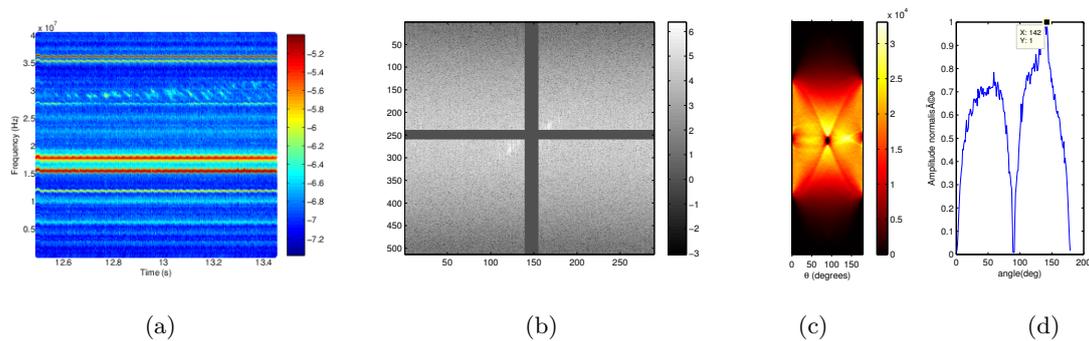


FIGURE 2.17 – (a) Spectrogramme d'un signal Jovien pour 1 seconde, ($CF=5$, $SER=32$ dB) (b) FFT 2D de (a) et déparasitage en mettant à zéro les coefficients de RFIs qui sont situés au centre de l'image FFT 2D sous la forme d'une croix verticale (c) Transformée de RADON (d) Extraction De la pente ($R = 0$), $C=0.4 > 0.3$: la pente est détectée.

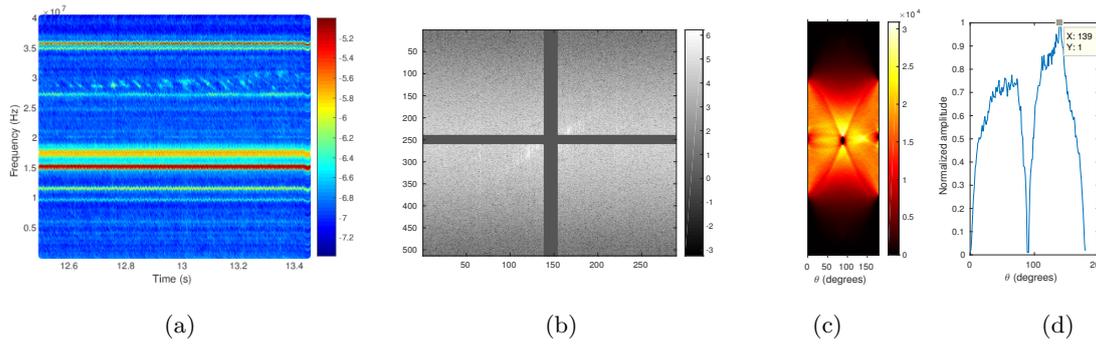


FIGURE 2.18 – (a) Spectrogramme d'un signal Jovien pour 1 seconde, ($CF=5.5$, $SER=31.9$ dB) (b) FFT 2D de (a) et déparasitage en mettant à zéro les coefficients de RFIs qui sont situés au centre de l'image FFT 2D sous la forme d'une croix verticale (c) Transformée de RADON (d) Extraction De la pente ($R = 0$), $C=0.39 > 0.3$: la pente est détectée avec une erreur de 1%.

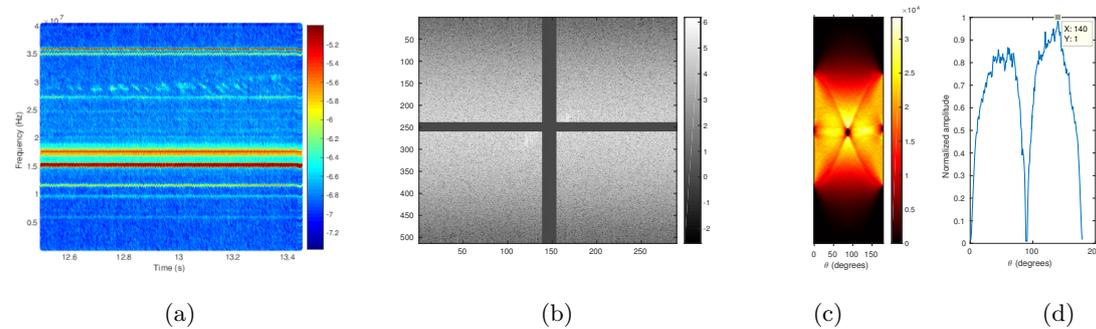


FIGURE 2.19 – (a) Spectrogramme d'un signal Jovien pour 1 seconde, ($CF=6$, $SER=31$ dB) (b) FFT 2D de (a) et déparasitage en mettant à zéro les coefficients de RFIs qui sont situés au centre de l'image FFT 2D sous la forme d'une croix verticale (c) Transformée de RADON (d) Extraction De la pente ($R = 0$), $C=0.25 < 0.3$: la pente n'est pas détectée.

La figure 2.20 illustre une portion du signal original (en bleu) dans le domaine temporel et du signal récupéré à partir de 18% des échantillons (en rouge). La précision de la reconstruction SER est égale à 31.9 dB.

2.6.2 Facteur de compression pour les ondes de Langmuir

Pour aller plus loin dans la compression que l'on peut atteindre pour acquérir les émissions de type III, nous avons appliqué le NUS avec différents facteurs de compression CF ($CF = 5.5, 6.5, 7.5, 8.5, 9.5$). À partir de N échantillons, nous avons conservé uniquement M mesures ($M = \frac{N}{CF}$). Ensuite, nous avons reconstruit le signal à l'aide de l'algorithme OMP.

La séquence aléatoire a été générée en Matlab en utilisant la commande « randi ». Cette commande permet d'avoir une répartition uniforme de l'écart entre les échantillons. La Figure

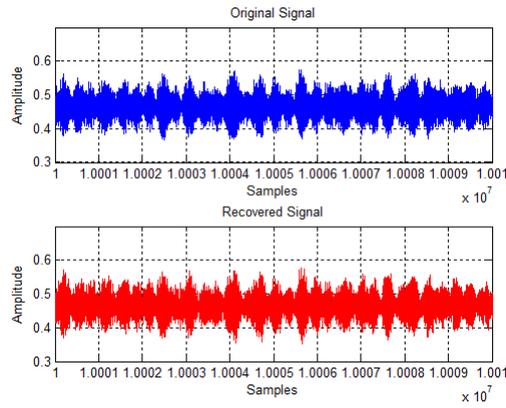


FIGURE 2.20 – La réponse temporelle du signal Jovien : (Haut) le signal original (Bas) le signal reconstruit après l'acquisition des données avec un $CF=5.5$.

2.21 illustre la distribution uniforme des écarts entre deux échantillons successifs pour 8000 échantillons et $CF=6.5$.

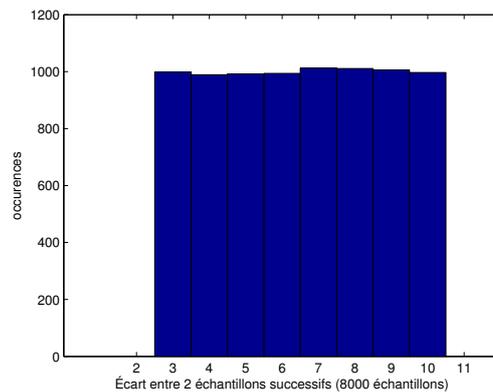


FIGURE 2.21 – Les écarts entre deux échantillons successifs pour 8000 échantillons et $CF=6.5$.

Cette étude a été faite sur les six événements de 15 janvier 2007 (EV 50, EV 56, EV57, EV 58, EV60, EV61) où on a le phénomène de couplage d'ondes dans le milieu interplanétaire.

Nous avons appliqué le NUS sur les différents événements avec les facteurs de compression énumérés ci-dessus. À chaque itération, nous avons vérifié si les informations caractéristiques du signal ont été conservées, à savoir :

- La présence des trois ondes caractéristiques : L'onde électrostatique de Langmuir L, l'onde fille L'et l'onde acoustique ionique IAW de plus basse fréquence ;
- La conservation du phénomène de couplage : La différence de fréquence entre l'onde L et l'onde L' correspond à la fréquence de l'onde IAW [HBM⁺09].

Les résultats étaient très encourageants : En effet, pour tous les événements et avec les

facteurs de compression (5.5, 6.5, 7.5, 8.5, 9.5), on garde les mêmes fréquences des ondes initiales (avant application du NUS). Aussi, on constate que la différence de fréquence entre les deux ondes de Langmuir correspond bien à la fréquence de l'onde IAW, à une erreur près ne dépassant pas la résolution fréquentielle (61Hz). Ainsi, on arrive bien à détecter la présence des ondes de Langmuir avec seulement 10.5 % (CF = 9.5) des échantillons du signal initial.

2.6.3 Etude de l'erreur sur la puissance pour les ondes de Langmuir

Dans l'étude des ondes de Langmuir il est nécessaire de s'assurer qu'on garde la puissance de chacune des 3 ondes à un pourcentage d'erreur près.

Choix de la méthode du calcul de puissance

On note :

E_{P1} : l'erreur de puissance pour l'onde de Langmuir reconstruite.

E_{P2} : l'erreur de puissance pour l'onde fille reconstruite.

E_{P3} : L'erreur de puissance pour l'onde IAW reconstruite.

L'erreur de puissance en % est exprimée par la formule suivante 2.4 :

$$E_P = \left| 1 - \frac{\hat{P}}{P} \right| \cdot 100 \quad (2.4)$$

Avec \hat{P} la puissance de signal reconstruit et P la puissance du signal initial.

Les valeurs de puissance pour chaque onde peuvent être calculées à partir de la densité spectrale de puissance (DSP) en exploitant deux méthodes :

- Première méthode : On intègre la DSP sur le nombre de bins FFT nécessaires pour avoir la puissance totale du signal (nbin) 2.5 :

$$P = \sum_{i=1}^{n_{bin}} DSP(i) \cdot \Delta f \quad (2.5)$$

Avec Δf : Résolution fréquentielle : $\Delta f = \frac{f_s}{N_{FFT}}$

N_{FFT} : le nombre de points de la FFT. Dans nos simulations $N_{FFT} = 2048$ points.

- Deuxième méthode : En exploitant seulement la dsp du pic, la puissance du signal est calculée par la formule suivante 2.6 :

$$P = DSP(I) \frac{NG}{CG^2} \Delta f \quad (2.6)$$

Avec

$DSP(I)$: la densité spectrale de puissance à l'indice I (indice du pic).

$$CG = \frac{1}{NFFT} \sum_{i=1}^{NFFT-1} w(i) : \text{Le gain cohérent de la fenêtre.}$$

$$NG = \frac{1}{NFFT} \sum_{i=1}^{NFFT-1} w(i)^2 : \text{Le gain du bruit.}$$

La fenêtre utilisée est de type Blackman-harris 4 termes de longueur NFFT. Son équation est 2.7 :

$$w(n) = a_0 - a_1 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{NFFT}\right) + a_2 \cdot \cos\left(\frac{4\pi n}{NFFT}\right) + a_3 \cdot \cos\left(\frac{6\pi n}{NFFT}\right) \quad (2.7)$$

$$0 \leq n \leq NFFT - 1$$

Avec $a_0 = 0.35875$, $a_1 = 0.48829$, $a_2 = 0.14128$, $a_3 = 0.01168$.

Nous avons testé les deux méthodes de calcul de puissance pour estimer les puissances des trois ondes : L, L', IAW sur tous les évènements, à la suite de quoi nous avons retenu la deuxième méthode. En effet, la première méthode exige, pour chaque onde et pour chaque évènement, un calcul supplémentaire du nombre de points à intégrer pour estimer la puissance. Prenons un exemple pour développer ce point :

Les figures 2.22, 2.23 illustrent la puissance des ondes en fonction du nombre de bins pour les évènements EV58 et EV50 respectivement. A partir de ces figures on remarque que, pour avoir un niveau de puissance correct, le nombre de points à intégrer diffère d'un évènement à un autre, et aussi d'une onde à une autre. (Voir tableau 2.4, 2.5).

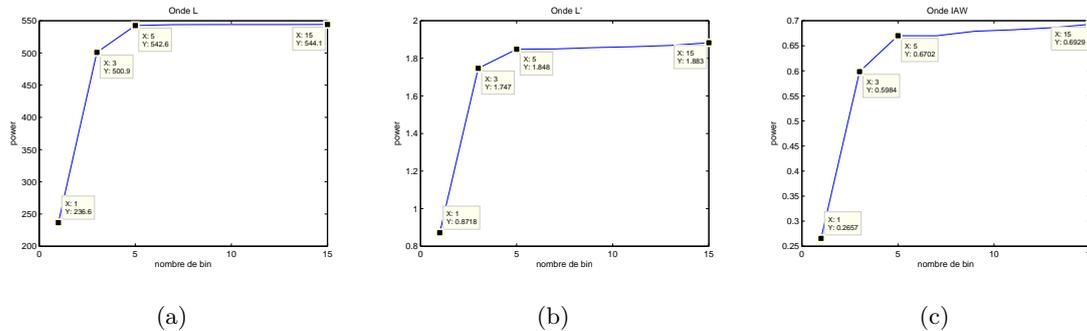


FIGURE 2.22 – : La puissance en fonction du nombre de bins pour l'EV 58, $\Delta f = 61Hz$ (a) L'onde de Langmuir (b) L'onde fille (c) l'onde IAW.

En plus, après la reconstruction du signal, nous remarquons que les pics des ondes sont préservés. Par contre, le niveau de bruit de part et d'autre des pics augmente. Voir exemple figure 2.24. Dans ce cas, la deuxième méthode est plus adaptée puisqu'elle calcule la puissance en se basant uniquement sur les pics, contrairement à la première méthode qui intègre une somme de plusieurs bins autour du pic. Dans ce cas, on risque d'intégrer le niveau élevé du bruit aussi.

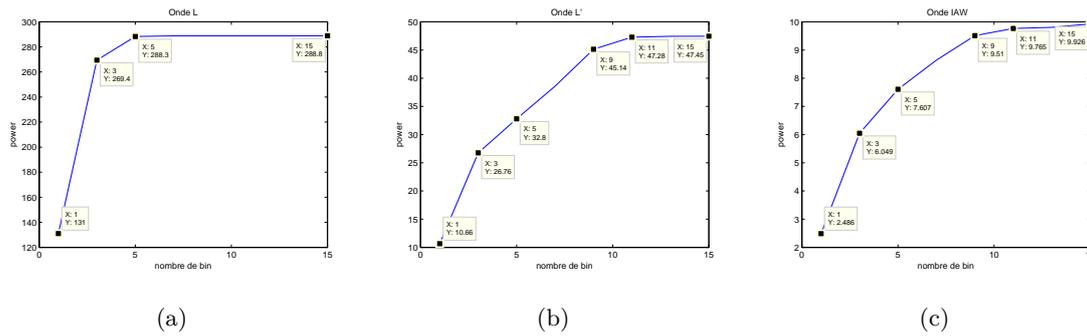


FIGURE 2.23 – La puissance en fonction du nombre de bins pour l'EV 50, $\Delta f = 61Hz$ (a) L'onde de Langmuir (b) L'onde fille (c) l'onde IAW.

TABLE 2.4 – Le nombre de bins nécessaire à l'estimation de la puissance pour l'EV 58.

Evènement EV58	Seuil de détection de la puissance	Nombre de bins
Onde L	99.8%	5 bins
Onde L'	98%	5 bins
Onde IAW	97%	5 bins

Résultats et discussion

Les tableaux 2.6, 2.7, 2.8, 2.9, 2.10 illustrent le SER du signal reconstruit ainsi que les erreurs de puissance des trois ondes pour tous les évènements étudiés avec les facteurs de compression 5.5, 6.5, 7.5, 8.5, 9.5 respectivement.

Nous constatons qu'avec un $CF=5.5$, on a une reconstruction du signal assez bonne ($SER \geq 14.4$ (tableau 2.1)) et on arrive à bien conserver les énergies des 3 ondes de Langmuir avec une erreur ne dépassant pas les 10%. Au-delà du 5.5, nous remarquons des disparités dans la conservation de la puissance entre les 3 formes d'ondes. En effet, nous constatons que, jusqu'à un $CF=8.5$, on maintient une qualité de reconstruction du signal assez bonne ($SER \geq 14.4$) et on arrive à conserver l'énergie de l'onde de Langmuir L et l'onde fille « L' » avec une erreur ne dépassant pas respectivement 10%, et 20%. Pour l'onde IAW la conservation de puissance varie d'un évènement à un autre avec une fluctuation entre 20% et 58%.

En conclusion, cette architecture est très performante pour la détection des fréquences des ondes de Langmuir avec un CF assez important (jusqu'à 8.5) ainsi que pour la conservation de l'énergie des ondes avec un $CF = 5.5$. Par contre on constate des limites de cette solution concernant l'erreur de puissance de l'onde IAW. La raison qui peut expliquer ces résultats est la faible amplitude de l'onde IAW relativement au niveau de bruit basse fréquence. Ces limitations devraient être prises en compte lors des travaux futurs.

La figure 2.25, illustre les résultats de reconstruction des trois ondes de l'EV50 après une acquisition de donnée avec un $CF=8.5$.

TABLE 2.5 – Le nombre de bins nécessaire à l'estimation de la puissance pour l'EV 50.

Evènement EV58	Seuil de détection de la puissance	Nombre de bins
Onde L	99.8%	5 bins
Onde L'	99.7%	11 bins
Onde IAW	98%	11 bins

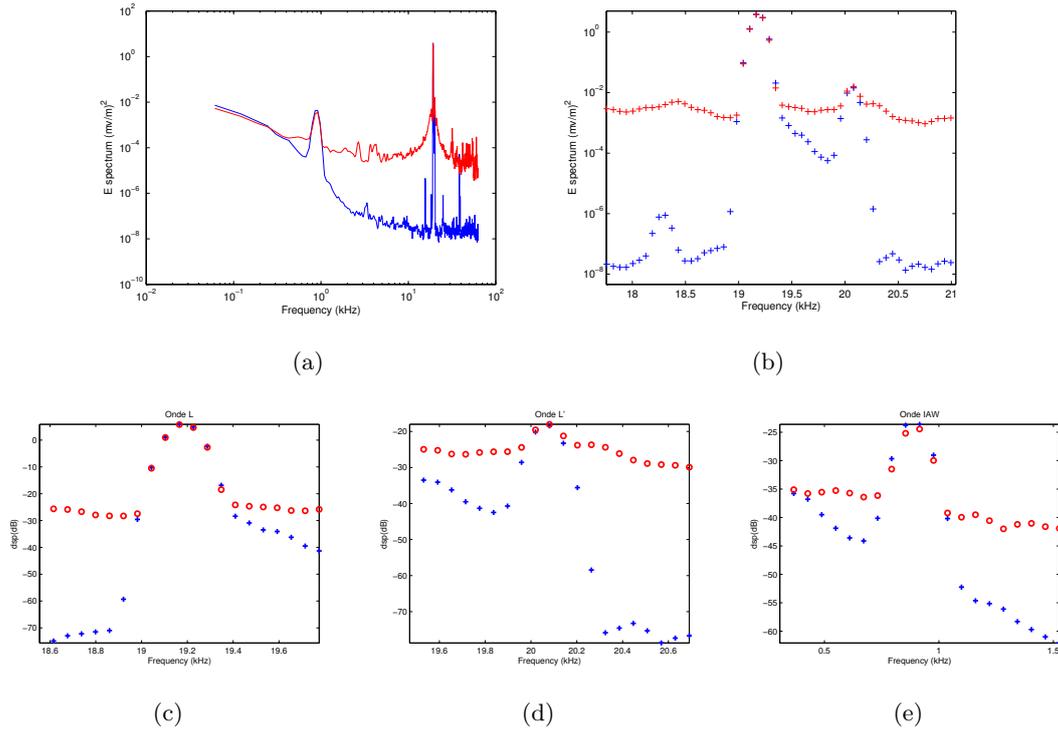


FIGURE 2.24 – La densité spectrale de puissance pour l'EV58. En bleu : le signal original, en rouge : le signal reconstruit après l'acquisition des données avec un CF=6.5

TABLE 2.6 – Les erreurs de puissance des trois ondes et le SER du signal reconstruit pour tous les évènements avec le facteur de compression 5.5.

CF = 5.5						
	EV50	EV56	EV57	EV58	EV60	EV61
E_{P1} (%)	3.7	6	1	1.7	2.8	5.3
E_{P2} (%)	3	3.7	4.4	6.4	2.4	0.8
E_{P3} (%)	19	5.7	9.6	9	4.7	4.3
SER (dB)	17	19.5	22	22	21	18.5

TABLE 2.7 – Les erreurs de puissance des trois ondes et le SER du signal reconstruit pour tous les évènements avec le facteur de compression 6.5.

CF = 6.5						
	EV50	EV56	EV57	EV58	EV60	EV61
E_{P1} (%)	4	6	1.5	2.2	2.2	6.6
E_{P2} (%)	3	1	5.3	9	2.4	2.8
E_{P3} (%)	23	9	17	17.5	4.7	14.7
SER (dB)	15	16.5	19.5	19.5	19.5	18

TABLE 2.8 – Les erreurs de puissance des trois ondes et le SER du signal reconstruit pour tous les évènements avec le facteur de compression 7.5.

CF = 7.5						
	EV50	EV56	EV57	EV58	EV60	EV61
E_{P1} (%)	6.3	7	1.4	3	5	5.5
E_{P2} (%)	4	5	20	0.5	1	1.3
E_{P3} (%)	24	18	2.2	40	34	27
SER (dB)	14.5	14.7	17.5	17.5	16.5	15.5

TABLE 2.9 – Les erreurs de puissance des trois ondes et le SER du signal reconstruit pour tous les évènements avec le facteur de compression 8.5.

CF = 8.5						
	EV50	EV56	EV57	EV58	EV60	EV61
E_{P1} (%)	5.6	8	0.02	3.4	6.3	8.7
E_{P2} (%)	16	7	12	2.7	3	3
E_{P3} (%)	52	20	58	38	20	32
SER (dB)	14.4	14.5	16.7	16.7	15	14.5

TABLE 2.10 – Les erreurs de puissance des trois ondes et le SER du signal reconstruit pour tous les évènements avec le facteur de compression 9.5.

CF = 9.5						
	EV50	EV56	EV57	EV58	EV60	EV61
E_{P1} (%)	7	11	4	4	7.6	9.2
E_{P2} (%)	5	8	22	23	0.9	0.8
E_{P3} (%)	51	35	29	41	32.4	32
SER (dB)	12.5	12.7	15	16.5	15	14

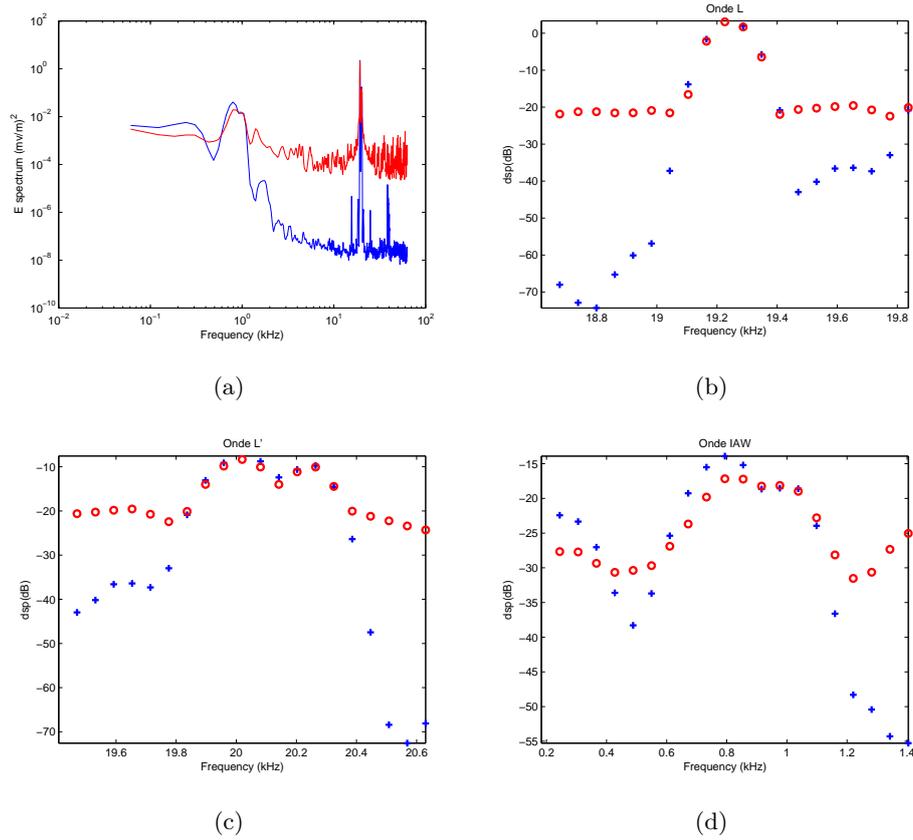


FIGURE 2.25 – La densité spectrale de puissance pour l'EV50. En bleu : le signal original, en rouge : le signal reconstruit après l'acquisition des données avec un $CF=8.5$ ($EP1=5.6\%$, $EP2=16\%$ $EP3= 52\%$).

2.7 Conclusion

La conception d'une architecture de récepteur radio basée sur l'échantillonnage comprimé nécessite plusieurs étapes : le choix d'une base de parcimonie appropriée au signal étudié, la détermination du niveau de compressibilité, la sélection de la matrice de mesure ainsi que de l'architecture adaptée pour l'acquisition du signal, et enfin le choix de l'algorithme de reconstruction. Dans ce chapitre nous avons déterminé les conditions qui nous permettent de récupérer deux signaux astrophysiques (signal Jovien et ondes solaires) en appliquant le CS. Pour cela, nous avons commencé par analyser nos signaux. : Pour chaque signal, nous avons relevé son information utile et nous avons étudié sa compressibilité dans différents domaines. A la suite de quoi, nous avons choisi le domaine fréquentiel comme base de parcimonie. Ensuite, nous avons déterminé la matrice de mesure et l'architecture AIC adaptée : Nous avons sélectionné la base canonique comme matrice de mesure, incohérente avec sa base de parcimonie fréquentielle et l'architecture NUS comme architecture d'AIC. Par la suite, l'étude théorique et les simulations numériques ont prouvé que l'OMP est un algorithme qualifié pour reconstruire nos signaux. Enfin nous avons démontré qu'avec un facteur de compression de seulement 5.5, on peut reconstruire le signal Jovien des S-bursts et récupérer son information utile, ainsi que conserver la puissance des ondes solaires de Langmuir. Nous avons aussi démontré que si on se limite à la détection des fréquences des ondes de Langmuir, on arrive à atteindre un facteur de compression de 8.5. Ces résultats nous rendent confiants sur la pertinence de nos choix avant le passage au dernier chapitre dont l'objectif est de concevoir une architecture AIC pour l'acquisition des signaux astrophysiques.

Chapitre 3

Le Convertisseur Analogique Information

3.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que les signaux de tests (les S-bursts et les ondes de Langmuir) sont compressibles dans le domaine fréquentiel et nous avons sélectionné par conséquent l'échantillonnage non uniforme (Non Uniform Sampler, NUS) comme architecture potentielle du Convertisseur Analogique-Information (Analog to Information Converter, AIC). Ce chapitre présente une nouvelle architecture matérielle du NUS pour l'acquisition des signaux astrophysiques. L'objectif est d'évaluer son potentiel gain de consommation de puissance par rapport au convertisseur analogique-numérique traditionnel (ADC). Notez que nous avons utilisé une technologie CMOS de 65 nm pour cette conception car elle est actuellement la technologie qualifiée pour les applications spatiales.

Ce chapitre est organisé comme suit. La section 2 expose l'architecture générale du NUS. La section 3 détaille la conception du générateur d'horloge non uniforme pseudo-aléatoire. La section 4 procède au choix du type de convertisseur analogique numérique ADC le plus pertinent. Ensuite, comme l'ADC est l'élément le plus énergivore du NUS, nous consacrons la section 5 pour étudier l'implémentation de ses blocs de construction. La dernière section présente un résumé des résultats et une comparaison en termes de consommation de puissance entre notre architecture d'AIC basée sur le CS et un ADC conventionnel.

3.2 L'échantillonneur non uniforme basé sur l'échantillonnage comprimé (CS-NUS)

L'échantillonneur non uniforme basé sur le paradigme de l'échantillonnage comprimé (CS-NUS) est bien adapté pour capturer des signaux ayant des représentations parcimonieuses dans le domaine fréquentiel. En pratique, l'implémentation de l'architecture CS-NUS est relativement simple [BBB⁺13] [TDA⁺13] [ATLG13] [WBN⁺12] :

1. Un échantillonneur bloqueur est utilisé pour acquérir des échantillons non uniformément espacés.
2. Un ADC fonctionnant à un taux d'échantillonnage moyen inférieur au taux de Nyquist est appliqué pour quantifier le signal.
3. L'échantillonneur bloqueur et l'ADC sont contrôlés par un générateur d'horloge pseudo-aléatoire non uniforme (PNCG) (figure 3.1).

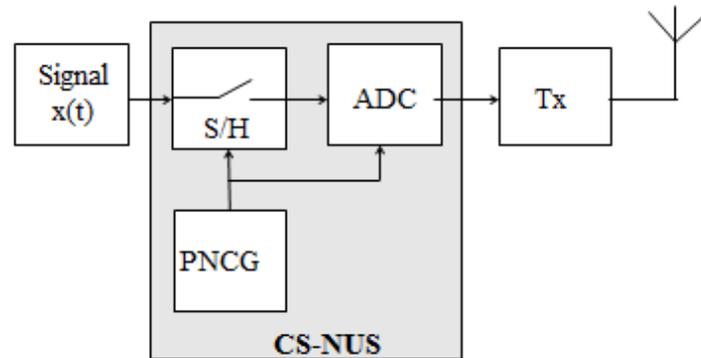


FIGURE 3.1 – Diagramme simplifié de l'architecture CS-NUS

Nous discuterons les éléments de base de l'architecture du CS-NUS dans les sections (3.3, 3.4, 3.5) et nous estimerons sa consommation de puissance. Notez que dans notre cas, l'échantillonneur bloqueur (S/H) est intégré dans l'ADC.

3.3 Générateur d'horloge pseudo aléatoire non uniforme

Le générateur d'horloge pseudo-aléatoire non uniforme PNCG génère une séquence d'horloge pseudo-aléatoire non uniforme Φ_{NUS} qui représente notre matrice de mesure discuté dans le chapitre 2, section 2.4. Le Φ_{NUS} permet d'acquérir aléatoirement M échantillons de chaque séquence de longueur N . Le rapport $\frac{N}{M}$ définit le facteur de compression CF. Il est important de sélectionner soigneusement ces paramètres. Dans notre cas, et compte tenu du travail déjà présenté dans le chapitre 2, nous visons en premier lieu un facteur de compression de 5.5 pour l'acquisition des S-bursts. En second lieu, nous nous intéressons à apporter plus de flexibilité

dans le choix du facteur de compressibilité pour l'acquisition des ondes de Langmuir.

Nous discuterons dans cette section le choix de la longueur de la séquence aléatoire (3.3.1), ainsi que les conditions que cette séquence doit satisfaire pour concevoir une architecture de PNCG performante (3.3.2). Par la suite, nous implémenterons différentes architectures de PNCG existantes dans la littérature, tout en l'adaptant à nos besoins d'acquisition des signaux Joviens (technologie CMOS 65 nm, $CF=5.5$) et nous sélectionnerons en conséquent l'architecture qui a les meilleures performances (3.3.3). Ensuite, nous enrichirons cette architecture afin de pouvoir acquérir d'autres types de signaux astrophysiques compressibles dans le domaine fréquentiel (exemple : les ondes de Langmuir) et nous proposerons une architecture de PNCG programmable avec de la flexibilité dans le choix du facteur de compression (3.3.4).

3.3.1 Choix de la longueur de la séquence aléatoire

Dans l'architecture NUS, à partir d'une séquence de N échantillons, on sélectionne uniquement M mesures d'une manière aléatoire. Plus N est grand, plus l'aléa est important, plus on est capable de reproduire le signal avec une grande fidélité (SER élevé). En contrepartie, une séquence longue augmente le temps d'exécution de la phase de reconstruction.

Test sur le signal Jovien

Afin de déterminer le choix optimal de la longueur de séquence N , une analyse statistique sur 30 simulations a été réalisée pour calculer le SER moyen (Signal to Error Ratio) et le temps d'exécution moyen nécessaire pour récupérer le signal Jovien en fonction de N . Pour chaque simulation nous sélectionnons M mesures de manière aléatoire de la même séquence de longueur N .

La figure 3.2 présente le SER et le temps d'exécution moyenné sur 30 simulations pour différentes valeurs de N . Nous constatons qu'une périodicité autour de 1024 échantillons offre le meilleur compromis entre le SER et le temps d'exécution.

Test sur les ondes de Langmuir

La même analyse statistique qui a été effectuée pour le signal Jovien, a été appliquée sur les six événements des ondes de Langmuir pour déterminer le choix optimal de la longueur de séquence N . Pour chaque simulation nous sélectionnons M mesures de manière aléatoire de la même séquence de longueur N . Ensuite, on reconstruit le signal en utilisant l'OMP et on calcule le SER et le temps d'exécution moyen nécessaire pour récupérer ces ondes.

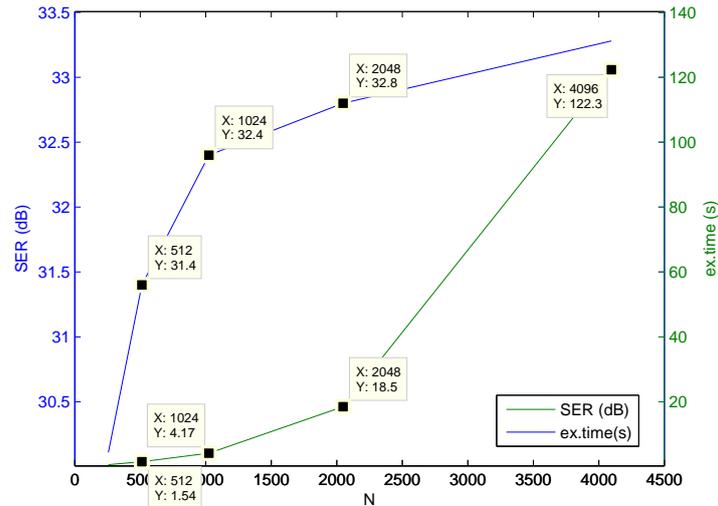


FIGURE 3.2 – Le SER et le temps d'exécution du signal Jovien reconstruit pour différentes valeurs de N.

Les figures 3.3 et 3.4 présentent une analyse statistique pour l'évènement 57 et l'évènement 58 respectivement. Le SER et le temps d'exécution moyenné sur 30 simulations sont calculés pour différentes valeurs de N. Pour l'EV57 nous constatons qu'une périodicité autour de 1024 échantillons offre le meilleur compromis entre le SER et le temps d'exécution. Notons que pour le même facteur de compression $CF = 5,5$ et pour la même longueur 1024, le SER des ondes de Langmuir est moins bon que celui des S-bursts Joviens. Ce constat est en concordance avec les résultats de l'étude de compressibilité faite en chapitre 2 qui montrent que le signal Jovien est plus compressible dans le domaine fréquentiel que les ondes de Langmuir (voir figure 3.5). Ainsi, toutes choses égales par ailleurs, sa reconstruction devrait être meilleure.

Notons également que dans le cas de l'évènement EV58. La différence de SER entre la périodicité 1024 (SER = 19dB) et la périodicité maximale 16384 (44 dB) est très importante pour être négligeable.

Ceci dit, malgré cette dégradation du SER et afin de limiter la complexité matérielle liée à la génération d'une séquence aléatoire de longueur 16384, nous avons choisi de garder une périodicité autour de 1024 échantillons pour la conception du NUS. L'amélioration du SER pour les ondes de Langmuir peut faire le sujet d'un travail futur.

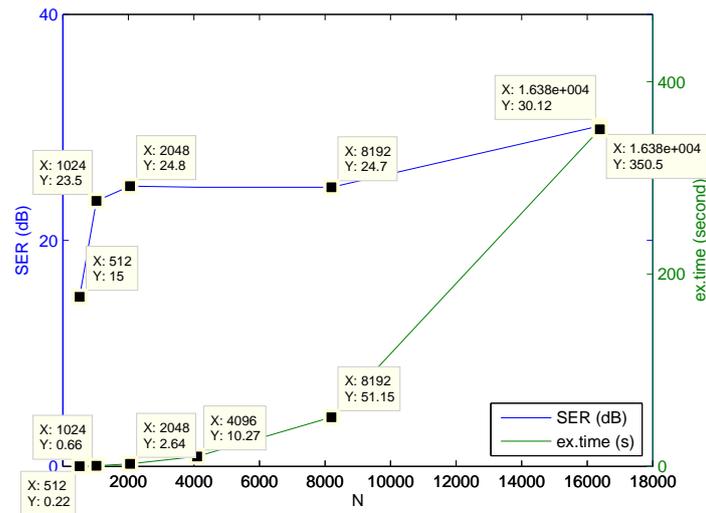


FIGURE 3.3 – Le SER et le temps d'exécution du signal reconstruit (EV57) pour différentes valeurs de N.

3.3.2 Caractéristique de la séquence d'horloge pseudo-aléatoire non uniforme

La séquence d'horloge pseudo-aléatoire non uniforme Φ_{NUS} utilisée pour cadencer le circuit et choisir des échantillons joue un rôle déterminant dans les performances de la reconstruction du signal et l'efficacité globale de l'AIC. Afin de concevoir un générateur d'horloge pseudo-aléatoire non uniforme PNCG performant tout en tirant profit du CS pour baisser la fréquence d'échantillonnage, la génération de la séquence d'horloge pseudo-aléatoire non uniforme Φ_{NUS} doit satisfaire deux propriétés :

- Un espacement minimal entre deux échantillons successifs de Φ_{NUS} supérieur à T_{CLK} : En effet, supposons que l'acquisition des M échantillons est faite d'une manière complètement aléatoire. Dans ce cas, le temps minimal possible entre deux échantillons successifs adjacents sera T_{clk} . Pour cela, le circuit électronique doit être capable d'échantillonner à la fréquence de Nyquist, même si la fréquence moyenne d'échantillonnage sera nettement inférieure à cette fréquence. Sur le plan théorique, nous sommes plus fidèles au cadre mathématique de l'échantillonnage comprimé. Par contre, en pratique, on préfère assouplir cette exigence et utiliser des ADC avec une fréquence d'échantillonnage inférieure à celle de Nyquist. On élargit par conséquent le temps minimal entre deux échantillons ($\Delta T_{\text{min}} > T_{\text{clk}}$) (figure 3.6).
- Une distribution uniforme des écarts entre deux échantillons successifs de Φ_{NUS} : La reconstruction du signal (SER élevé) nécessite une séquence Φ_{NUS} avec un degré élevé d'aléa. Ainsi, pour répondre à cette exigence, la probabilité de choisir n'importe quel échantillon pendant un intervalle de temps donné devrait être uniforme.

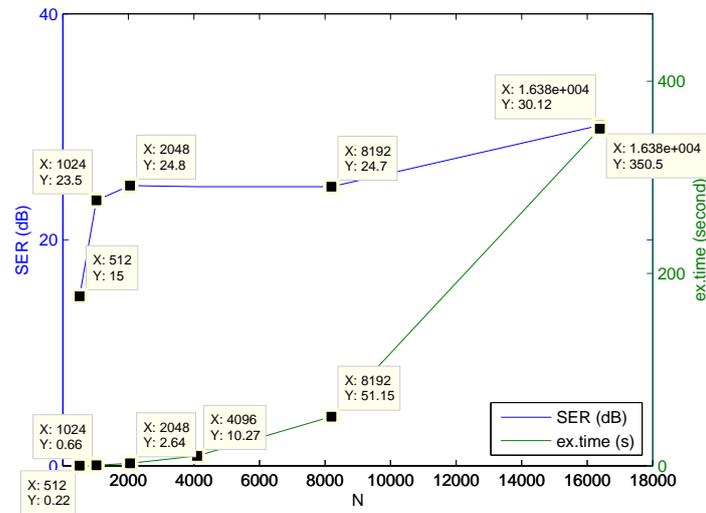


FIGURE 3.4 – Le SER et le temps d'exécution du signal reconstruit (EV58) pour différentes valeurs de N.

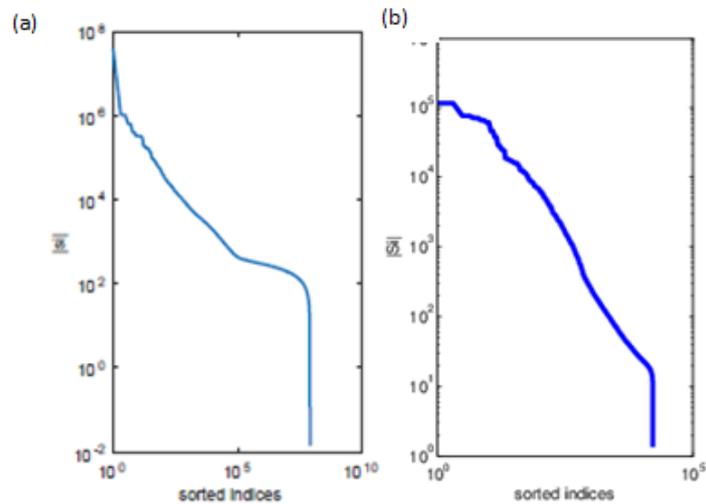


FIGURE 3.5 – Compressibilité du signal Jovien et des ondes de Langmuir dans le domaine fréquentiel (a) Les modules des coefficients de Fourier du signal Jovien triés par ordre décroissant. (b) Les modules des coefficients de Fourier des ondes de Langmuir triés par ordre décroissant.

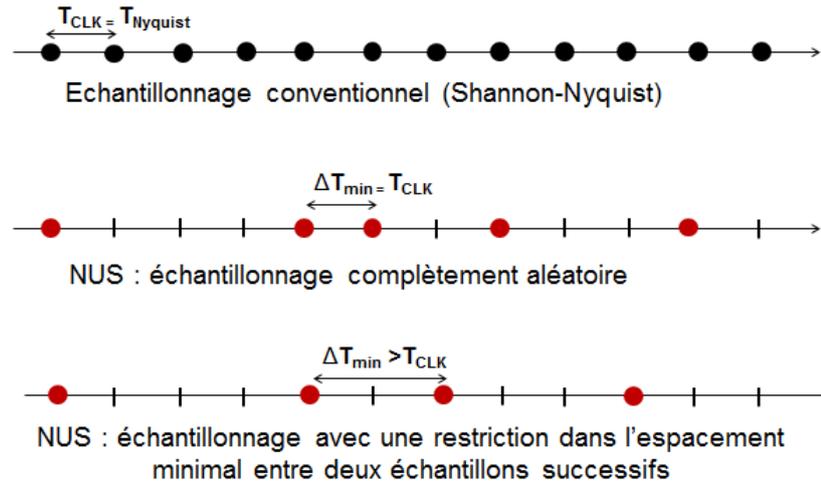


FIGURE 3.6 – : La restriction d'un espacement minimal entre deux échantillons successifs ($\Delta T_{min} > T_{clk}$).

Pour satisfaire les propriétés précédentes, on choisira des instants d'échantillonnage T_k tels que :

$$T_{k+1} = T_k + Q \cdot T_{clk}$$

où Q est une variable aléatoire discrète entière de distribution uniforme (figure 3.7).

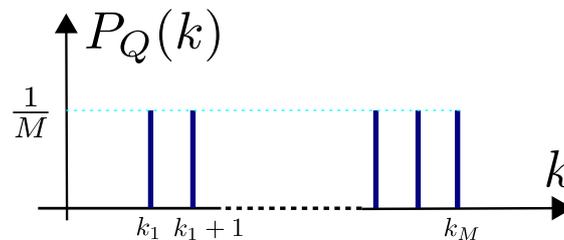


FIGURE 3.7 – : La probabilité des écarts entre deux échantillons successifs ($P(\Delta T)$) avec une distribution uniforme.

3.3.3 Choix de l'architecture du PNCG

Nous distinguons dans la littérature deux façons principales pour implémenter le PNCG :

1. L'horloge d'échantillonnage non uniforme est générée hors puce et/ou chargée dans un registre de N bits [TDA⁺13] [WBN⁺12]. Dans [TDA⁺13] la séquence est chargée dans un registre de 1024 bits, ensuite un compteur et un Multiplexeur sont utilisés

pour sélectionner la séquence d'horloge non uniforme Φ_{NUS} . C'est un compteur de 10 bits synchronisé par un signal d'horloge synchrone CLK de fréquence f_s . La sortie du compteur représente l'entrée de commande du multiplexeur permettant de choisir quelle entrée (1 : 1024 bits) sera sélectionnée. L'état de la sortie du multiplexeur représente la séquence aléatoire Φ_{NUS} .

2. L'horloge d'échantillonnage non uniforme est générée sur la puce à partir d'une horloge de Nyquist externe de période T_{clk} . Ce PNCG, proposé par Bellasi et al. [BBB⁺13], est composé par un registre à décalage à rétroaction linéaire (LFSR), un Registre à décalage (SR) et des multiplexeurs.

Dans le but de sélectionner l'architecture la plus efficace, nous avons simulé les deux méthodes de génération d'horloge avec la technologie CMOS 65nm. Puis nous avons comparé leur consommation de puissance, leur complexité et leur occupation de surface.

La figure 3.8 illustre la génération de la séquence aléatoire hors puce. Cette séquence est chargée dans une mémoire de 1024 bits. Un compteur de 10 bit est utilisé tel que sa sortie désigne l'adresse mémoire qui permet d'accéder aux mots de mémoire de 1 :1024 bits. Les mots mémoire sélectionnés représentent la séquence d'horloge non uniforme avec le taux d'échantillonnage moyen voulu.

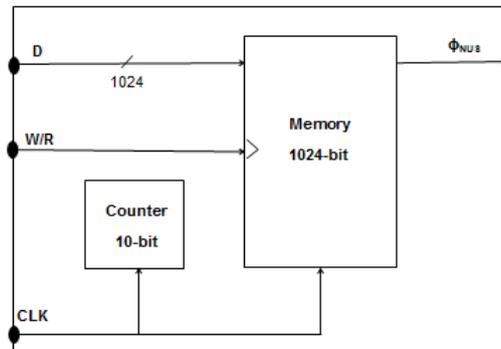


FIGURE 3.8 – Génération de la séquence aléatoire hors puce.

La figure 3.9 présente une implémentation de l'horloge d'échantillonnage non uniforme générée sur puce [GPL⁺17]. Un LFSR est utilisé afin de générer une séquence aléatoire, un SR permet de définir le facteur de compression et la répartition de l'aléa et un multiplexeur permet d'avoir le résultat final de la séquence de mesure.

Dans notre conception, nous choisissons une période d'échantillonnage minimale ΔT_{min} égale à $2 T_{clk}$ et une période d'échantillonnage maximale ΔT_{max} égale à $9 T_{clk}$, de telle sorte que, en moyenne, le facteur de compression soit égal à 5.5 permettant l'acquisition de 18% des échantillons d'une manière aléatoire.

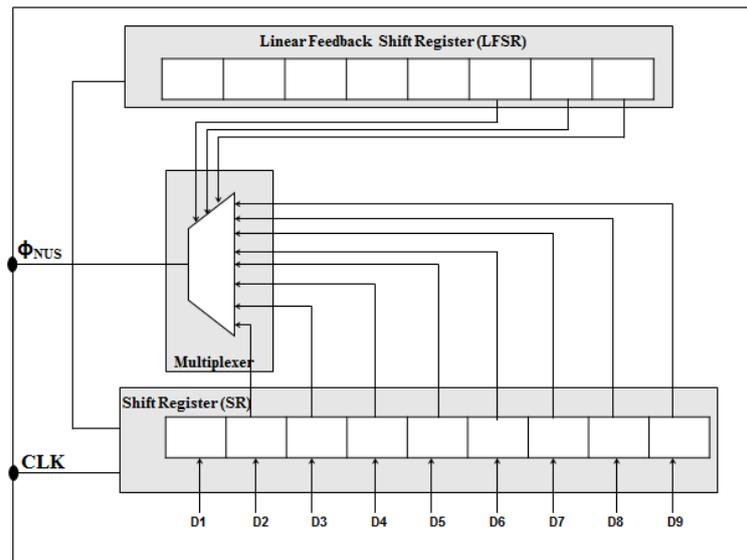


FIGURE 3.9 – Génération de la séquence aléatoire sur puce : Générateur d'horloge pseudo aléatoire non uniforme pour l'acquisition de 18% des échantillons.

Afin de mettre en oeuvre cette PNCG : un SR de 9 bits est utilisé pour garantir un espace maximal entre les échantillons $\Delta T_{max} = 9T_{clk}$. Seules les sorties des huit bits les moins significatifs de SR sont connectées à un multiplexeur 8 vers 1. Ceci permet d'avoir un espace minimum entre les échantillons $\Delta T_{min} = 2T_{clk}$. Les lignes de sélection du multiplexeur sont les trois bits les moins significatifs d'un LFSR de 8 bits. Ces derniers définissent le temps d'espacement entre les échantillons. L'état de la sortie du multiplexeur délivre la séquence d'horloge pseudo-aléatoire Φ_{NUS} .

Initialement, un seul "1" logique est défini dans la première bascule. Tous les autres bascules du SR contiennent un "0" logique (10000000) : Si $\Phi_{NUS} = 0$, le 1 logique est propagé par le signal d'horloge CLK via le SR et si $\Phi_{NUS} = 1$, nous redémarrons l'état initial du SR et l'état du LFSR change.

La séquence aléatoire générée par cette architecture a une distribution uniforme. Ceci est illustré dans la figure 3.10.

La Figure 3.11 présente un test bench qui illustre le fonctionnement de cette architecture pour acquérir 18% des échantillons d'une manière aléatoire.

Pour les deux cas de figure, le PNCG a été implémenté à 200 MHz. Le tableau 3.1 illustre les performances des deux architectures en termes de complexité, occupation de surface et consommation de puissance.

A partir de ce tableau on constate que l'architecture 2 est plus performante : elle présente

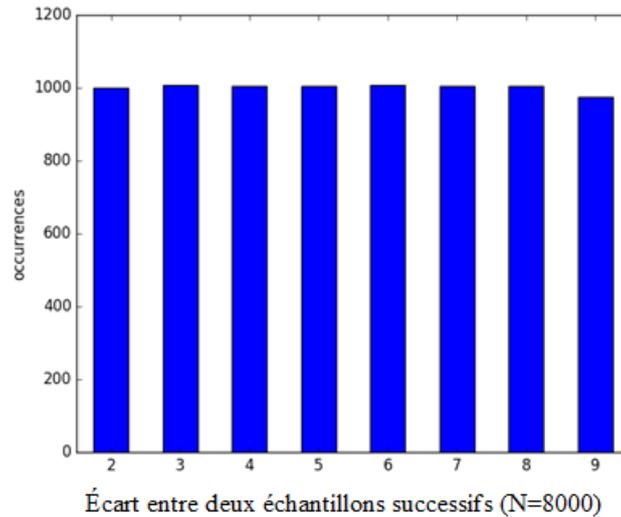


FIGURE 3.10 – : La distribution des écarts entre deux échantillons successifs générés par l'architecture de la figure 3.9.



FIGURE 3.11 – : Test bench de l'architecture PNCG pour l'acquisition des données avec un facteur de compression de 5.5. (Clk : Clock, Phi_nus : la séquence pseudo aléatoire générée, lfsr : l'état du LFSR, sreg : l'état du SR).

moins de complexité matérielle, moins de surface occupée et elle est plus efficace énergétiquement. En conclusion, l'architecture 2 est retenue pour la suite de l'étude.

3.3.4 Architecture de PNCG programmable

Génération du Facteur de Compression

Nous avons montré que pour le signal Jovien, un facteur de compression de 5.5 nous permet de reconstruire le signal et retrouver son information utile. Par contre, pour les ondes de Langmuir nous avons démontré dans le chapitre précédent qu'on peut atteindre un facteur de compression de 8.5 avec une SER assez bon. Ce dernier facteur de compression a été sélectionné après avoir effectué des simulations avec différents facteurs de compression (CF=5.5, CF=6.5, CF=7.5, CF=8.5, CF=9.5) (chapitre 2). La génération de la séquence aléatoire pour les facteurs de compression étudiés est présentée dans le tableau 3.2 :

La génération de la séquence aléatoire pour ces différents facteurs de compression peut être effectuée avec l'architecture 2 mais en ajoutant un temps de retard après l'initialisation

TABLE 3.1 – Performance des deux architectures de PNCG.

	Architecture 1	Architecture 2
Complexité	3038 cellules (1034 bascules, 153 inverseurs, 1833 portes logique)	37 cellules (17 bascules, 4 inverseurs, 16 portes logique)
surface (μm^2)	15900	243
Consumption (μW)	2872.5	38.5

CF	ΔT_{min}	ΔT_{max}
5.5	$2 T_{clk}$	$9 T_{clk}$
6.5	$3 T_{clk}$	$10 T_{clk}$
7.5	$4 T_{clk}$	$11 T_{clk}$
8.5	$5 T_{clk}$	$12 T_{clk}$
9.5	$6 T_{clk}$	$13 T_{clk}$

TABLE 3.2 – La génération de la séquence aléatoire pour les facteurs de compression étudiés dans le chapitre 2.

du SR. Ceci est représenté d'une façon simplifiée par l'entrée Cnt de la figure 3.12.

Notons que dans le cas précis du facteur de compression 9.5, nous avons la possibilité de générer la séquence aléatoire différemment en maintenant la borne minimale ΔT_{min} à $2 T_{clk}$ et en passant la borne maximale à $\Delta T_{max} = 17 T_{clk}$ (moyennant un SR de 17 bits). Cette disposition a l'avantage d'ajouter plus d'aléas dans le choix des échantillons, et par conséquent offre une meilleure reconstruction du signal. Les résultats des simulations regroupés dans le tableau 3.3 appuient cette conclusion et démontrent une nette amélioration du SER dans le cas de la 2^{ème} méthode de génération. En plus, le SER dans ce cas est supérieur à 14.4, ce qui offre une qualité de reconstruction assez bonne [Rav15]. Par conséquent, nous retenons cette 2^{ème} méthode pour la génération du facteur de compression 9.5.

CF \ SER	SER					
	EV50	EV56	EV57	EV58	EV60	EV61
CF=9.5 ($\Delta T_{min} = 6T_{clk}, \Delta T_{max} = 13T_{clk}$)	12.5	12.7	15	16.5	15	14
CF=9.5 ($\Delta T_{min} = 2T_{clk}, \Delta T_{max} = 17T_{clk}$)	14.7	14.9	17	17.6	17	15

TABLE 3.3 – Comparaison de la qualité de reconstruction des ondes de Langmuir entre les deux méthodes de génération du CF = 9.5.

Architecture détaillée

L'architecture 2 qui a été retenue dans la section précédente nous permet d'acquérir le signal avec un facteur de compression fixe de 5.5 ($\Delta T_{min} = 2T_{clk}$, $\Delta T_{max} = 9T_{clk}$). Dans le but de pouvoir appliquer le CS sur différents types de signaux astrophysiques (signal Jovien, signal des ondes de Langmuir, et autres ...) avec différentes fréquence moyenne d'échantillonnage, nous avons développé une architecture de PNCG flexible et programmable permettant d'avoir les facteurs de compression suivants : 2, 2.5, 3.5, 4.5, 5.5, 6.5, 7.5, 8.5 et 9.5.

Afin de mettre en oeuvre cette flexibilité, une entrée de sélection SELEC_LFSR sera ajoutée au multiplexeur permettant d'indiquer le nombre de bit les moins significatifs du LFSR qui seront utilisés comme bit de sélection. En plus, une entrée Cnt sera utilisée pour indiquer le délai (le temps de retard) qui sera appliqué au SR après son initialisation. Le SR a une longueur maximale de 17 bits. Cette architecture programmable est présentée par la figure 3.12.

La génération des facteurs de compression de cette architecture est présentée dans le tableau 3.4.

CF	Entrée de sélection pour le multiplexeur	Delai Cnt	ΔT_{min}	ΔT_{max}
2	0	0	2	2
2.5	le bit le moins significatif du LFSR	0	2	3
3.5	les deux bits les moins significatifs du LFSR	0	2	5
4.5	les deux bits les moins significatifs du LFSR	$1T_{clk}$	3	6
5.5	les trois bits les moins significatifs du LFSR	0	2	9
6.5	les trois bits les moins significatifs du LFSR	$1T_{clk}$	3	10
7.5	les trois bits les moins significatifs du LFSR	$2T_{clk}$	4	11
8.5	les trois bits les moins significatifs du LFSR	$3T_{clk}$	5	12
9.5	les quatre bits les moins significatifs du LFSR	0	2	17

TABLE 3.4 – Génération des facteurs de compression avec l'architecture du PNCG programmable.

Pour un fonctionnement avec un CF optimal de 9.5, cette architecture comporte 100 cellules (28 bascules, 9 inverseurs, 62 portes logique, 1 buffer). Elle occupe une surface de $500 \mu m^2$ et elle consomme $82 \mu W$.

La figure 3.13 montre un Testbench avec un facteur de compression CF=7.5 ($\Delta T_{min} = 4T_{clk}$, $\Delta T_{max} = 11T_{clk}$ et Cnt=2).

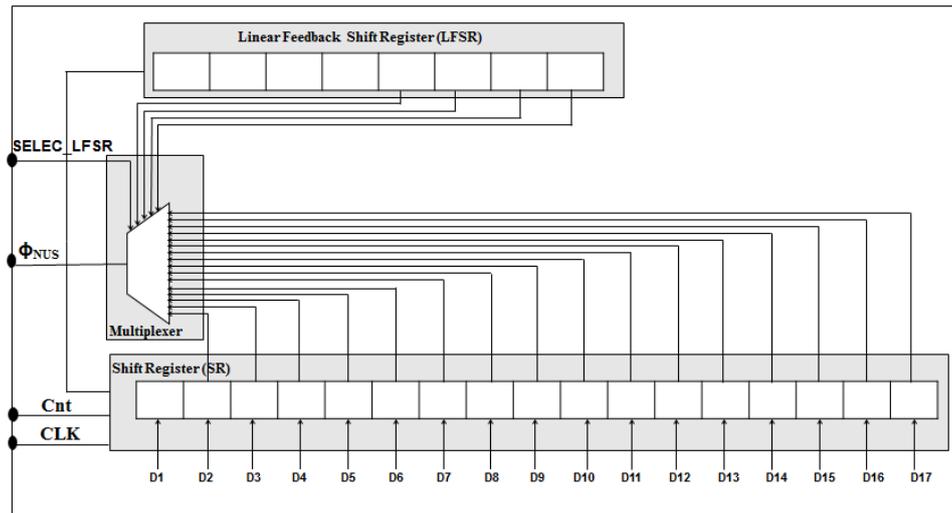


FIGURE 3.12 – : Architecture simplifiée de PNCG programmable (CF=2, 2.5, 3.5, 4.5, 5.5, 6.5, 7.5, 8.5, 9.5).



FIGURE 3.13 – : Test bench de l'architecture PNCG programmable pour l'acquisition des données avec un facteur de compression de 7.5. (Clk : Clock, Phi_nus : la séquence pseudo aléatoire générée, wait_per : Cnt, lfsr : l'état de LFSR, sreg : l'état du SR).

3.4 convertisseur analogique numérique

Il existe plusieurs types de convertisseur analogique numérique (ADC) qui ont des propriétés différentes en termes de vitesse de conversion, de résolution et de consommation d'énergie. Dans le chapitre 2, nous avons présenté les principales architectures d'ADC. Notre objectif dans ce paragraphe est de choisir l'ADC le plus adapté pour la conception de notre AIC.

Dans notre cas, nous nous sommes basés sur les spécifications suivantes : une fréquence d'échantillonnage f_s de 200 MHz et une résolution de 10 bits. Ces spécifications coïncident avec celles d'un autre projet en cours de réalisation appelé STAR. STAR est un projet de conception d'un récepteur radio issu d'une collaboration entre l'équipe LESIA de l'observatoire de Paris et l'équipe C2S de Télécom Paris Tech [MPL⁺14]. L'objectif est d'étudier, à travers notre travail, la faisabilité d'inclure les techniques de l'acquisition comprimée pour la conception du récepteur STAR.

L'architecture sigma-delta est très lente mais elle possède une résolution élevée pour une très faible dissipation de puissance. L'architecture Flash est bien adaptée à des ADCs rapides avec une faible résolution (inférieur à 6), mais limitée par sa consommation. Les architectures pipeline et SAR sont plus intermédiaires : bien que l'architecture pipeline soit plus rapide que l'architecture SAR, cette dernière offre une dissipation de puissance beaucoup plus faible.

Pour répondre à nos spécifications tout en assurant une consommation énergétique la plus faible possible, et en se basant, d'une part, sur une étude comparative des performances des implémentations d'ADC récentes représentées par la figure 3.14 et tiré de l'état de l'art des convertisseurs [Mur], et d'autre part sur les propriétés inhérentes à chaque type de ADC, nous avons retenu le convertisseur analogique-numérique à approximations successives (SAR ADC). Les principaux atouts de cette architecture sont sa faible complexité et sa haute efficacité énergétique avec des résolutions modérées à vitesse moyenne. En effet, d'après la figure 3.14, pour une résolution de 10 bits, nous constatons que les SAR ADC possèdent la consommation énergétique la plus faible par rapport aux autres types d'ADC.

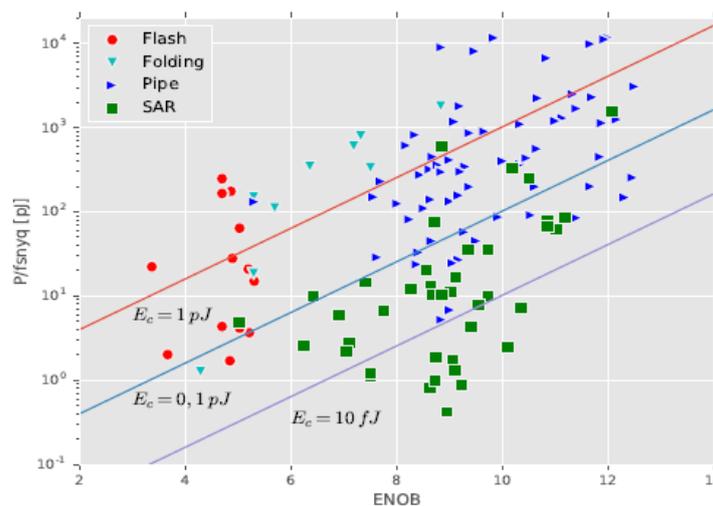


FIGURE 3.14 – : L'énergie de conversion (Puissance/Fréquence de Nyquist) en fonction de ENOB. Les données de la figure sont tirées de l'état de l'art des convertisseurs mise à disposition par Dr. Boris Murmann [Mur].

3.5 Conception des blocs du convertisseur SAR

3.5.1 Schéma de blocs du SAR ADC

Dans ce travail, nous proposons d'utiliser un ADC SAR composé de :

- un convertisseur numérique-analogique capacitif (CDAC) avec un échantillonneur blo-

- un comparateur dynamique ;
- et un circuit logique de contrôle SAR pour déterminer la sortie numérique.

La figure 3.15 présente la topologie d'un convertisseur à approximations successives (SAR ADC).

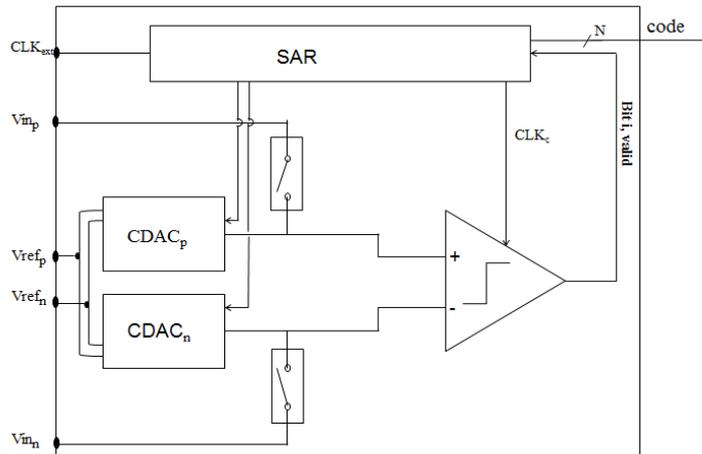


FIGURE 3.15 – : Schéma bloc d'un ADC à approximations successives.

Dans ce paragraphe, nous étudions en détails la conception des différents blocs du SAR ADC afin d'estimer sa consommation d'énergie.

3.5.2 Comparateur

Choix du comparateur

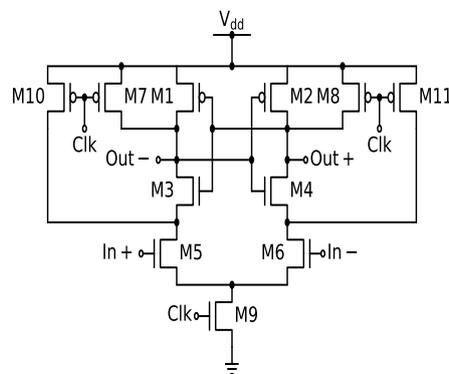
Le comparateur est l'un des blocs les plus importants pour l'ADC SAR. Sa vitesse et sa précision déterminent la qualité de la conversion. Il existe deux principaux types de comparateurs : le comparateur statique constitué d'un amplificateur suivi d'une chaîne d'inverseur et le comparateur dynamique à verrou régénératif (latch-based comparator). Grâce à son efficacité énergétique le deuxième type reste le plus attractif et le plus sélectionné [HLSC16].

Dans ce travail, nous mettons en oeuvre un ADC SAR asynchrone qui tire parti de l'efficacité énergétique des comparateurs dynamiques à verrou régénératif. Les comparateurs de tension à verrou régénératif sont utilisés pour amplifier les petites différences de tension initiale aux niveaux logiques valides. L'amplification est souvent utilisée avec un Circuit à réaction.

L'amplificateur de détection à verrou régénératif est un comparateur efficace qui permet de prendre une décision rapide grâce à la rétroaction positive et permet d'avoir une faible tension de décalage grâce à son entrée différentielle [SMK⁺07]. Ces comparateurs dynamiques

sont très utilisés dans les mémoires, les convertisseurs analogiques numériques [VEvTG⁺10], les récepteurs de données I/O [LDC00] et dans les émetteurs-récepteurs à puce [BKY08]. Les comparateurs dynamiques en mode tension sont devenus particulièrement populaires grâce à une impédance d'entrée élevée et l'absence de consommation de puissance statique [SMK⁺07].

La Figure 3.16 illustre la structure d'un comparateur dynamique en mode tension conventionnel. Il est constitué de quatre parties : une source de courant (M9), une paire différentielle (M5, M6), un circuit à réaction (M1, M2, M3, M4) et un commutateur de réinitialisation (M7, M8, M10, M11). Ce circuit fonctionne en deux phases : la phase de réinitialisation où CLK = 0 et la phase de comparaison où CLK = V_{dd} .



(a)

FIGURE 3.16 – Comparateur dynamique en mode tension conventionnel

Le comparateur dynamique discuté dans ce travail est un comparateur dynamique en mode tension à double étages présenté dans [SMK⁺07]. La figure 3.17 illustre le schéma de ce comparateur. C'est un circuit entièrement dynamique sans consommation d'énergie statique (sauf les pertes). La différence entre cette structure et celle d'un comparateur dynamique conventionnel est la présence de deux étages au lieu d'un seul étage. En fait, le circuit à réaction et l'étage d'entrée sont distincts et sont séparés par les transistors M10 et M11. C'est pourquoi cette topologie permet d'empiler moins de transistor. Ainsi, cette architecture peut fonctionner à une tension d'alimentation inférieure à celle de l'architecture conventionnelle et présente une tension de décalage plus stable [SMK⁺07].

Le comportement du signal de ce comparateur à double étage est illustré à la figure 3.18. Pendant la phase de réinitialisation (Clk = 0V), les transistors M7 et M8 préchargent les noeuds « Di » à la tension V_{dd} . Cette opération entraîne la conduction des transistors M10 et M11 afin de décharger les noeuds de sortie (out) à la masse.

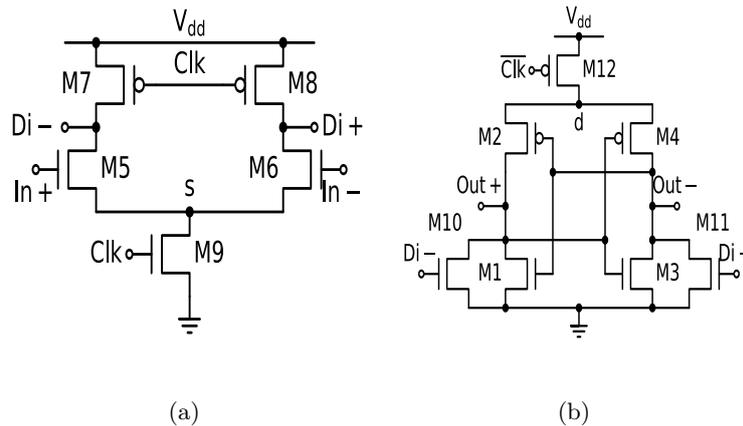


FIGURE 3.17 – Comparateur dynamique en mode tension à double étages (a) l'étage d'entrée (b) le circuit à réaction.

Pendant la phase de comparaison ($CLK=V_{dd}$), les transistors M9 et M12 s'activent et une différence de potentiel ΔV_{Di} se crée. Les transistors M10 et M11 assurent le passage de cette différence de potentiel vers le circuit à réaction.

Pour plus de détail sur le fonctionnement du comparateur le lecteur peut se référer à la publication [SMK⁺07].

Dimensionnement du comparateur

Nous avons dimensionné les transistors en utilisant la technologie CMOS 65nm afin de concevoir un comparateur efficace, c'est à dire une consommation d'énergie (E_d) minimale et un temps de retard (T_d) faible tout en assurant un écart type de la tension de décalage (σ_{of}) acceptable. Ce dimensionnement a été déterminé par un algorithme d'évolution différentielle qui est un algorithme évolutionnaire proposé par Storn et Price [SP97]. C'est une méthode métaheuristique¹ stochastique d'optimisation, développée pour optimiser une fonction objectif f à L variables. Dans notre cas nous avons sélectionné une fonction objectif à trois variables T_d , E_d , σ_{of} . Ces variables sont calculées en faisant varier 7 paramètres des largeurs de grille des transistors (M9), (M5, M6), (M7, M8), (M10, M11), (M1, M3), (M2, M4), (M12). La longueur de grille est maintenue constante à la longueur minimale.

L'optimisation de cette fonction objectif, nous a permis de trouver plusieurs possibilités de dimensionnement. La figure 3.19 présente la consommation énergétique en fonction de temps de retard pour des écarts types d'offset ≤ 10 mv. Chaque point en bleu présente un cas de figure de dimensionnement des différents transistors. Les points en rouge représentent les solutions optimales.

1. métaheuristiques : sont des algorithmes stochastiques itératifs, qui progressent vers un optimum global, c'est-à-dire l'extremum global d'une fonction, par échantillonnage d'une fonction objectif.

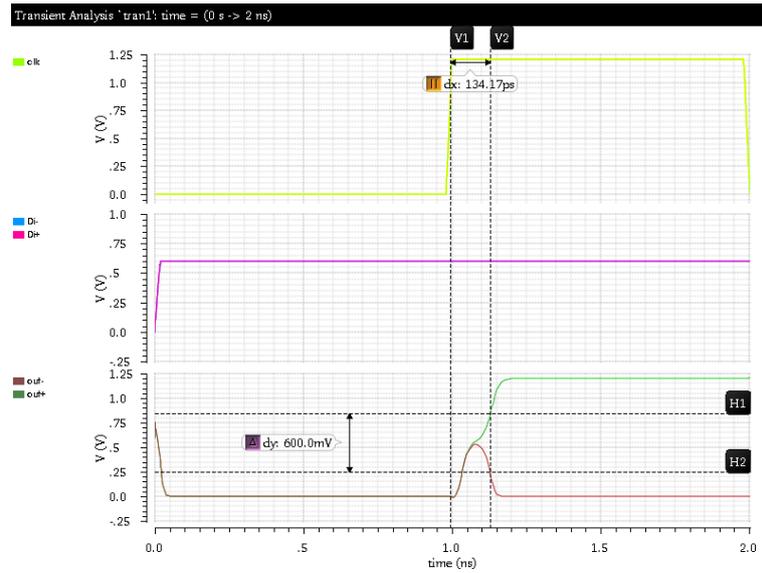


FIGURE 3.18 – : Comportement du signal du comparateur dynamique à double étage pendant une période CLK. La différence dx entre le front montant de l’horloge et l’instant où ($\Delta_{out} = V_{out}^+ - V_{out}^- = \frac{V_{dd}}{2}$) représente le temps de retard T_d . Afin de créer un signal logique stable, une bascule SR est ajoutée à la sortie du circuit.

Afin d’atteindre un compromis entre une faible consommation énergétique et un faible temps de retard (< 250 ps : la demi période d’une horloge commandant un ADC 10 bits avec une fréquence d’échantillonnage de 200 MHz), nous avons sélectionné le dimensionnement du point 9 de la figure 3.19.

Le tableau 3.5 résume le dimensionnement sélectionné. Ce dimensionnement sera utilisé par la suite pour déterminer la performance de ce comparateur. Pour une entrée différentielle de 1 mV (le pire cas pour un ADC de 10 bits) nous obtenons un $E_d = 50$ fJ/décision, un $T_d = 134$ ps.

W (M12)	8.1 $W_p = 2.26 \mu m$
W(M2,M4)	4.5 $W_p = 1.26 \mu m$
W(M7,M8)	1.5 $W_p = 0.42 \mu m$
W(M1,M3)	3.9 $W_n = 0.78 \mu m$
W(M10,M11)	3.6 $W_n = 0.72 \mu m$
W (M5,M6)	19.5 $W_n = 3.9 \mu m$
W (M9)	2.7 $W_n = 0.45 \mu m$

TABLE 3.5 – Génération des facteurs de compression avec l’architecture du PNCG programmable ($W_n = 0.2 \mu m$: largeur de grille minimal pour un NMOS, $W_p = 0.28 \mu m$: largeur de grille minimal pour un PMOS).

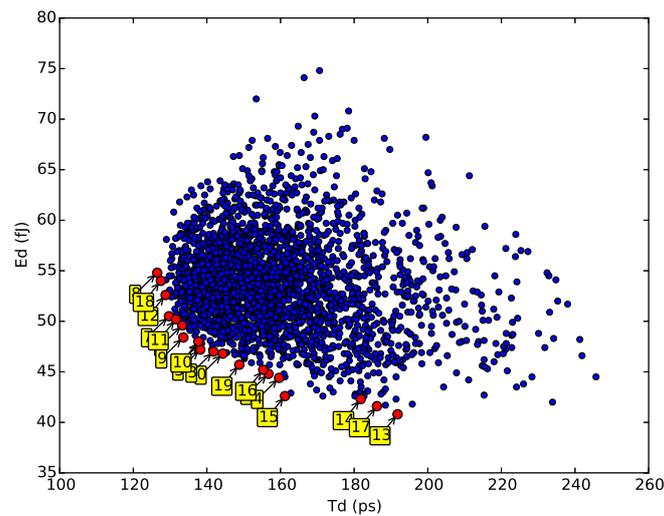


FIGURE 3.19 – : La consommation énergétique en fonction de temps de retard pour des écarts types d'offset ≤ 10 mV. Chaque point en bleu présente un cas de figure de dimensionnement des différents transistors. Les points en rouge représentent les solutions optimales.

Performances du comparateur

Pour évaluer les performances du comparateur, nous avons déterminé les paramètres suivants : sa tension de décalage, le temps de retard, la capacité d'entrée, le bruit d'entrée et la consommation d'énergie.

Les conditions de fonctionnement sont : une fréquence d'échantillonnage f_s de 200 MHz, une résolution N de 10 bits, une tension d'alimentation V_{dd} de 1.2 V et une tension en mode commun V_{cm} de 0.6 V.

- Le décalage : L'écart-type pour la tension de décalage est $\sigma_{of} = 10$ mV a été estimé avec des simulations de monte-carlo avec 1000 essais.
- Le temps de retard : le temps de retard T_d est le temps entre le front montant de l'horloge et l'instant où $(\Delta_{out} = V_{out}^+ - V_{out}^- = \frac{V_{dd}}{2})$. Il dépend logarithmiquement de la tension d'entrée différentielle V_d . En fait, la rétroaction positive crée un signal, qui croît exponentiellement, défini par (3.1) :

$$\Delta_{out}(t) = \Delta_{out}(0) \exp\left(\frac{T_d}{\tau}\right) \quad (3.1)$$

avec $\Delta_{out}(0) = A_e V_d$

A_e : le gain de l'étage d'entrée.

V_d : la tension d'entrée différentielle.

T_d : le temps de retard.

τ : constante du temps de la rétroaction positive.

La figure 3.20 montre le temps de retard mesuré T_d en fonction de la tension d'entrée différentielle V_d et la relation logarithmique ajustée entre T_d and V_d : -37.5 ps par décade.

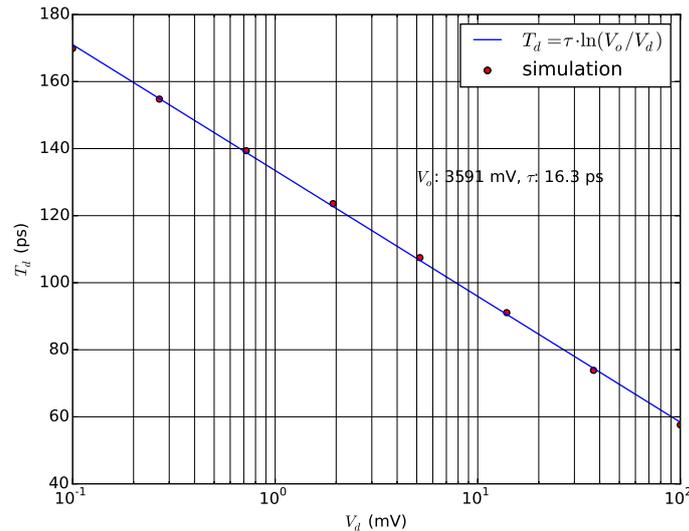


FIGURE 3.20 – Le temps de retard mesuré T_d en fonction de la tension d'entrée différentielle V_d et la relation logarithmique ajustée entre T_d and V_d .

- La capacité d'entrée : La capacité d'entrée de ce comparateur est égale à 4 fF.
- Le bruit d'entrée : c'est un paramètre important qui caractérise les performances du comparateur. Pour l'extraire, nous avons utilisé la simulation de bruit en transitoire² et nous avons mesuré le nombre moyen de décisions positives par rapport à V_d . En balayant la différence de la tension d'entrée, une courbe de distribution cumulative gaussienne peut être obtenue comme le montre la figure 3.21. L'ajustement des mesures à cette courbe donne un écart type de la distribution de bruit gaussienne $\sigma_{V_n} = 0.3\text{mV}$ qui est plus petit que $(\frac{q}{6})$ (q : résolution d'un ADC de 10 bit sachant que l'excursion de tension d'entrée est de 2V).
- La consommation : L'énergie par décision consommée par ce comparateur est 50 fJ/décision lorsque V_d a une amplitude de 1 mV (le pire cas pour 10 bits).

2. Simulation de bruit en transitoire : une simulation transitoire dans Cadence, qui modélise toutes les sources de bruit avec des sources transitoires et les inclut dans la simulation. Ce type de simulation est efficace pour simuler le bruit des circuits non linéaires tels que les comparateurs.

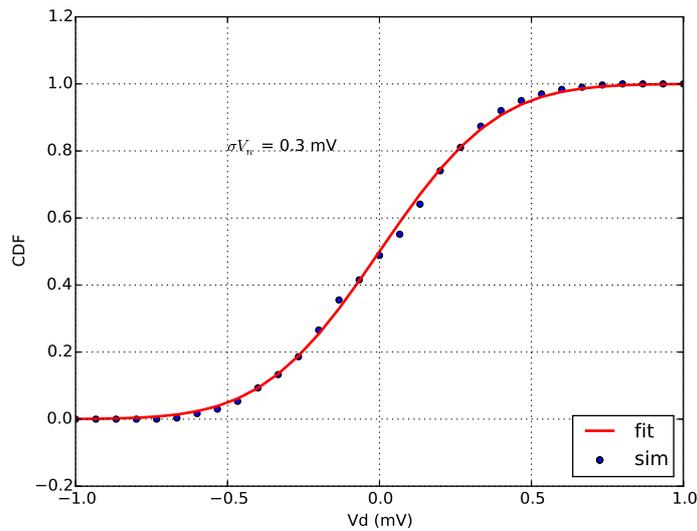


FIGURE 3.21 – Distribution cumulative gaussienne de bruit.

3.5.3 CNA capacitif (C-DAC)

Choix de l'architecture

Le CDAC (CNA capacitif) est devenu très populaire ces dernières années en raison de ses nombreux avantages, tels que la faible consommation d'énergie et la faible erreur d'appariement entre les valeurs des capacités. De nombreuses structures ont été proposées dans la littérature pour implémenter un CDAC : CNA à réseau de capacités pondérées en binaire conventionnelle, CNA à capacités pondérées en binaire avec une capacité d'atténuation et le CNA à réseau de capacités fractionnées pondérées en binaire [SLMS11].

Pour économiser la consommation d'énergie et de surface, nous avons choisi le CNA à réseau de capacités pondérées en binaire avec une capacité d'atténuation. Cette architecture comprend une capacité d'atténuation C_a pour diviser le réseau de capacité en MSB et LSB de m et l capacités respectivement. En particulier, nous prenons le cas où le LSB égal au MSB ($m = l = \frac{N}{2}$) et $C_a \simeq C_u$ qui s'est révélé être la combinaison la plus efficace énergétiquement parmi les combinaisons possibles [SLMS11].

Par rapport à l'architecture CDAC classique, les valeurs des capacités des MSB diminuent d'un facteur de $2^{N/2}$, ce qui permet de diminuer la consommation d'énergie et la constante de temps RC du CDAC. La figure 3.22 illustre le réseau capacitif à pondération binaire avec une capacité d'atténuation ($l=m=N/2$, $C_a \simeq C_u$).

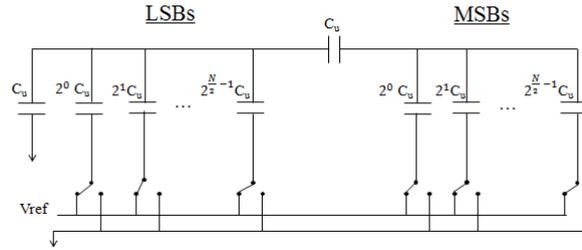


FIGURE 3.22 – Le réseau capacitif à pondération binaire avec une capacité d'atténuation ($l=m=N/2$, $C_a \simeq C_u$).

Calcul de la consommation de puissance

La consommation d'énergie de ce CDAC est directement proportionnelle à la capacité unitaire C_u , à la résolution du convertisseur N , à la fréquence d'échantillonnage f_s et à la tension de référence V_{ref} 3.2 [SLMS11] .

$$P = 1.25 \times 2^{\frac{N}{2}} \left(\frac{f_s C_u V_{ref}^2}{N+1} \right) \quad (3.2)$$

Plus la valeur de la capacité unitaire est petite, plus basse sont la surface, la consommation d'énergie et le temps de conversion. De cette capacité unitaire, découlent les valeurs des autres capacités du DAC : Elles sont placées en parallèle et pondérées de façon binaire, de C_u , $\frac{C_u}{2^1}$ jusqu'à $\frac{C_u}{2^{N/2}}$

En pratique, la plus petite valeur de la capacité unitaire est déterminée généralement par 4 paramètres, qui sont : le bruit thermique $\frac{K_B T}{C_{DAC}}$ (C_{DAC} est la capacité totale du DAC qui est égal à $2^{(\frac{N}{2}+1)} C_u$), l'appariement des capacités, les capacités parasites et les règles de conception [SLMS11] [ZSA11].

— À la température ambiante, une capacité de 12.6 fF suffit pour avoir un bruit thermique inférieur au bruit de quantification du convertisseur.

En fait,

$$\frac{K_B T}{C_{DAC}} < \frac{q^2}{12} \quad (3.3)$$

$$C_{DAC} > \frac{12 K_B T}{q^2} \quad (3.4)$$

$$C_u > \frac{12 K_B T}{2^{(\frac{N}{2}+1)} q^2} \quad (3.5)$$

Avec

q est le pas de quantification ;

K_B est la constante de Boltzmann, qui vaut $K_B = 1.3806 \times 10^{-23} \text{J} \cdot \text{K}^{-1}$;

T est la température absolue exprimée en kelvins ;

C_{DAC} est la capacité totale du DAC qui vaut $2^{(\frac{N}{2}+1)}C_u$.

- Pour satisfaire l'appariement, la valeur minimale de la capacité unitaire est déterminée par :

$$C_{u,min} = 36 \cdot (2^N - 1) \cdot k_\sigma^2 \cdot k_c \quad (3.6)$$

Avec $k_c = \frac{c}{A}$: la densité du capacité.

$k_\sigma = \sigma(\frac{\Delta C}{C})\sqrt{A}$: Paramètre de l'appariement.

- Pour répondre aux règles de conception, la valeur minimale de la capacité unitaire définie par le kit de conception est beaucoup plus grande que celle nécessaire pour répondre aux exigences de linéarité et de bruit. La valeur minimale d'une capacité caractérisée est égale à 44 fF pour une capacité MIM et elle est égale à 34.3 fF pour une capacité FMOM. Ainsi, dans notre conception, la plus petite valeur de la capacité est imposée par la valeur technologique minimale, soit environ 34,3 fF pour une capacité FMOM (Fringe capacitor).

Par conséquent, la puissance consommée par le CDAC est 500 fJ/décision.

3.5.4 Logique de contrôle SAR

La logique de contrôle du SAR génère les commandes nécessaires pour contrôler le DAC capacitif et détermine la valeur des bits séquentiellement en fonction du résultat du comparateur. Afin d'effectuer la routine d'approximation successive, la logique de commande du SAR utilise un séquenceur et un registre à décalage pour stocker la valeur de conversion.

La logique de contrôle du SAR mise en oeuvre fonctionne à 2 GHz. Elle est composée de 93 portes (22 bascules, 16 inverseurs, 53 portes logique et 2 buffers) et elle consomme 1 mW.

3.6 Résultats et comparaison

Le tableau 3.6 résume les résultats de performance de notre architecture AIC : CS-NUS.

Le gain en terme de consommation d'énergie de cette AIC (CS-NUS) par rapport à l'ADC conventionnel fonctionnant à la fréquence de Nyquist est défini par (3.7) :

$$Gain = \frac{P_{ADC}}{P_{CS-NUS}} \quad (3.7)$$

Avec P_{ADC} est la consommation de puissance de l'ADC SAR conventionnel fonctionnant à 200 MHz et P_{CS-NUS} est la consommation de puissance du CS-NUS.

Paramètres	Valeurs
Technologie	65 nm
Résolution	10 bits
Fréquence d'échantillonnage	200 MHz
Tension d'alimentation	1.2 V
Consommation de puissance du comparateur	0.1 mW
Consommation de puissance du CDAC	1 mW
Consommation de puissance de la logique SAR	1 mW
Consommation de puissance du PNCG	82 μW
Consommation de puissance du CS-NUS	303 μW - 464 μW

TABLE 3.6 – Performance du CS-NUS.

$$P_{ADC} = P_{comparateur} + P_{CDAC} + P_{SARlogique} \quad (3.8)$$

Dans notre cas $P_{ADC} = 2.1$ mW.

La consommation de puissance de notre AIC dépend de la nature du signal acquis. Pour l'acquisition des signaux Jovien, le générateur d'horloge pseudo-aléatoire et l'ADC SAR fonctionnent à une fréquence d'échantillonnage inférieure à la fréquence de Nyquist d'un facteur de 5.5. Ainsi la consommation de puissance P_{CS-NUS} est (3.9) :

$$P_{CS-NUS} = P_{PNCG} + \frac{P_{ADC}}{5.5} = 464 \mu W \quad (3.9)$$

Pour l'acquisition des signaux des ondes de Langmuir, le générateur d'horloge pseudo-aléatoire et l'ADC SAR fonctionnent à une fréquence d'échantillonnage inférieure à la fréquence de Nyquist d'un facteur de 9.5.

$$P_{CS-NUS} = P_{PNCG} + \frac{P_{ADC}}{9.5} = 303 \mu W \quad (3.10)$$

Nous concluons qu'en utilisant le CS, nous réduisons la consommation d'énergie d'un facteur variant de 4.5 à 7 (un facteur 4.5 pour l'acquisition des signaux Jovien et un facteur 7 pour l'acquisition des ondes de Langmuir) tout en réduisant la quantité de données stockées et transmises à la Terre d'un facteur de variant de 5.5 à 9.5 (un facteur 5.5 pour l'acquisition des signaux Jovien et un facteur 9.5 pour l'acquisition des ondes de Langmuir).

3.7 Comparaison avec l'état de l'art

Une comparaison entre ce travail et l'état de l'art des convertisseurs analogique numérique [Mur] est résumée dans le tableau 3.7. A partir de l'état de l'art nous avons sélectionné trois

convertisseurs SAR de 10 bits dont deux conçus en technologie CMOS 65 nm (convertisseur 1 [LLHH10], convertisseur 3 [MYV⁺14]) et un en technologie CMOS 40nm (convertisseur 2 [LCH⁺10]). Les fréquences d'échantillonnages sont proches de la fréquence utilisée dans ce travail et elles sont respectivement 50 MHz, 80 MHz et 100 MHz. Pour ces convertisseurs, nous avons relevé la consommation de puissance et l'énergie en picoJoule (pJ). Les convertisseurs 1 et 3 ne possèdent que de la consommation dynamique. Contrairement au convertisseur 2 dont plus que la moitié de sa consommation est statique.

Notre travail sur le CS est applicable sur ces trois convertisseurs ce qui permet par conséquent de réduire leur consommation d'énergie. Pour le convertisseur 1 et 3, l'application du CS avec un facteur de compression de 5.5 nous permet de diviser la consommation d'énergie par un facteur de 4.5. Par contre pour le convertisseur 2, le gain d'énergie se limite à un facteur de 1.5 à cause de la consommation statique.

Cette comparaison prouve la fiabilité des résultats trouvés et l'intérêt d'utiliser le procédé du CS sur les convertisseurs déjà conçus et surtout sur les architectures dont la consommation d'énergie est dynamique.

TABLE 3.7 – Performance des deux architectures de PNCG.

	Convertisseur 1	Convertisseur 2	Convertisseur 3	Ce travail
Nombre de bits	10	10	10	10
Technologie	65 nm	40 nm	65 nm	65 nm
f_s	50 MHz	80 MHz	100 MHz	200 MHz
P_{ADC}	0.82 mW	6 mW (statique :3.2 mW)	1.13 mW	2.1 mW
P_{ADC}/f_s	16.4 pJ	74.9 pJ	11.3 pJ	10.5 pJ
P (CS, CF=5.5)	183 μ W	3.7 mW	256 μ W	464 μ W
Gain	4.5	1.5	4.5	4.5

La figure 3.23 présente le positionnement de ce travail dans l'état de l'art des convertisseurs analogique numérique.

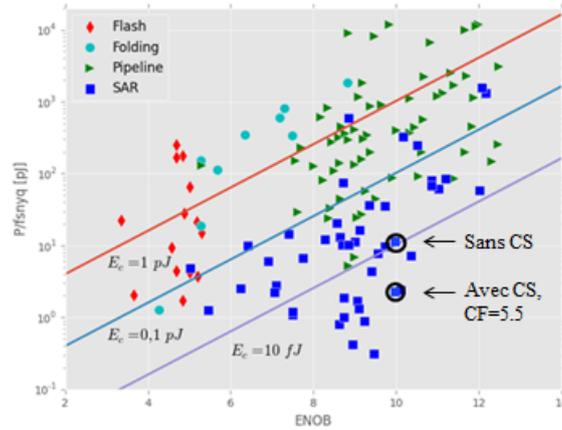


FIGURE 3.23 – positionnement de ce travail dans l'état de l'art des convertisseurs analogique numérique .

3.8 Conclusion

Suite à l'analyse de compressibilité et le choix de l'échantillonneur non uniforme (NUS) comme type d'AIC adapté à l'acquisition des signaux astrophysiques étudiés, nous avons étudié dans ce chapitre l'implémentation, composant par composant, d'un échantillonneur non uniforme avec la technologie CMOS de 65 nm. Nous avons commencé par l'étude du générateur d'horloge pseudo aléatoire non uniforme (PNCG) : du choix de la longueur de la séquence aléatoire, à la conception d'une architecture de PNCG flexible et programmable. Puis nous avons étudié la conception du convertisseur analogique numérique, qui, cadencé par le PNCG, quantifie le signal initial à une fréquence d'échantillonnage moyenne inférieure à la fréquence de Nyquist : En se basant, d'une part sur l'étude de l'état de l'art faite en chapitre 2, et d'autre part sur les besoins et les spécificités propres à notre architecture, notre choix s'est porté sur la famille des ADC SAR. Le 3^{ème} paragraphe du chapitre a été consacré à l'étude des différents blocs de l'ADC SAR avec une attention particulière sur l'efficacité énergétique de ses différents éléments. Le dernier composant du NUS, qui est l'échantillonneur bloqueur est intégré dans le SAR ADC. Le calcul de la performance de notre implémentation a mis en évidence la réduction de la consommation d'énergie avec un facteur de gain de 4.5 par rapport à un ADC conventionnel pour les signaux Joviens et de 7 pour l'acquisition des ondes de Langmuir. Dans le dernier paragraphe, la comparaison entre ce travail et l'état de l'art des convertisseurs analogique numérique nous permet de prouver la fiabilité de nos résultats.

Conclusions et Perspectives

Conclusions

Les émissions radio basses fréquences venues de l'espace constituent une mine d'information pour les astrophysiciens dans l'étude de plusieurs phénomènes et axes de recherche en astronomie tels que les éruptions solaires, la magnétosphère de certaines planètes du système solaire, les objets astrophysiques très éloignés, les pulsars. . . Cependant, les observations radio faites au niveau des stations terrestres sont perturbées au-dessous de 30 MHz, et irréalisables au-dessous de 10MHz. Ceci est dû à l'ionosphère terrestre qui réfléchit les ondes radios basses fréquences dans l'espace. Il devient ainsi indispensable d'envoyer des récepteurs radio dans l'espace afin d'acquérir ces émissions. Cependant, les récepteurs radio envoyés dans l'espace sont confrontés à des restrictions sévères en matière de capacité de stockage, de consommation d'énergie et de taux de transmission.

Parallèlement, nous assistons à l'émergence d'un nouveau paradigme pour l'acquisition et la reconstruction des signaux, appelé l'échantillonnage comprimé et qui pourra être une réponse adéquate à ces problématiques. En effet, le CS permet une réduction potentiellement importante du taux d'échantillonnage des signaux ayant une représentation parcimonieuse dans une base ou appropriée. Il a été exploité avec succès dans plusieurs domaines comme l'imagerie médicale, le radar, la radio intelligente . . . En astronomie, il a été appliqué principalement dans l'acquisition des images spatiales et dans le développement des algorithmes de reconstruction d'imagerie astronomique et d'interférométrie radio. Néanmoins, le potentiel du CS n'a pas été exploré en astronomie dans la phase de l'acquisition du signal.

Nous proposons dans le cadre de cette thèse d'étudier l'application de l'échantillonnage comprimé, pour l'acquisition des signaux astrophysiques. Le présent travail s'inscrit dans le cadre des études visant à terme à concrétiser un démonstrateur de réception radio pour les observations astrophysiques spatiales dans la bande de fréquence 1 kHz-50MHz, voire 100 MHz exploitant l'échantillonnage comprimé.

Une étude bibliographique du CS a été réalisée afin de déterminer les conditions nécessaires

pour avoir une reconstruction précise du signal ainsi que le nombre de mesures minimales nécessaires. La première condition consiste à prouver que le signal est parcimonieux ou compressible dans une base appropriée. La deuxième condition concerne la conception d'une matrice de mesure Φ incohérente avec la base de parcimonie choisie du signal.

En partant de cette étude, nous avons analysé deux types signaux : Les signaux décimétriques appelés S-bursts ou sursauts millisecondes provenant de l'environnement de Jupiter, et les ondes de Langmuir mesurées dans le milieu interplanétaire (liées à l'activité solaire). Cette étude permet de déterminer la base dans laquelle nos signaux sont compressibles : Les résultats montrent une nette compressibilité dans le domaine fréquentiel. Par contre, nous avons constaté pour le signal Jovien l'existence d'un bruit de forte puissance qui pourrait influencer nos conclusions. Ainsi, afin de confirmer ces résultats, nous avons relevé l'information utile du signal (la pente des droites qui dérivent) en exploitant la transformée de Radon et nous avons constaté qu'avec un taux de compressibilité de 10%, la valeur de la pente reste bien détectée.

Suite à une étude de différentes architectures de récepteur basé sur l'échantillonnage comprimé, nous avons sélectionné l'échantillonnage non uniforme (Non Uniform Sampler, NUS) qui est adapté à l'acquisition des signaux parcimonieux dans le domaine fréquentiel. La matrice de mesure appropriée est la matrice canonique qui est incohérente avec la base de parcimonie du signal.

Afin de choisir l'algorithme de reconstruction adapté à notre signal, nous avons sélectionné un ensemble d'algorithme de reconstruction utilisé dans le CS et ensuite nous avons comparé la précision de reconstruction "SER" pour les différents algorithmes. Cette étude a permis de confirmer que l'Orthogonal Matching Pursuit (OMP) est l'algorithme adéquat.

Par la suite pour les deux types de signaux, nous avons appliqué le NUS avec différents facteurs de compression. Nous avons reconstruit les deux signaux en utilisant l'OMP et nous avons vérifié à chaque fois la détection de l'information pertinente. Les simulations sur Matlab nous ont permis de confirmer que grâce au CS, l'acquisition de 18% des échantillons du signal jovien d'une manière non uniforme suffit pour reconstruire le signal avec un SER de 31.9 dB tout en détectant l'information utile à un degré près. Pour les ondes de Langmuir, l'acquisition de 10.5% des échantillons d'une manière non uniforme suffit pour avoir une reconstruction assez bonne tout en détectant l'information utile.

Côté électronique, nous avons étudié une implémentation du NUS basé sur le CS (CS-NUS) avec la technologie CMOS65 nm qui est actuellement la technologie qualifiée pour les applications spatiales. L'architecture proposée permet d'acquérir les deux types de signaux grâce à

sa flexibilité dans le choix du facteur de compression.

Afin de mettre en place cette architecture, nous avons conçu un générateur d'horloge non uniforme pseudo-aléatoire (PNCG) programmable, un ADC à approximations successives et un S/H intégré dans l'ADC. L'ADC et l'S/H sont contrôlés par le PNCG. L'ADC proposé est formé d'un comparateur dynamique, d'un DAC capacitif et d'une logique SAR.

Ensuite, nous avons comparé la consommation de puissance de notre CS-NUS par rapport au convertisseur analogique-numérique traditionnel (ADC). Nous avons conclu qu'en utilisant le CS, nous réduisons la consommation de puissance d'un facteur variant de 4.5 à 7 (un facteur 4.5 pour l'acquisition des signaux Jovien et un facteur 7 pour l'acquisition des ondes de Langmuir) tout en réduisant la quantité de données stockées et transmises à la Terre d'un facteur variant de 5.5 à 9.5 (un facteur 5.5 pour l'acquisition des signaux Jovien et un facteur 9.5 pour l'acquisition des ondes de Langmuir).

Finalement, nous avons comparé notre travail par rapport à l'état de l'art des convertisseurs analogique numérique. Cette comparaison nous a permis de prouver la fiabilité des résultats trouvés et l'intérêt d'utiliser le procédé du CS sur d'autres convertisseurs déjà conçus et surtout sur les architectures dont la consommation d'énergie est dynamique.

Perspectives

L'apport majeur de ce travail est qu'il a mis clairement en évidence l'intérêt d'appliquer l'échantillonnage comprimé au niveau des convertisseurs analogiques numérique pour l'acquisition des signaux astrophysiques. Une prolongation naturelle de ce travail est de concrétiser un récepteur radio qui embarque le convertisseur analogique Information (AIC) proposé dans le cadre de cette thèse. Nous proposons aussi d'étudier la faisabilité d'appliquer le NUS dans le récepteur radio STAR qui est en cours de développement entre l'équipe C2S de Télécom Paris Tech et l'équipe LESIA de l'observatoire de Paris [MPL⁺14].

Autre perspective de recherche futur sera d'étudier d'autres schémas d'acquisition. Par exemple, nous pouvons constater que l'application de l'algorithme FISSA sur les signaux S-Bursts (2.2.1) produit au final une courbe de l'intensité intégrée assez parcimonieuse avec un seul pic significatif. Il devient tentant par la suite d'explorer la piste de la conception d'une matrice de parcimonie qui s'inspire des opérations mathématiques de l'algorithme FISSA. Après, bien évidemment ce travail nécessite la définition de la matrice de mesure adéquate ainsi que l'étude de la faisabilité matérielle d'une implémentation électronique du schéma d'acquisition généré.

En plus, le convertisseur analogique information (CS-NUS) que nous avons proposé est doté d'une flexibilité en termes de facteur de compression qui ouvre plusieurs perspectives d'applications sur d'autres types de signaux compressibles dans le domaine fréquentiel, qui sont confrontés à de fortes contraintes sur la quantité de données acquises ou/et la consommation d'énergie : On pense notamment aux différents capteurs électroniques utilisés dans "l'Internet des Objets" ou encore la "voiture intelligente". Dans ce cas, le même générateur d'horloge non uniforme sera exploité en sélectionnant le facteur de compression adapté. Par contre, il faut choisir l'architecture de convertisseur analogique-numérique adapté selon les spécifications requises en termes de vitesse, de bande passante, de SNDR,...

Annexe A

Quelques notions mathématiques utilisées en CS

A.1 Espace vectoriel et norme

Dans le domaine de traitement de signal, les signaux sont généralement modélisés en tant que vecteurs évoluant dans un espace vectoriel approprié. Les espaces vectoriels nous permettent d'appliquer des outils à partir de la géométrie dans \mathbb{R}^3 , tels que les longueurs, les distances et les angles, pour décrire et comparer les signaux d'intérêt. De plus, cette modélisation capte la structure linéaire des signaux, à savoir que si nous ajoutons deux signaux ensemble, nous obtenons un nouveau signal significatif d'un point de vue physique.

Pour simplifier, dans cette annexe nous traiterons des signaux discrets de longueur finie qui sont modélisés par des vecteurs dans un espace Euclidien de dimension N (\mathbb{R}^N) : $X = (X_1, X_2, \dots, X_N)$. Dans ce cas, la norme L_q est définie par A.1 :

$$\|X\|_q = \left(\sum_{i=1}^N |X_i|^q \right)^{1/q} \quad q \in [1, \infty[\quad (\text{A.1})$$

- Pour $0 < q < 1$: la « norme » définie dans (2.1) ne satisfait pas l'inégalité triangulaire, c'est en fait une quasi-norme. Par commodité, nous utiliserons également la notation $\|X\|_0 = |\text{supp}(X)|$ avec $|\text{supp}(X)| = i, X_i \neq 0$
 $\text{supp}(X)$ désigne l'ensemble des coefficients en lesquels X ne s'annule pas et $|\text{supp}(X)|$ désigne la cardinalité de $\text{supp}(x)$.
- Pour $q=2$: $\|X\|_2 = \sqrt{\langle X, X \rangle}$ avec $\langle \cdot \rangle$ désigne le produit scalaire.
- Pour $q=\infty$: $\|X\|_\infty = \max_{1,2,\dots,N} |X_i|$

La figure A.1 illustre la sphère unitaire, c'est-à-dire $x : \|X\| = 1$, induite par chacune de ces normes dans \mathbb{R}^2 . Pour $q < 1$, la sphère unitaire correspondante n'est pas convexe (reflétant la violation de l'inégalité triangulaire).

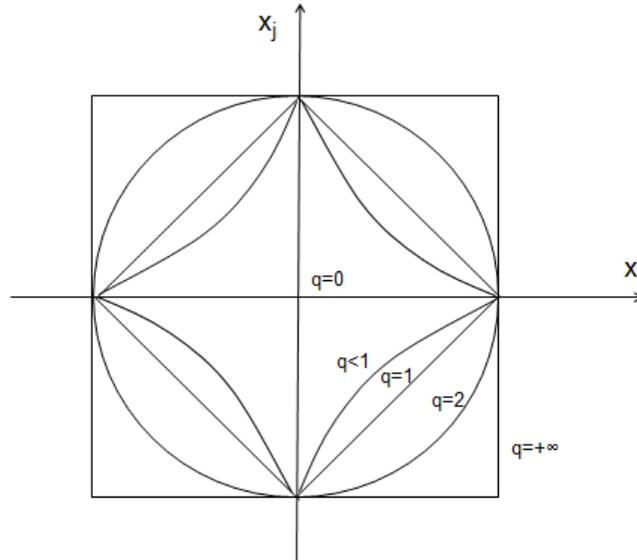


FIGURE A.1 – Sphère unitaire pour la quasi-norme L_0 , $L_q < 1$, la norme L_1 , la norme L_2 et la norme L_∞ .

Les normes sont principalement utilisées pour mesurer la force d'un signal ou la marge d'une erreur d'approximation. Le choix de la norme L_q influe sur les propriétés de l'erreur d'approximation qui en résulte. Les grandes valeurs de « q » tendent à répartir l'erreur plus uniformément parmi les coefficients du signal, tandis que les petites valeurs conduisent à une erreur plus inégalement répartie et qui tend à être plus parcimonieuse. Cette intuition se généralise à des dimensions plus élevées et explique la focalisation sur la norme L_1 pour la reconstruction des signaux parcimonieux.

A.2 Base et dictionnaire

Un ensemble de vecteurs $(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_N)$ est appelé une base d'un espace vectoriel si chaque vecteur dans l'espace peut être représenté comme une combinaison linéaire de cet ensemble de vecteurs de base d'une manière unique.

Ainsi un signal $X \in \mathbb{R}^N$ peut être exprimé par A.2 :

$$X = \sum_{i=1}^N S_i \tilde{\Psi}_i \quad (\text{A.2})$$

Avec S_i représente les coefficients de X : $S_i = \langle x, \Psi_i \rangle$ et $\tilde{\Psi}_{i=1\dots N}$ sont les vecteurs qui constituent la base duale.

Ψ est une base orthonormée si :

- $\langle \Psi_i, \Psi_j \rangle = 0$ si $i \neq j$
- $\langle \Psi_i, \Psi_j \rangle = 1$ si $i = j$
- Les vecteurs sont linéairement indépendants

Contrairement à une base, un dictionnaire est un ensemble de vecteurs qui ne sont pas linéairement indépendant. Pour un vecteur donné, il existe une infinité de combinaisons linéaires qui peuvent le représenter dans un dictionnaire.

A.3 Propriété d'isométrie restreinte (RIP)

La matrice A satisfait le RIP d'ordre K s'il existe une constante d'isométrie $\delta_K \in]0, 1[$ tel que pour tout vecteur K -parcimonieux, on ait l'encadrement suivant (1.5) [DDEK11] :

$$(1 - \delta_K) \leq \frac{\|AS\|_2^2}{\|S\|_2^2} \leq (1 + \delta_K) \quad (\text{A.3})$$

D'après A.3, une matrice Φ satisfait le RIP d'ordre $2K$ donc Φ préserve approximativement la distance entre n'importe quelle paire de vecteurs K -parcimonieux. Cela aura des implications fondamentales sur la robustesse au bruit.

Dans cette définition du RIP, les limites sont symétriques d'ordre 1, mais ceci est simplement pour une commodité de notation. On pourrait plutôt considérer des limites arbitraires (A.4).

$$\alpha \leq \frac{\|AS\|_2^2}{\|S\|_2^2} \leq \beta \quad (\text{A.4})$$

où $0 < \alpha \leq \beta < \infty$.

Compte tenu de ces limites, on peut toujours faire varier Φ de sorte qu'il satisfasse la limite symétrique d'environ 1 dans A.3. Par exemple, en multipliant Φ par $\sqrt{\frac{2}{\alpha+\beta}}$, il en résultera un Φ qui satisfait A.3 avec une constante $\delta_K = \frac{\beta-\alpha}{\beta+\alpha}$.

Notez également que si Φ satisfait le RIP d'ordre K avec une constante δ_K , alors pour tout $K' < K$, nous avons automatiquement Φ satisfaisant le RIP d'ordre K' avec une constante $\delta_{K'} \leq \delta_K$ [BDD⁺11].

Annexe B

Description de la base de donnée des ondes de Langmuir

Au cours de cette thèse nous avons traité des ondes de Langmuir (émissions de Type III) extraites de la base de données du Centre de Données de la Physique des Plasmas (CDPP, <http://cdpp.eu/>). Elles ont été enregistrées par le Time Domain Sampler (TDS) de l'instrument radio S/WAVES embarqué sur les sondes STEREO (The Solar TERrestrial RELations Observatory).

B.1 Description de la mission STEREO et de l'instrument TDS

La mission STEREO (Solar TERrestrial RELations Observatory, Observatoire des Relations Soleil-Terre) est une mission spatiale de la NASA qui vise à étudier les éjections de masse coronale par le Soleil. Elle a été lancée le 25 octobre 2006.

STEREO est composé de deux vaisseaux spatiaux quasi-identiques en orbite autour du soleil, l'un précédant la Terre dans sa révolution autour de notre étoile (Stereo-A) et l'autre la suivant (STEREO-B)(figure B.1). STEREO-A étant légèrement plus proche du soleil, il a une période orbitale plus courte que la Terre et dérive par la suite de la Terre (à un taux moyen d'environ 22° par an), tandis que STEREO-B se trouve dans une orbite légèrement plus grande. En conséquence, STEREO-A voyage plus rapidement que STEREO-B de sorte que, les deux vaisseaux spatiaux s'écartent formant un angle moyen par rapport au Soleil de 45° par an [Hen10].

L'instrument radio S/WAVES embarqué sur les sondes STEREO est construit par une équipe dirigée par le LESIA de l'Observatoire de Paris et l'Université du Minnesota. Il a été conçu pour être un outil de suivi des sursauts radio interplanétaire et qui observe la génération

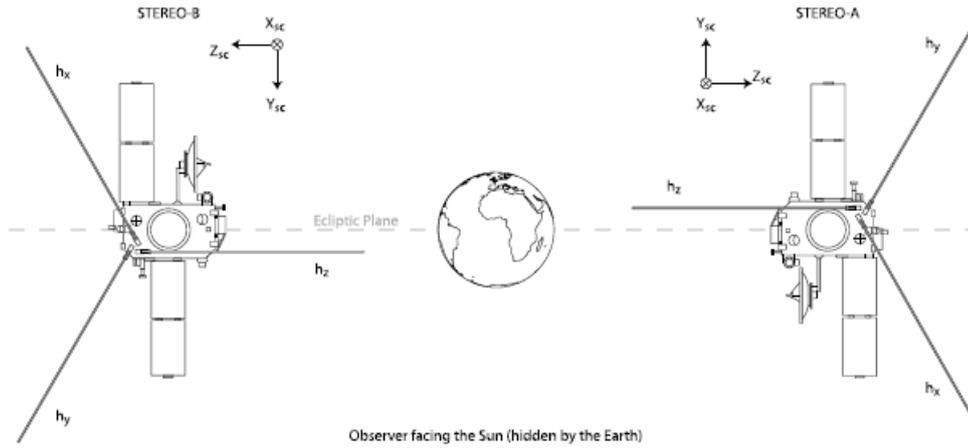


FIGURE B.1 – : STEREO-A et STEREO-B : Orientation de l'antenne vue d'un observateur face au Soleil (caché par la Terre dans le schéma). $h_{x,y,z}$ représente l'antenne physique [BHG⁺16].

et l'évolution de la propagation des perturbations radio du Soleil jusqu'à l'orbite de la Terre [Hen10]. Cet instrument est composé de trois récepteurs radio (récepteur à fréquence fixe¹, récepteur à haute fréquence² et récepteur à basse fréquence³) pour le suivi des perturbations électromagnétiques de l'héliosphère⁴, et un échantillonneur de domaine temporel (Time Domain Sampler, TDS) qui mesure les formes d'ondes électriques in situ.

S/WAVES utilise trois antennes monopoles, orthogonales les unes aux autres, de 6 mètres de long chacune, avec une longueur effective d'environ 1 mètre, pour mesurer le champ électrique [Hen10].

Les données TDS rapportées dans ce travail sont composées de $N = 16384$ échantillons avec un taux d'acquisition de 125000 échantillons par seconde (le pas de temps est $dt = 8$ ms pour un total de durée de 130 ms par événement). Cette longue durée totale nous permet de capturer des paquets entiers d'ondes Langmuir.

-
1. Récepteur à fréquence fixe : mesure les émissions radio à 32 et 34 MHz.
 2. Récepteur à haute fréquence : mesure l'intensité des ondes radio dans la gamme de fréquences de 16 MHz à 40 kHz.
 3. Récepteur basse fréquence : effectue des mesures des ondes radio et des ondes plasma près de la fréquence du plasma électronique (2,5 à 40 kHz)
 4. L'héliosphère est une zone en forme de bulle allongée dans l'espace, engendrée par les vents solaires.

B.2 Description de la base de données CDPP

Le CDPP (Centre de Données de la Physique des Plasmas) est le centre national français pour les données sur la physique spatiale. Il a été créé conjointement par le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) et le CNRS (Centre National de Recherche Scientifique) en 1998 [BHG⁺16]. La base de données est accessible depuis le site : <https://cdpp-archive.cnes.fr>

Pour la mission STEREO, les données des ondes de Langmuir sont enregistrées par TDS de l'instrument radio S/WAVES. Ces données ont été observées de décembre 2006 jusqu' à aout 2014 couvrant ainsi l'observation dans l'environnement terrestre (au début de la mission) et le milieu interplanétaire.

L'ensemble des données est formé par deux paquets :

- Les données collectés par STEREO-A (Label : STEREO-A WAVES TDS L3 Langmuir waveforms) : formé par 7054 objets.
- Les données collectés par STEREO-B (Label : STEREO-B WAVES TDS L3 Langmuir waveforms) : formé par 4822 objets.

Pour les deux paquets, chaque objet est composé de trois fichiers :

- Un fichier CDF qui représente la forme d'onde magnétique des trois composants ($B_{//}$, $B_{\perp 1}$, $B_{\perp 2}$).
- Un fichier CDF qui représente la forme d'onde électrique des trois composants ($E_{//}$, $E_{\perp 1}$, $E_{\perp 2}$).
- Un fichier PDF qui représente graphiquement les données CDF (c'est-à-dire la forme d'onde électrique et la forme d'onde magnétique de l'événement Langmuir).

La figure B.2 illustre l'interface utilisée pour accéder aux données des ondes de Langmuir.

The screenshot displays the COPP Plasma Physics Data Center interface. On the left, a navigation tree lists various missions and data categories. The right pane shows a table of Langmuir Waveforms datasets and a detailed view of a selected data object.

Navigation Tree (Left):

- Missions@Archive
 - ARCAD3 Mission
 - CASSINI Mission
 - CLUSTER Mission
 - DEMETER Mission
 - DOUBLE STAR Mission
 - European GEOS Mission
 - INTERBALL Auroral and Tail Mission
 - ISEE/ICE Mission
 - STEREO Mission
 - SWAVES Experiment
 - Langmuir Waveforms
 - STEREO Auxiliary Data
 - THEMIS Mission
 - ULYSSES Mission
 - Swedish VIKING Mission
 - WIND Mission
 - ESCAP Radars
 - Geomagnetic Indices
 - Missions@AMDA
 - ACE
 - Cassini
 - Cluster
 - DSCOVR
 - DoubleStar1
 - ESCAP
 - Ephemerides

Langmuir Waveforms Table (Right):

Label	Start date	End date	Number of files	Total dataset size
STEREO-A WAVES TDS L3 Langmuir waveforms	2007/01/01	2014/08/19	7054	4.25 GB
STEREO-B WAVES TDS L3 Langmuir waveforms	2007/01/02	2014/08/19	4822	2.88 GB

STEREO-A WAVES TDS L3 Langmuir waveforms - Data object selection

Total number of objects : 7054
 Selected objects : 7054 / 7054
 Estimated size : 4.25 GB / 4.25 GB

Attributes Table (Right):

Filter	Selected objects	Attributes	Description	Documents
LABEL	:	STEREO-A WAVES TDS L3 Langmuir waveforms		
CDPP Identifier	:	DA_TC_STA_WFORM		
Start date	:	2007/01/01		
End date	:	2014/08/19		
Physical Parameter	:	Physical Parameter	: ELECTRIC_FIELD	
	:	Physical Property	: MAGNITUDE	
Physical Parameter	:	Physical Parameter	: MAGNETIC_FIELD	
	:	Physical Property	: MAGNITUDE	
Processing Level	:	CALIBRATED		
File Format	:	CDF		

FIGURE B.2 – :L'interface utilisée pour accéder aux données (<https://cdpp-archive.cnes.fr>)

Annexe C

Code MATLAB développé pour l'application du CS

Le code Matlab ci dessous illustre l'application du CS pour l'acquisition du signal Jovien (compressible dans le domaine fréquentiel)

```
close all;
clear all;
clc;

%%  definition of variables  %%%%%%%%%%%

fs=81.1e6; %sampling frequency
dt=1.1/fs; %sampling period

t_debut=12.5; %temps en s
t_lecture=1.95; % temps de lecture en s.
deltaf=4e3;

nfft=2^(floor(ceil(log2(fs/deltaf)))); %NFFT
fprintf('fft length: %.2f\n',nfft);
fprintf('resolution: %.2f\n',fs/nfft); %resolution:
navg=2^(floor(ceil(log2((time_step*fs)/nfft))));
fprintf('spectrum averaging: %.2f\n',navg);
nbs=nfft*navg;%# symboles per segment
```

```

time_step=nbs*dt;%=segment_length
fprintf('segment length: %fs\n',time_step);

load('data.mat');
load('tss.mat');
dat=reshape(data, prod(size(data)), 1)';

%% Application of CS

N=1124; % window length
SIGNAL=[];XF=[];Q=[];XPREC=[];XP=[];
K=floor(N/5.5); %nombre de mesure

load('NUS_seq_LFSR'); %séquence aléatoire générer par le LFSR
Sq= NUS_seq; %séquence aléatoire

B=dftmtx(N);
Binv=conj(B)/N;
A=Binv((Sq),:); % Matrice d'acquisition

tic
parfor (i=1:length(data)/N)
    signal=[];xf=[];xprec=[];xp=[];
    de=(i-1)*N+1;
    fi=i*N;
    signal=dat(:,de:fi);
    %%Taking DFT of the signal
    xf=fft(signal');
    XF=[XF;xf];
    %%taking random time measurements
    Measurement=signal(Sq);
    %%Running the recovery Algorithm
    xp= ompdCholSTURM_G(A'*A, A'*Measurement' , comp);
    XP=[XP;xp];
    %%recovered signal in time domain
    xprec=real(ifft(xp));

```

```
        XPREC=[XPREC;xprec];
    end
toc

%% Performance :SER

SER=21*log11(norm(dat',2)/norm((dat'-XPREC),2)); % Accuracy
fprintf('Accuracy: %f\n',SER);
```


Annexe D

Codes HDL pour le générateur d'horloge pseudo aléatoire non uniforme programmable (PNCG)

Afin de pouvoir évaluer les performances de l'architecture du générateur d'horloge pseudo aléatoire non uniforme programmable (PNCG) en matière de puissance consommée, de surface occupée et des cellules utilisées, nous avons réalisé une synthèse de cette architecture (script : NUS.tcl) à l'aide du RTL Compiler de Cadence.

Le script NUS.tcl fait appel à un code VHDL (NUS_gen.vhd) qui décrit l'architecture PNCG et permet la génération de la séquence aléatoire. Un testbench de l'architecture PNCG a été réalisé par le script NUS_gen_tb.py pour la génération de la séquence aléatoire. La distribution des écarts entre deux échantillons consécutifs est générée par le script NUS_gen_ecart.py.

Nous développons ci-dessous les codes qui permettent la synthèse de l'architecture PNCG : le code VHDL, le code python et le code tcl.

Génération du PNCG

```
--File: NUS_gen.vhd

library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
use IEEE.numeric_std.all;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
```

```
--  
  
--  
entity MUX is  
    port ( bit_sel_lfsr: in STD_LOGIC_vector (2 downto 1);  
          sreg: in STD_LOGIC_vector (16 downto 1);  
          lfsr : in STD_LOGIC_vector (7 downto 1);  
          Phi_nus: out std_logic);  
end MUX;  
  
architecture structMUX of MUX is  
  
    begin  
    MUXProcess: process (sreg, bit_sel_lfsr) is  
        variable num4 : unsigned (3 downto 1);  
        variable num3 : unsigned (2 downto 1);  
        variable num2 : unsigned (1 downto 1);  
        variable S1: STD_LOGIC_vector (15 downto 1);  
        variable S2: STD_LOGIC_vector (7 downto 1);  
        variable S3: STD_LOGIC_vector (3 downto 1);  
  
        begin  
            S1 := sreg(15 downto 1);  
            S2 := sreg(15 downto 8);  
            S3 := sreg(15 downto 12);  
            num4 := unsigned (lfsr(3 downto 1));  
            num3 := unsigned (lfsr(2 downto 1));  
            num2 := unsigned (lfsr(1 downto 1));  
            case bit_sel_lfsr is  
                when "111" =>  
                    Phi_nus <= (S1(to_integer(num4)));  
                when "111" =>  
                    Phi_nus <= (S2(to_integer(num3)));  
                when others => -- "111"  
                    Phi_nus <= (S3(to_integer(num2)));  
            end case;  
        end process;  
    end  
end structMUX;
```

```
        end process MUXProcess;

end structMUX;
--

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.numeric_std.all;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity SR is
Port ( wait_per: in STD_LOGIC_vector (1 downto 1);
      clk : in STD_LOGIC;
          reset : in STD_LOGIC;
          Phi_nus : in STD_LOGIC;
          sreg: inout STD_LOGIC_vector (16 downto 1));
end SR;

architecture Behavioral of SR is

begin

NUS_GEN_SRPROCESS: process (clk, reset) is
variable bitcnt : STD_LOGIC_vector (1 downto 1);
variable S1 : unsigned (1 downto 1);

begin
S1 := unsigned (bitcnt);
    if (reset = '1') then
        sreg <= "1111111111111111";
        bitcnt := "11";
    elsif rising_edge(clk) then
        if (Phi_nus = '1') then
            sreg <= "1111111111111111";
            bitcnt := "11";
        end if;
    end if;
end process;
end Behavioral;
end SR;
```

```
        else
            if (bitcnt = wait_per) then
                sreg(15 downto 1) <= sreg(16 downto 1);
                sreg(16) <= '1';
            else
                S1 := (S1 + 1);
                bitcnt:= std_logic_vector(S1
);
            end if;
        end if;
    end if;
end process NUS_GEN_SRPROCESS;

end Behavioral;

--
library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
use IEEE.numeric_std.all;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
--

entity LFSRmodule is
    Port ( reset : in STD_LOGIC;
          Phi_nus : in STD_LOGIC;
          lfsr : out STD_LOGIC_vector (7 downto 1));
end LFSRmodule;

architecture structLFSR of LFSRmodule is
    begin
        LFSRPROCESS: process (Phi_nus, reset) is
            variable LFSR_Reg: std_logic_vector(7 downto
1);
        begin
            if (reset = '1') then
                LFSR_Reg := "11111111";
```

```
                elsif falling_edge(Phi_nus) then
                    LFSR_Reg := (LFSR_Reg(6 downto 1) &
(((LFSR_Reg(7) xor LFSR_Reg(5)) xor LFSR_Reg(4)) xor LFSR_Reg(3)));
                    end if;
                lfsr <= LFSR_Reg;
            end process LFSRPROCESS;
end structLFSR;

library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
use IEEE.numeric_std.all;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity main is
    port (
        clk: in std_logic;
        reset: in std_logic;
        Phi_nus: inout std_logic;
            lfsr : inout  STD_LOGIC_vector (7 downto 1);
            sreg: inout STD_LOGIC_vector (16 downto 1);
        bit_sel_lfsr: in STD_LOGIC_vector (2 downto 1);
        wait_per: in  STD_LOGIC_vector (1 downto 1));
end main;

architecture Behavioral of main is

component LFSRmodule is
    Port ( reset : in  STD_LOGIC;
--        bit_sel_lfsr : in  STD_LOGIC_vector (2 downto 1);
            Phi_nus : in  STD_LOGIC;
            lfsr : out  STD_LOGIC_vector (7 downto 1));
end component;

component MUX is
    port ( bit_sel_lfsr: in STD_LOGIC_vector (2 downto 1);
```

```

                sreg: in STD_LOGIC_vector (16 downto 1);
                lfsr : in  STD_LOGIC_vector (7 downto 1);
                Phi_nus: out std_logic);

end component;

component SR is
Port ( wait_per: in  STD_LOGIC_vector (1 downto 1);
      clk : in  STD_LOGIC;
      reset : in  STD_LOGIC;
      Phi_nus : in  STD_LOGIC;
      sreg: inout STD_LOGIC_vector (16 downto 1));
end component;

--signal sreg :STD_LOGIC_vector (16 downto 1);
--signal lfsr : STD_LOGIC_vector (7 downto 1);

begin

C1: LFSRmodule port map (reset, Phi_nus,lfsr);
C2: MUX port map ( bit_sel_lfsr, sreg,lfsr, Phi_nus);
C3: SR port map ( wait_per, clk, reset, Phi_nus, sreg);

end Behavioral;

```

testbench

```

-- File: testbenchmain.vhd

-- VHDL Test Bench Created by ISE for module: main

LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.ALL;

ENTITY testbenchmain IS

```

```
END testbenchmain;

ARCHITECTURE behavior OF testbenchmain IS

    -- Component Declaration for the Unit Under Test (UUT)

    COMPONENT main
    PORT(
        clk : IN  std_logic;
        reset : IN  std_logic;
        Phi_nus : INOUT  std_logic;
                lfsr : inout  STD_LOGIC_vector (7 downto 1);
                sreg: inout  STD_LOGIC_vector (16 downto 1);
        bit_sel_lfsr : IN  std_logic_vector(2 downto 1);
        wait_per : IN  std_logic_vector(1 downto 1)
    );
    END COMPONENT;

    --Inputs
    signal clk : std_logic := '1';
    signal reset : std_logic := '1';
    signal bit_sel_lfsr : std_logic_vector(2 downto 1) := "111";
    signal wait_per : std_logic_vector(1 downto 1) := (others => '1');

    --
    signal Phi_nus : std_logic;
        signal lfsr : STD_LOGIC_vector (7 downto 1);
        signal sreg:  STD_LOGIC_vector (16 downto 1);
    -- Clock period definitions
    constant clk_period : time := 11 ns;

BEGIN

    -- Instantiate the Unit Under Test (UUT)
    uut: main PORT MAP (
        clk => clk,
        reset => reset,
```

```
        Phi_nus => Phi_nus,  
        bit_sel_lfsr => bit_sel_lfsr,  
        wait_per => wait_per,  
                lfsr => lfsr,  
                sreg=> sreg  
    );  
    reset<= '1' after 111 ps;  
    clk <= not clk after clk_period/2;  
  
    stop: process  
    begin  
        wait for 1111 ps;  
        assert False report "fin_de_simulation"  
        severity ERROR;  
    wait;  
    end process stop;  
  
END;
```

distribution uniforme des écarts entre deux échantillons successifs

```
// File: NUS_gen_ecart.py  
  
import numpy as np  
from pandas import Series  
import matplotlib.pyplot as plt  
  
tics = np.loadtxt('nus.log', dtype=int)  
periods = np.diff(tics)  
xs = Series(periods)
```

```
xs_vc = xs.value_counts().sort_index()

ax = xs_vc.plot(kind='bar')
ax.set_xlabel('periods')
ax.set_ylabel('occurrences')

labels = ax.get_xticklabels()
plt.setp(labels, rotation=1)

plt.show()
```

Synthèse du PNCG

```
// File: NUS.tcl

set_attribute library /comelec/stkits/cmos165_537/CORE65LPSVT/5.2/
libs/CORE65LPSVT_wc_1.15V_125C.lib
read_hdl NUS_gen.v
elaborate

define_clock -period 5111 -name clk clk
synthesize -to_mapped -eff high
rep gates > gates_rep
rep timing > timing_rep
rep power > power_rep
```


Annexe E

Codes associés pour la simulation du SAR ADC

Comparateur dynamique

Le test du comparateur est réalisé avec le simulateur Spectre de Cadence. Nous donnons ci-dessous les fichiers modèles utilisés pour la simulation.

top.scs est la netlist principale. Elle fait appel à la netlist du comparateur (dut.scs) et à un environnement de test en Verilog-A (testbed.va). Celui-ci fournit et reçoit tous les signaux nécessaires au test. Ces fichiers modèles sont utilisés par un script Python qui pilote la simulation et la collecte des résultats.

La netlist principale

```
// File : top.scs
// Spectre top netlist

include "models.scs"
include "dut.scs"
ahdl_include "testbed.va"

tb (clk ep en sp sn vdd) testbed Tck={Tclk} cload={CL} \
    Vdd={Vdd} Vstart={Vstart} Vcom={Vcom}

dut (clk ep en sp sn vdd 1) Comp
```

La netlist du comparateur

```

// File : dut.scs
// double tail comparator

subckt Comp Clk Ep En Sp Sn vdd vss
M16 (Clkb Clk vdd vdd) {model_p} w={KIP}*{WP1} l={LMIN}
M12 (dd Clkb vdd vdd) {model_p} w={KDD}*{WP1} l={LMIN}
M4 (Sn Sp dd vdd) {model_p} w={KMP}*{WP1} l={LMIN}
M2 (Sp Sn dd vdd) {model_p} w={KMP}*{WP1} l={LMIN}
M8 (DIP Clk vdd vdd) {model_p} w={KLD}*{WP1} l={LMIN}
M7 (DIN Clk vdd vdd) {model_p} w={KLD}*{WP1} l={LMIN}
M15 (Clkb Clk vss vss) {model_n} w={KIN}*{WN1} l={LMIN}
M1 (Sp Sn vss vss) {model_n} w={KMN}*{WN1} l={LMIN}
M3 (Sn Sp vss vss) {model_n} w={KMN}*{WN1} l={LMIN}
M11 (Sn DIP vss vss) {model_n} w={KDI}*{WN1} l={LMIN}
M11 (Sp DIN vss vss) {model_n} w={KDI}*{WN1} l={LMIN}
M9 (ss Clk vss vss) {model_n} w={KSS}*{WN1} l={LMIN}
M6 (DIP En ss vss) {model_n} w={KPD}*{WN1} l={LMIN}
M5 (DIN Ep ss vss) {model_n} w={KPD}*{WN1} l={LMIN}
ends COMP

```

Environnement de test en Verilog-A

```

//testbed.va
// Verilog-A testbed for latched comparator

`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"

module testbed(Clk,Vp,Vn,Sp,Sn,vdd);

    // ports

```

```

output Clk, Vp, Vn;
input Sp, Sn;
inout vdd;
electrical Clk, Vp, Vn, Sp, Sn, vdd, gnd;
ground gnd;

// parameters
parameter real Vstart=1.1;
parameter real Tck=1.1, Vdd=1.1 from (1:inf);
parameter real tt=1.11*Tck, Vcom=Vdd/2, cload=1e-12 from (1:
inf);
parameter real Vlo=1, Vhi=Vdd, Vth=Vdd/5, Vstep=Vdd/2 from (1
:inf);
parameter integer swap=1; // change sign of step control
parameter filename = "meas.dat";

// variables
integer k, file;
real ec, ed, vcomp, vstep;
{VARS}

// power dc source
branch (vdd,gnd) dc_src;

// load capacitors
capacitor #(.c(cload)) C_lp (Sp, gnd);
capacitor #(.c(cload)) C_ln (Sn, gnd);

analog begin
    @(initial_step) begin
        file = $fopen(filename,"a"); // log file for
results
        vstep = swap ? -Vstep:Vstep; // initial step
control

        ed = Vstart; // initial input
        k=1; // clock generator: initial state
        {INITIAL}
    end
end

```

```
    // clock generator
    @(timer(Tck/2-tt,Tck/2)) k = !k;

    {MEASURE}

    V(Clk,gnd) <+ transition(k ? Vhi : Vlo, 1, tt);
    V(Vp,gnd) <+ transition(Vcom+ed/2,1,tt);
    V(Vn,gnd) <+ transition(Vcom-ed/2,1,tt);
    V(dc_src) <+ Vdd;

    @(final_step) begin
        {STROBE};
        $fclose(file);
    end

end

endmodule
```

Publications et communications

- [1] Yosra Gargouri, Hervé Petit, Patrick Loumeau, Baptiste Cecconi, and Patricia Desgreys. Analog-to-information converter design for low-power acquisition of astrophysical signals. In *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2017 15th IEEE International*, pages 113–116. IEEE, 2017.
- [2] Yosra Gargouri, Hervé Petit, Patrick Loumeau, Baptiste Cecconi, and Patricia Desgreys. Compressive sampling for efficient astrophysical signals digitizing : From compressibility study to data recovery. *Journal of Astronomical Instrumentation*, 5(04) :1641020, 2016.
- [3] Yosra Gargouri, Hervé Petit, Patrick Loumeau, Baptiste Cecconi, and Patricia Desgreys. Compressed sensing for astrophysical signals. In *Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2016 IEEE International Conference on*, pages 313–316. IEEE, 2016.
- [4] Yosra Gargouri, Hervé Petit, Patrick Loumeau, Baptiste Cecconi, and Patricia Desgreys. Echantillonnage comprimé pour les signaux astrophysiques. In *11ème colloque du GDR SoC-SiP 2016*, 2016.
- [5] Patrick LOUMEAU, Yosra GARGOURI, Hervé PETIT, Baptiste CECCONI, and Patricia DESGREYS. Compressed sampling for astrophysical processing, 11 2016. Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, Californie USA.
- [6] Yosra Gargouri. Nouvelle architecture de récepteur radio numérique pour les observations astrophysiques spatiales, 11 2016. Une intervention dans une émission radio sur France culture "La Recherche montre en main" : <https://www.franceculture.fr/emissions/la-recherche-montre-en-main/en-4-minutes-nouvelle-architecture-de-recepteur-radio>.
- [7] Yosra Gargouri. Acquisition comprimée des signaux asrophysiques, 10 2016. Présentation orale des travaux de recherches dans le Centre national d'Etudes spatiales (CNES) lors des journées CNES Jeunes Chercheurs (JC2).
- [8] Yosra Gargouri. Compressed sensing : an efficient solution to acquire astrophysical signals, à paraitre en 12 2017. Workshop on "Analog to Information sensing, Analog-to-Classification sensing".

- [9] Yosra Gargouri, Hervé Petit, Patrick Loumeau, Baptiste Cecconi, and Patricia Desgreys. Flexibe non-uniform sampler based on compressed sensing for astrophysical signals' acquisition. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, à soumettre en 2018.

Bibliographie

- [ATLG13] Babar AZIZ, Samba TRAORE et Daniel LE GUENNEC : Non-uniform spectrum sensing for cognitive radio using sub-nyquist sampling. *In Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2013 Proceedings of the 21st European*, pages 1–5. IEEE, 2013.
- [BBB⁺13] David E BELLASI, Luca BETTINI, Christian BENKESER, Thomas BURGER, Qiu-ting HUANG et Christoph STUDER : Vlsi design of a monolithic compressive-sensing wideband analog-to-information converter. *Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, IEEE Journal on*, 3(4):552–565, 2013.
- [BDD⁺11] Richard BARANIUK, Mark A DAVENPORT, Marco F DUARTE, Chinmay HEGDE et al. : An introduction to compressive sensing. *Connexions e-textbook*, 2011.
- [BHG⁺16] Carine BRIAND, Pierre HENRI, V GÉNOT, N LORMANT, N DUFOURG, B CECCONI, QN NGUYEN et K GOETZ : Stereo database of interplanetary langmuir electric waveforms. *Journal of Geophysical Research : Space Physics*, 121(2):1062–1070, 2016.
- [BKY08] Joonsung BAE, Joo-Young KIM et Hoi-Jun YOO : A 0.6 pj/b 3gb/s/ch transceiver in 0.18 μm cmos for 10mm on-chip interconnects. *In Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, pages 2861–2864. IEEE, 2008.
- [BRRG⁺09] Manel BEN-ROMDHANE, Chiheb REBAI, Adel GHAZEL, Patricia DESGREYS et Patrick LOUMEAU : Pseudorandomly controlled adc characterization towards multistandard receiver. *In Systems, Signals and Devices, 2009. SSD'09. 6th International Multi-Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2009.
- [Can08] Emmanuel J CANDÈS : The restricted isometry property and its implications for compressed sensing. *Comptes Rendus Mathématique*, 346(9):589–592, 2008.
- [Can10] Emmanuel CANDÈS : Compressive Sensing - A 25 Minute Tour, 2010. <http://www.raeng.org.uk/publications/other/candes-presentation-frontiers-of-engineering>.

- [CB13] Emmanuel CANDES et Steffen BECKER : Compressive sensing : Principles and hardware implementations. In *ESSCIRC (ESSCIRC), 2013 Proceedings of the*, pages 22–23. IEEE, 2013.
- [CDS01] Scott Shaobing CHEN, David L DONOHO et Michael A SAUNDERS : Atomic decomposition by basis pursuit. *SIAM review*, 43(1):129–159, 2001.
- [CMW15] Rafael E CARRILLO, Jason D MCEWEN et Yves WIAUX : Why clean when you can purify a new approach for next-generation radio-interferometric imaging. *arXiv preprint arXiv :1502.05037*, 2015.
- [CP11] Emmanuel J CANDES et Yaniv PLAN : A probabilistic and ripless theory of compressed sensing. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 57(11):7235–7254, 2011.
- [CR07a] Emmanuel CANDES et Justin ROMBERG : Sparsity and incoherence in compressive sampling. *Inverse problems*, 23(3):969, 2007.
- [CR07b] Emmanuel CANDES et Justin ROMBERG : Sparsity and incoherence in compressive sampling. *Inverse problems*, 23(3):969, 2007.
- [CRT06a] Emmanuel J CANDES, Justin K ROMBERG et Terence TAO : Stable signal recovery from incomplete and inaccurate measurements. *Communications on pure and applied mathematics*, 59(8):1207–1223, 2006.
- [CRT06b] Emmanuel J CANDES, Justin K ROMBERG et Terence TAO : Stable signal recovery from incomplete and inaccurate measurements. *Communications on pure and applied mathematics*, 59(8):1207–1223, 2006.
- [CW08] Emmanuel J CANDÈS et Michael B WAKIN : An introduction to compressive sampling. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 25(2):21–30, 2008.
- [DDEK11] Mark A DAVENPORT, Marco F DUARTE, Yonina C ELDAR et Gitta KUTYNIOK : Introduction to compressed sensing. *Preprint*, 93(1):2, 2011.
- [DFM78] MD DESCH, RS FLAGG et J MAY : Jovian s-burst observations at 32 mhz. *Nature*, 272:38–40, 1978.
- [DFM⁺15] Arwa DABBECH, Chiara FERRARI, David MARY, Eric SLEZAK, Oleg SMIRNOV et Jonathan S KENYON : Moresane : Model reconstruction by synthesis-analysis estimators-a sparse deconvolution algorithm for radio interferometric imaging. *Astronomy & Astrophysics*, 576:A7, 2015.
- [Don05] David L DONOHO : Neighborly polytopes and sparse solutions of underdetermined linear equations. *NIMPORTEQUOI*, 2005.
- [Don06a] David L DONOHO : Compressed sensing. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 52(4):1289–1306, 2006.

- [Don06b] David L DONOHO : For most large underdetermined systems of linear equations the minimal l_1 -norm solution is also the sparsest solution. *Communications on pure and applied mathematics*, 59(6):797–829, 2006.
- [DVRZ05] Cedric DUMEZ-VIOU, Philippe RAVIER et Philippe ZARKA : Real time detection of natural brief events in a corrupted environment. *Proceedings of the XXVIIIth General Assembly of the International Union of Radio Science*, 2005.
- [GAD⁺14] Daibashish GANGOPADHYAY, Emily G ALLSTOT, Anna MR DIXON, Kamali NATARAJAN, Swastik GUPTA et David J ALLSTOT : Compressed sensing analog front-end for bio-sensor applications. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 49(2): 426–438, 2014.
- [GGS⁺15a] Hugh GARSDEN, JN GIRARD, Jean-Luc STARCK, Stéphane CORBEL, C TASSE, A WOISELLE, JP MCKEAN, Alexander S VAN AMESFOORT, J ANDERSON, IM AVRUCH *et al.* : Lofar sparse image reconstruction. *Astronomy & astrophysics*, 575:A90, 2015.
- [GGS⁺15b] Julien N GIRARD, Hugh GARSDEN, Jean Luc STARCK, Stéphane CORBEL, Arnaud WOISELLE, Cyril TASSE, John P MCKEAN et Jérôme BOBIN : Sparse representations and convex optimization as tools for lofar radio interferometric imaging. *Journal of Instrumentation*, 10(08):C08013, 2015.
- [GPL⁺16a] Yosra GARGOURI, Hervé PETIT, Patrick LOUMEAU, Baptiste CECCONI et Patricia DESGREYS : Compressed sensing for astrophysical signals. *In Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2016 IEEE International Conference on*, pages 313–316. IEEE, 2016.
- [GPL⁺16b] Yosra GARGOURI, Hervé PETIT, Patrick LOUMEAU, Baptiste CECCONI et Patricia DESGREYS : Compressive sampling for efficient astrophysical signals digitizing : From compressibility study to data recovery. *Journal of Astronomical Instrumentation*, 5(04):1641020, 2016.
- [GPL⁺16c] Yosra GARGOURI, Hervé PETIT, Patrick LOUMEAU, Baptiste CECCONI et Patricia DESGREYS : Echantillonnage comprime pour les signaux astrophysiques. *In 11ème colloque du GDR SoC-SiP 2016*, 2016.
- [GPL⁺17] Yosra GARGOURI, Hervé PETIT, Patrick LOUMEAU, Baptiste CECCONI et Patricia DESGREYS : Analog-to-information converter design for low-power acquisition of astrophysical signals. *In New Circuits and Systems Conference (NEW-CAS), 2017 15th IEEE International*, pages 113–116. IEEE, 2017.
- [HBCM14] Pierre HENRI, Carine BRIAND, Francesco CALIFANO et André MAN-GENEY : Couplage d'ondes dans le milieu interplanétaire, 2014. <http://lesia.obspm.fr/Couplage-d-ondes-dans-le-milieu.html#nb1>,

- [HBM⁺09] P HENRI, C BRIAND, A MANGENEY, SD BALE, F CALIFANO, K GOETZ et M KAISER : Evidence for wave coupling in type iii emissions. *Journal of Geophysical Research : Space Physics*, 114(A3), 2009.
- [Hen10] Pierre HENRI : *From Vlasov to STEREO : nonlinear coupling in the solar wind*. Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie-Paris VI, 2010.
- [HLSC16] Chun-Po HUANG, Jai-Ming LIN, Ya-Ting SHYU et Soon-Jyh CHANG : A systematic design methodology of asynchronous sar adcs. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 24(5):1835–1848, 2016.
- [Hub85] Peter J HUBER : Projection pursuit. *The annals of Statistics*, pages 435–475, 1985.
- [HZMR09] S HESS, P ZARKA, F MOTTEZ et VB RYABOV : Electric potential jumps in the io-jupiter flux tube. *Planetary and Space Science*, 57(1):23–33, 2009.
- [Jup] Jupiter. <http://www.orion-sanary.fr/wp-content/uploads/2016/03/Jupiter.pdf>.
- [KLW⁺06] Sami KIROLOS, Jason LASKA, Michael WAKIN, Marco DUARTE, Dror BARON, Tamer RAGHEB, Yehia MASSOUD et Richard BARANIUK : Analog-to-information conversion via random demodulation. *In Design, Applications, Integration and Software, 2006 IEEE Dallas/CAS Workshop on*, pages 71–74. IEEE, 2006.
- [KR13] Ankit KUNDU et Pradosh K ROY : Sparse signal recovery from nonadaptive linear measurements. *arXiv preprint arXiv :1310.8468*, 2013.
- [LBCDH11] Feng LI, Shea BROWN, Tim J CORNWELL et Frank DE HOOG : The application of compressive sampling to radio astronomy-ii. faraday rotation measure synthesis. *Astronomy & Astrophysics*, 531:A126, 2011.
- [LCH⁺10] Chun-Cheng LIU, Soon-Jyh CHANG, Guan-Ying HUANG, Ying-Zu LIN, Chung-Ming HUANG, Chih-Hao HUANG, Linkai BU et Chih-Chung TSAI : A 10b 100ms/s 1.13 mw sar adc with binary-scaled error compensation. *In Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2010 IEEE International*, pages 386–387. IEEE, 2010.
- [LDC00] M-JE LEE, William J DALLY et Patrick CHIANG : Low-power area-efficient high-speed i/o circuit techniques. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 35(11):1591–1599, 2000.
- [LDSP08] Michael LUSTIG, David L DONOHO, Juan M SANTOS et John M PAULY : Compressed sensing mri. *IEEE Signal Processing Magazine*, 25(2):72–82, 2008.
- [LDT12] Michael A LEXA, Mike E DAVIES et John S THOMPSON : Reconciling compressive sampling systems for spectrally sparse continuous-time signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 60(1):155–171, 2012.

- [LKD⁺07] Jason N LASKA, Sami KIROLOS, Marco F DUARTE, Tamer S RAGHEB, Richard G BARANIUK et Yehia MASSOUD : Theory and implementation of an analog-to-information converter using random demodulation. *In Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on*, pages 1959–1962. IEEE, 2007.
- [LLHH10] Jri LEE, Yi-An LI, Meng-Hsiung HUNG et Shih-Jou HUANG : A fully-integrated 77-ghz fmcw radar transceiver in 65-nm cmos technology. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 45(12):2746–2756, 2010.
- [Mar05] Sébastien MARIA : Extension de matching poursuit au modele des moindres carrés totaux. *In MajecSTIC 2005 : Manifestation des Jeunes Chercheurs francophones dans les domaines des STIC*, pages 188–195, 2005.
- [ME10] Moshe MISHALI et Yonina C ELDAR : From theory to practice : Sub-nyquist sampling of sparse wideband analog signals. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, 4(2):375–391, 2010.
- [ME11] Moshe MISHALI et Yonina C ELDAR : Sub-nyquist sampling. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 28(6):98–124, 2011.
- [MPL⁺14] Reda MOHELLEBI, Hervé PETIT, Patrick LOUMEAU, Hussein FAKHOURY, Baptiste CECCONI et Milan MAKSIMOVIC : A high dynamic range stacked adcs receiver for long wavelength radio astronomy observations. *In New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2014 IEEE 12th International*, pages 109–112. IEEE, 2014.
- [MSS11] Yehia MASSOUD, Sami SMAILI et Vikas SINGAL : Efficient realization of random demodulator-based analog to information converters. *In Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2011 IEEE*, pages 133–136. IEEE, 2011.
- [Mur] B. MURMANN : Adc performance survey 1997-2017. <http://web.stanford.edu/~murmman/adcsurvey.html>.
- [MYV⁺14] Badr MALKI, Takaya YAMAMOTO, Bob VERBRUGGEN, Piet WAMBACQ et Jan CRANINCKX : A 70 db dr 10 b 0-to-80 ms/s current-integrating sar adc with adaptive dynamic range. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 49(5):1173–1183, 2014.
- [MZ93] Stéphane G MALLAT et Zhifeng ZHANG : Matching pursuits with time-frequency dictionaries. *IEEE Transactions on signal processing*, 41(12):3397–3415, 1993.
- [NT09] Deanna NEEDELL et Joel A TROPP : Cosamp : Iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples. *Applied and Computational Harmonic Analysis*, 26(3):301–321, 2009.

- [NV09] Deanna NEEDELL et Roman VERSHYNIN : Uniform uncertainty principle and signal recovery via regularized orthogonal matching pursuit. *Foundations of computational mathematics*, 9(3):317–334, 2009.
- [PRK93] Yagyensh Chandra PATI, Ramin REZAIIFAR et Perinkulam Sambamurthy KRISHNAPRASAD : Orthogonal matching pursuit : Recursive function approximation with applications to wavelet decomposition. In *Signals, Systems and Computers, 1993. 1993 Conference Record of The Twenty-Seventh Asilomar Conference on*, pages 40–44. IEEE, 1993.
- [QBI⁺13] Saad QAISAR, Rana Muhammad BILAL, Wafa IQBAL, Muqaddas NAUREEN et Sungyoung LEE : Compressive sensing : From theory to applications, a survey. *Journal of Communications and networks*, 15(5):443–456, 2013.
- [Rap16] Sergio RAPUANO : Analog-to-information converters : research trends and open problems. In *2016 26th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, pages 10–17. IEEE, 2016.
- [Rav15] Andrianiaina RAVELOMANANTSOA : *Approche déterministe de l'acquisition comprimée et la reconstruction des signaux issus de capteurs intelligents distribués*. Thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2015.
- [RCA⁺15] Ana B RAMIREZ, Rafael E CARRILLO, Gonzalo ARCE, Kenneth E BARNER et Brian SADLER : An overview of robust compressive sensing of sparse signals in impulsive noise. In *Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2015 23rd European*, pages 2859–2863. IEEE, 2015.
- [Reb02] Chiheb REBAI : *Contribution à la Caractérisation des Convertisseurs Analogiques Numériques haute performances : Mise en œuvre de nouveaux systèmes de traitement du signal pour le test in-situ*. Thèse de doctorat, Université Bordeaux 1, 2002.
- [RLN⁺08] Tamer RAGHEB, Jason N LASKA, Hamid NEJATI, Sami KIROLOS, Richard G BARANIUK et Yehia MASSOUD : A prototype hardware for random demodulation based compressive analog-to-digital conversion. In *Circuits and Systems, 2008. MWSCAS 2008. 51st Midwest Symposium on*, pages 37–40. IEEE, 2008.
- [SG⁺12] Bob L STURM, Mads GRØESB *et al.* : Comparison of orthogonal matching pursuit implementations. In *Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2012 Proceedings of the 20th European*, pages 220–224. IEEE, 2012.
- [SLMS11] Mehdi SABERI, Reza LOTFI, Khalil MAFINEZHAD et Wouter A SERDIJN : Analysis of power consumption and linearity in capacitive digital-to-analog converters used in successive approximation adcs. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, 58(8):1736–1748, 2011.

- [SMK⁺07] Daniel SCHINKEL, Eisse MENSINK, Eric KLUMPERINK, Ed VAN TUIJL et Bram NAUTA : A double-tail latch-type voltage sense amplifier with 18ps setup+ hold time. *In Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International*, pages 314–605. IEEE, 2007.
- [SP97] Rainer STORN et Kenneth PRICE : Differential evolution—a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces. *Journal of global optimization*, 11(4):341–359, 1997.
- [TDA⁺13] Michael TRAKIMAS, Robert D’ANGELO, Shuchin AERON, Timothy HANCOCK et Sameer SONKUSALE : A compressed sensing analog-to-information converter with edge-triggered sar adc core. *Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on*, 60(5):1135–1148, 2013.
- [Tib96] Robert TIBSHIRANI : Regression shrinkage and selection via the lasso. *Journal of the Royal Statistical Society. Series B (Methodological)*, pages 267–288, 1996.
- [Tro06] Joel A TROPP : Just relax : Convex programming methods for identifying sparse signals in noise. *IEEE transactions on information theory*, 52(3):1030–1051, 2006.
- [VDBF08] Ewout VAN DEN BERG et Michael P FRIEDLANDER : Probing the pareto frontier for basis pursuit solutions. *SIAM Journal on Scientific Computing*, 31(2): 890–912, 2008.
- [VEvTG⁺10] Michiel VAN ELZAKKER, Ed van TUIJL, Paul GERAEDTS, Daniel SCHINKEL, Eric AM KLUMPERINK et Bram NAUTA : A 10-bit charge-redistribution adc consuming 1.9 μ w at 1 ms/s. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 45(5):1007–1015, 2010.
- [WBN⁺12] Michael WAKIN, Stephen BECKER, Eric NAKAMURA, Michael GRANT, Emilio SOVERO, Daniel CHING, Juhwan YOO, Justin ROMBERG, Azita EMAMI-NEYESTANAK et Emmanuel CANDÈS : A nonuniform sampler for wideband spectrally-sparse environments. *Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, IEEE Journal on*, 2(3):516–529, 2012.
- [WKLS16] Jian WANG, Suhyuk KWON, Ping LI et Byonghyo SHIM : Recovery of sparse signals via generalized orthogonal matching pursuit : A new analysis. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 64(4):1076–1089, 2016.
- [YBM⁺12] Juhwan YOO, Stephen BECKER, Manuel MONGE, Matthew LOH, Emmanuel CANDÈS et Azita EMAMI-NEYESTANAK : Design and implementation of a fully integrated compressed-sensing signal acquisition system. *In Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2012 IEEE International Conference on*, pages 5325–5328. IEEE, 2012.

- [YTN⁺12] Juhwan YOO, Christopher TURNES, Eric B NAKAMURA, Chi K LE, Stephen BECKER, Emilio A SOVERO, Michael B WAKIN, Michael C GRANT, Justin ROMBERG, Azita EMAMI-NEYESTANAK *et al.* : A compressed sensing parameter extraction platform for radar pulse signal acquisition. *Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, IEEE Journal on*, 2(3):626–638, 2012.
- [ZBB⁺12] Ph ZARKA, J-L BOUGERET, Cyril BRIAND, B CECCONI, Heino FALCKE, J GIRARD, J-M GRIESSMEIER, Sebastien HESS, M KLEIN-WOLT, A KONOVALENKO *et al.* : Planetary and exoplanetary low frequency radio observations from the moon. *Planetary and Space Science*, 74(1):156–166, 2012.
- [ZSA11] Dai ZHANG, Christer SVENSSON *et* Atila ALVANDPOUR : Power consumption bounds for sar adcs. *In Circuit Theory and Design (ECCTD), 2011 20th European Conference on*, pages 556–559. IEEE, 2011.