

UNIVERSITÉ LILLE 1, SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
UNIVERSITÉ FÉLIX HOUPHOUËT-BOIGNY  
ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR N° 72

Doctorat  
Micro et nanotechnologies, acoustique et  
télécommunications

Modélisation et Optimisation des  
Transmissions Ultra-Large Bande à  
Impulsions Radio dans les Réseaux  
*ad hoc*

KOUASSI Kouakou

Thèse dirigée par

CLAVIER Laurent

DOUMBIA Issa

Soutenue le 22 novembre 2012

**Jury :**

COUDOUX FRANÇOIS-XAVIER	Professeur à l'UVHC Valenciennes	président du jury
CLAVIER LAURENT	Professeur à L'Université de Lille 1	Diecteur
DOUMBIA ISSA	Professeur à L'Université H.B. Abidjan	Co-Directeur
ROLLAND PAUL-ALAIN	Professeur à L'Université de Lille 1	Co-Directeur
DIOURIS JEAN-FRANÇOIS	Professeur à l'Université de Nantes	rapporteur
POUSSET YANNIS	Professeur à l'Université de Poitiers	rapporteur
RADOI EMANUEL	Maître de Conférences (HDR) UBO	Examineur
GOUPIL ALBAN	Maître de Conférences à l'URCA Reims	Examineur



UNIVERSITÉ LILLE 1, SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
UNIVERSITÉ FÉLIX HOUPHOUËT-BOIGNY  
ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR N° 72

Doctorate  
Micro and nanotechnology, telecommunications  
and acoustics

# Modeling and Optimization of Impulse Radio Ultra-Wideband Signals in *ad hoc* Networks

KOUASSI Kouakou

Ph. D. thesis supervised by

CLAVIER Laurent

DOUMBIA Issa

Defended on Thursday 22<sup>nd</sup> November, 2012

**Jury:**

COUDOUX FRANÇOIS-XAVIER	Professeur à l'UVHC Valenciennes	President of the jury
CLAVIER LAURENT	Professeur à L'Université de Lille 1	Director
DOUMBIA ISSA	Professeur à L'Université H.B. Abidjan	Co-Director
ROLLAND PAUL-ALAIN	Professeur à L'Université de Lille 1	Co-Director
DIOURIS JEAN-FRANÇOIS	Professeur à l'Université de Nantes	Recorder
POUSSET YANNIS	Professeur à l'Université de Poitiers	Recorder
RADOI EMANUEL	Maître de Conférences (HDR) UBO	Reviewer
GOUPIL ALBAN	Maître de Conférences à l'URCA Reims	Reviewer



**Mots clés :** Traitement du signal, Accès multiple, ULB impulsionnelle,  
Optimisation Multi-critères, Algorithme Génétique, Programmation  
Conique du Second Ordre

**Keywords:** Signal Processing, Multi Access, IR-UWB, Error Probability ,  
Multiobjective Optimisation, Genetic Algorithm, Second Order Cone  
Program



Cette thèse a été préparée à l'



Parc Scientifique de la Haute Borne

50, avenue Halley

B.P. 70478

59658 Villeneuve d'Ascq cedex

☎ + 33 (0) 3 62 53 15 18

FAX +33 (0) 3 20 71 70 42

✉ secretariat@ircica.univ-lille1.fr

Site <http://www.ircica.univ-lille1.fr/>



*à Konan Adjoua*



« Toute connaissance est une  
réponse à une question. »

---

Gaston BACHELARD



# Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués dans l'équipe Circuits Systèmes Applications des Microondes (CSAM) de l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille; une équipe du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS). Cette thèse est issue d'une cotutelle entre l'Université de Lille 1 et l'Université d'Abidjan<sup>1</sup>. Je tiens avant tout à exprimer ma gratitude à Laurent CLAVIER qui a accepté d'encadrer ce travail depuis Abidjan. Je remercie Monsieur et Madame ROLLAND, successivement responsable du groupe CSAM et directeur de l'Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée (I.R.C.I.C.A.) pour le premier. Merci, de m'avoir accueilli au sein de l'équipe! Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance au Professeur Issa DOUMBIA sans qui la collaboration entre les deux universités n'aurait pas eu lieu. Je remercie mes directeurs et encadrant pour leur disponibilité, leur richesse scientifique et leurs nombreux conseils qui m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier tous les membres du jury d'avoir accepté de juger ce travail. J'exprime toute ma gratitude à DIOURIS Jean-François et POUSSET Yannis qui m'ont fait l'honneur de rapporter mes travaux de thèse. Je remercie également RADOI Emanuel et GOUPIL Alban pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

---

1. Anciennement connue sous le nom "Université de Cocody", elle vient récemment d'être rebaptisée "Université Félix Houphouët-Boigny"

Je tiens également à remercier tous les occupants de la salle de calcul 226 pour les longues discussions sur de nombreux sujets aussi divers que variés. Je pense très particulièrement à mes deux voisins, Mindong Li et Benoit Tani pour les quelques simulations ADS sur les pistes de mise en œuvre de mes travaux, Aymeric pour son esprit d'équipe toujours prêt à organiser raclette, barbecue, aux membres du "CUPUC" (Aymeric Pastre, Alexandre Boé, Benoit Tani, Yoann Bourlier, Rémi Bernard) de la pause déjeuné. Je pense aussi à Wei Gu pour nos discussions L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X. Je remercie aussi Jeijia Chen pour ces nombreux conseils et encouragement au nouveau thésard que j'étais. Je remercie les permanents de l'équipe, Christian, Christophe (Loyez et Lethien), Rédha, Michel, Bernard pour les nombreuses discussions enrichissantes. Merci Christian, je garde précieusement l'affiche du "Gentleman de Cocody".

Je remercie également mes amis, qui m'ont permis durant ces trois années de thèse de me détendre et de passer de bons moments. Mes pensées vont bien sûr à toute ma famille, mon papa, ma maman, mes sœurs. Je profite de ces quelques lignes pour vous dire que vous comptez beaucoup à mes yeux et vous remercie pour le soutien que vous m'avez apporté et la confiance que vous avez toujours eu à mon égard.

# Notes

Cette thèse est issue d'une cotutelle entre l'Université de Lille 1 et l'Université d'Abidjan. Les travaux ont fait l'objet de deux communications [1, 2]. Une publication dans *IEEE, communication letter* est actuellement en cours de *review* mineur. Elle s'intitule : *Optimal PWR Codes for TH-PPM UWB Multiple-Access Interference Mitigation*.



# Résumé

Cette thèse s'articule autour des transmissions ultra-large bande à impulsions radio dans les réseaux de capteurs. Ces réseaux sont capables de générer une quantité suffisamment élevée d'interférences pour rendre les communications peu fiables. La technique utilisée pour séparer les données est la modulation par position d'impulsion qui distingue les données en leur attribuant des décalages temporels différents.

Il s'agit, dans ce travail, de faire des propositions pour réduire ces interférences tout en respectant les réglementations (masques spectrales) sur les fréquences radioélectriques, imposées dans les pays où ces réseaux seront amenés à être utilisés. A titre indicatif, cette thèse ne fait référence qu'au masque américain. Toutefois, la méthodologie proposée est applicable à tout autre masque.

Les masques étant fortement restrictifs, nous nous sommes intéressés, de prime abord, à l'aménagement du spectre des signaux émis afin de permettre une utilisation optimale du peu de puissance disponible. La proposition que nous faisons permet une excellente occupation spectrale.

Ensuite, une modélisation analytique prenant en compte la précédente alternative permet d'évaluer numériquement les performances dans un cadre multiutilisateur. Ces dernières sont comparées à celles obtenues par des simulations de type Monte-Carlo. Il s'avère que le modèle est suffisamment précis pour servir de base à une optimisation, à la fois, des performances et de l'occupation spectrale. Les résultats obtenus montrent que notre proposition permet de fiabiliser les transmissions au sein des réseaux de capteurs sujets à de fortes perturbations dues à l'accès multiple.



# Abstract

This thesis focuses on impulse radio Ultra-Wide Band (UWB) transmissions in *ad hoc* sensor networks. Such networks are able to generate strong enough multiple access interference to be less reliable. The method used to distinguish data is the Pulse Position Modulation where a different delay is assign to each data type.

The purpose of this study is to suggest proposals to mitigate this issue while fitting with the radio waves regulations in the countries where these networks will operate. As a rough guide, this thesis only refers to the American UWB regulation. However, the proposed methodology is relevant to any kind of mask.

The masks are highly restrictive. We are therefore interested to the transmitted signals spectrum shapes, first, in order to guarantee an optimal use of the available power. The proposal we made for this purpose allows a very efficient usage of the spectrum.

Then an analytical model taking into account the last suggestion is built to numerically evaluate the performances in a multiple access context. These performances are compared to the ones obtained via Monte-Carlo simulations. It appears that the model is accurate enough to be used in an optimisation process. This process aims to find data signals that give the best performances and the optimal spectral occupancies, at the same time. The obtained results show that our proposal allows to make more reliable transmissions in dense *ad hoc* sensor networks.



# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>xxi</b>
<b>Table des figures</b>	<b>xxiii</b>
<b>1 Introduction</b>	<b>1</b>
1.1 Contexte de l'étude . . . . .	1
1.2 Problématique . . . . .	3
1.3 Hypothèses et objectif . . . . .	3
1.3.1 Plan de travail . . . . .	4
<b>2 Algorithme Génétique et Optimisation Multi-Critères</b>	<b>7</b>
2.1 Différentes Classes de Problèmes . . . . .	7
2.2 Choix de la Technique d'Optimisation . . . . .	8
2.3 Algorithme Génétique . . . . .	10
2.3.1 Les analogies de l'AG avec la génétique classique . . . . .	10
2.3.2 Les fondements . . . . .	12
2.3.3 Les Principaux Opérateurs . . . . .	15
2.3.4 Le Critère d'Arrêt . . . . .	18
2.4 Optimisation Multi-Critères . . . . .	18
2.4.1 Formulation des problèmes multi-critères . . . . .	21
2.4.2 Le concept de Dominance . . . . .	21
2.4.3 Optimalité de Pareto . . . . .	23
2.4.4 Méthodes de résolution . . . . .	24

<b>3</b>	<b>Caractéristiques et formes d'ondes des Signaux UWB</b>	<b>35</b>
3.1	Caractéristiques des signaux UWB . . . . .	35
3.1.1	Description des signaux UWB . . . . .	35
3.1.2	Propriétés et applications de l'UWB . . . . .	36
3.1.3	Les différentes réglementations . . . . .	37
3.1.4	Densité spectrale de puissance (DSP) des signaux UWB . . . . .	39
3.1.5	État de l'art sur les techniques de lissage de spectre . . . . .	43
3.2	Variation de l'étalement des impulsions . . . . .	52
3.2.1	Conception des codes d'étalement aléatoire des impulsions . . . . .	53
3.2.2	Exemples de codes PWR optimaux . . . . .	58
3.2.3	Code d'étalement et variation de l'amplitude des impulsions . . . . .	62
3.3	Génération d'impulsions optimales . . . . .	64
3.3.1	Modèle de conception d'impulsion avec le filtrage FIR . . . . .	66
3.3.2	construction d'une impulsion optimale . . . . .	68
3.3.3	Analyse de la convergence . . . . .	70
3.3.4	Simulations . . . . .	72
<b>4</b>	<b>Optimisation des Transmissions TH IR-UWB</b>	<b>81</b>
4.1	Contexte . . . . .	81
4.2	Modélisation des Performances . . . . .	86
4.2.1	Modèle général des signaux transmis . . . . .	86
4.2.2	Calcul du BER . . . . .	90
4.3	Application aux transmissions multi-utilisateurs . . . . .	97
<b>5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>113</b>
	<b>Fonction caractéristique et densité de probabilité</b>	<b>5-1</b>
	<b>Fonction de répartition de la composante de bruit blanc</b>	<b>5-7</b>

# Table des figures

2.1	Exemple des deux fonctions à extremum contradictoire . . . . .	19
2.2	Illustration de la relation de dominance : les points gris représentent toutes des solutions dominées. . . . .	22
2.3	Organigramme de l'NSA . . . . .	25
2.4	Cuboïdes des solutions $x_i$ et $x_j$ . . . . .	26
2.5	Organigramme du C-D-A . . . . .	27
2.6	Programme principale du NSGA-II . . . . .	28
2.7	Évolution des populations dans le NSGA-II . . . . .	29
2.8	Mécanisme de la recherche de solution d'OR . . . . .	31
2.9	Mécanisme de la recherche de solution d'OA . . . . .	32
3.1	Masques spectraux définis par la FCC pour les communications. . .	38
3.2	Masque spectral UWB de la communauté européenne. . . . .	39
3.3	Spectre d'un signal TH-IR muni d'un code TH court . . . . .	45
3.4	Spectre d'un signal TH-IR muni d'un code TH long . . . . .	48
3.5	DSP d'un signal TH-IR muni d'un code TH court et une séquence de polarisation courte . . . . .	50
3.6	DSP d'un signal TH-IR muni d'un code TH court et une séquence de polarisation longue . . . . .	51
3.7	Graphe statistique illustrant les pertes de puissances moyennes intrinsèques des codes de polarisation court et long . . . . .	52
3.8	Algorithme de génération des séquences d'étalement . . . . .	56

3.9	Comparaison de spectres avec des $\bar{P}$ différents . . . . .	59
3.10	DSP d'un signal TH-IR muni d'un code TH court et une séquence de polarisation longue . . . . .	60
3.11	Les pertes de puissance intrinsèques supplémentaires normalisées des codages de polarité et d'étalement . . . . .	61
3.12	Les pertes de puissance intrinsèques supplémentaires normalisées des codages d'étalement court et long . . . . .	62
3.13	Influence de l'ajustement d'amplitude pour de la mise en œuvre du code d'étalement . . . . .	64
3.14	Organigramme de la méthode de conception . . . . .	73
3.15	Courbes de convergence pour différentes valeurs de $\alpha$ . . . . .	74
3.16	Formes d'onde d'impulsions synthétisées avec $\alpha(l) = 1$ avec $l =$ $0, 1, 2, \dots, L-1$ et $\alpha$ appartenant à différents intervalles en dessous de 1. . . . .	75
3.17	Spectres d'impulsions conçues avec $\alpha(l) = 1$ avec $l = 0, 1, 2, \dots, L-$ $1$ et $\alpha$ appartenant à différents intervalles en dessous de 1. . . . .	75
3.18	Formes d'onde d'impulsions synthétisées avec $\alpha(l) = 1$ avec $l =$ $0, 1, 2, \dots, L - 1$ et $\alpha$ appartenant à différents intervalles au dessus de 1. . . . .	76
3.19	Spectres d'impulsions conçues avec $\alpha(l) = 1$ avec $l = 0, 1, 2, \dots, L-$ $1$ et $\alpha$ appartenant à différents intervalles au dessus de 1. . . . .	76
3.20	Formes d'onde d'impulsions synthétisées avec $\alpha(l) = 1$ avec $l =$ $0, 1, 2, \dots, L - 1$ et $\alpha$ appartenant à un intervalle à cheval sur 1. . . . .	77
3.21	Spectres d'impulsions conçues avec $\alpha(l) = 1$ avec $l = 0, 1, 2, \dots, L-$ $1$ et $\alpha$ appartenant à un intervalle à cheval sur 1. . . . .	78
3.22	spectre Gauss 5 et Gauss 1 . . . . .	79
4.1	Suppression des trajets secondaires par une antenne directive. . . . .	98
4.2	Performance d'un système TH-IR, des séquences uniformes sont comparées à un code PWR dans un système de 22 utilisateurs trans- mettant des données de trois impulsions. . . . .	101
4.3	Le Front de Pareto tiré de la dernière génération . . . . .	103

---

4.4	Contribution de l'occupation spectrale dans l'amélioration des performances avec $a_k = 2, \forall \{k = 2, \dots, N_u\}, a_1 = 1, N_u - 1 = 21, N_u - 1 = 71$ . . . . .	105
4.5	Influence de l'occupation spectrale sur les performances ( $a^{(k)} = 2, \forall \{k = 2, \dots, N_u\}$ and $a^{(1)} = 1, \text{SNR} = 8 \text{ dB}$ ) . . . . .	105
4.6	Taux d'erreur binaire moyen en fonction du rapport signal sur bruit obtenus avec des signaux de largement moyenne d'impulsion identique ( $a^{(k)} = 15, \forall \{k = 2, \dots, N_u\}$ and $a^{(1)} = 1$ ) . . . . .	106
4.7	Taux d'erreur binaire moyen obtenus avec des signaux de largement moyenne d'impulsion identique en fonction du nombre d'utilisateur ( $a^{(k)} = 15, \forall \{k = 2, \dots, N_u\}$ and $a^{(1)} = 1, \text{SNR} = 8 \text{ dB}$ ) . . . . .	107
4.8	Fonction de densité de probabilité de l'interférence d'accès multiple pour différents codes dans un environnement de 211 utilisateurs . . . . .	109
4.9	Comparaison des fonctions de densité de probabilité obtenues théoriquement avec celles estimées à partir de la simulation pour le code PWR. . . . .	110
4.10	Comparaison des fonctions de densité de probabilité obtenues théoriquement avec celles estimées à partir de la simulation pour le code uniforme de même moyenne que celle du code PWR. . . . .	111
4.11	Comparaison des fonctions de densité de probabilité obtenues théoriquement avec celles estimées à partir de la simulation pour le code uniforme de même moyenne que celle du code PWR. . . . .	111



# Introduction

L'Internet des objets vise à connecter les appareils électriques et électroniques entre eux. Chaque objet du réseau a une adresse IP et se retrouve ainsi connecté à Internet. Cela rend possible, aujourd'hui, le contrôle de processus d'un bout de la planète à l'autre. Dans les décennies à venir, il va apporter d'importantes débouchées en matière de marché et d'économie. Encore pour quelques années dans une phase de recherche, il verra à terme la mise en relation de toutes sortes d'objets et, sans doute, la superposition de différents réseaux. Une grande majorité de ces réseaux sont des réseaux de capteurs.

## 1.1 Contexte de l'étude

Depuis le déploiement du premier réseau de capteurs en 1969 (Capteurs sismiques mis en place par l'armée américaine lors de la guerre du Vietnam pour surveiller les pistes Ho Chi Minh (opération *Igloo White*)), la recherche dans ce domaine a été très active. La plupart des premiers travaux ont été financés par le DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*), l'agence de la défense américaine. Ce financement s'est fait à travers des projets à l'université de Stanford, à Berkeley (SMART DUST, PicoRadio [3]), à l'université de Californie à Los Angeles (UCLA) et d'autres encore. Ces projets se sont focalisés sur des problématiques *cross layer* avec en particulier des contraintes de taille des capteurs et d'énergie. Des projets plus récents montrent l'importance de ce sujet. Le centre

pour les systèmes de capteurs embarqués (*Centre for Embedded Networks Sensing*, CENS, UCLA) a déployé des réseaux pour l'étude des sols dans différents environnements [4]. D'autres expériences ont également eu lieu pour la surveillance du climat dans une forêt de Californie ou l'observation d'un volcan en Équateur, le suivi des animaux migrateurs (le projet ZebraNet [5] à Princeton). Plus en lien avec l'Internet des objets, les projets NEST [6] à Berkeley et CitySense [7] à l'université d'Harvard proposent un réseau à l'échelle d'une ville pour surveiller le climat et la qualité de l'air.

En Asie, la recherche dans le domaine est également très active. Le projet IP-USN (*Internet Protocol Ubiquitous Sensor Network*) en Corée a encouragé le développement d'applications liées à la santé, les catastrophes naturelles, l'armée. Au Japon, le ministère de l'éducation et de la recherche finance de nombreux projets sur les réseaux de capteurs. Citons à titre d'exemple, le projet OSOITE [8] (*Overlay network Search Oriented for Information about Town Events*) dont l'objectif était de fournir à l'utilisateur un objet personnel contenant l'information de confort et de sécurité dans une vie urbaine habituelle. Des exemples d'applications sont le suivi des enfants de retour de l'école ou le choix d'une route pour un piéton (âgé) selon des critères de confort comme la température.

Des efforts sont faits au niveau national et en Europe. Différents projets et plateformes expérimentales sont développés. Le COST<sup>1</sup> IC 1004 [9] regroupe de nombreux chercheurs Européens sur la thématique "*Cooperative Radio Communications for Green Smart Environments*". Les projets WASP, UbiSec&Sens ou les projets ANR RNRT SVP, RISC [10], ARESA ont évalué de nombreux aspects des réseaux de capteurs, des architectures et protocoles jusqu'aux couches physiques. Citons finalement deux plateformes : RECAP, plateforme nationale du CNRS, et SenseLab, plateforme à grande échelle sans oublier l'activité de l'institut TELECOM dans le domaine par son programme initiative sur les réseaux autonomes. Un projet CPER sur l'intelligence ambiante a également débuté en 2007 à l'Université de Lille pour une durée de 7 ans. L'ensemble de ces projets et de ces efforts de recherche se poursuit comme en témoigne l'Equipex FIT (*Future Internet (of*

---

1. *European Cooperation in Science and Technology*

*Things*)) [11] qui vise à donner à la France un environnement expérimental de premier ordre.

## 1.2 Problématique

Un objectif essentiel de la technologie des capteurs est de dissimuler les appareils de mesure dans l'environnement et de les connecter afin de mettre en place des systèmes intelligents, aptes à s'adapter et à travailler sans intervention humaine. En conséquence, les contraintes de ces réseaux sont généralement très différentes des systèmes habituels de télécommunication et une limite qui deviendra de plus en plus importante est l'interférence générée par le réseau ou par d'autres réseaux.

La plupart des travaux sur les réseaux de capteurs restent cependant généralement liés à des contextes spécifiques. Nous prenons ici un angle avant-gardiste et imaginons la multiplication des objets communicants. Les ressources en fréquence étant de plus en plus rares, ces objets, appartenant à un même réseau ou à des réseaux différents vont émettre dans des bandes de transmission communes et générer une quantité énorme d'interférence. La gestion de ces interférences, que ce soit au niveau des récepteurs ou de la couche MAC, deviendra alors un aspect primordial pour la fiabilité. Et la bonne gestion de ces interférences est indéniablement liée à la qualité du modèle qui peut en être fait. Ce modèle, pour être précis, doit tenir compte de la couche physique, mais également de la répartition spatiale des utilisateurs qui va influencer sur la distribution des liens actifs.

## 1.3 Hypothèses et objectif

Au niveau du récepteur, quelle que soit la couche physique, la variable aléatoire  $\chi$  représentant les interférences prend généralement la forme :

$$\chi = \sum_{h=1}^{\kappa} \varsigma_h \psi_h \quad (1.1)$$

où  $\kappa$  est le nombre de liens perturbant le lien d'intérêt, les  $\psi_h$  sont des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées prenant leurs valeurs dans

$[-1, 1]$  et les  $\varsigma_h$  représentent le gain du lien interférent  $h$ . Dans cette étude nous nous plaçons dans une configuration *ad hoc*. Les réseaux dotés de cette structure sont appelés réseaux point à point ou *peer to peer*. Lorsqu'un nœud de ce type de réseau désire émettre des données, elle utilise les autres stations comme routeurs pour atteindre la destination, sachant que l'ensemble ou une partie des nœuds peut être mobile.

La technique utilisée pour la couche physique, dans ce travail, est l'Ultra-Large Bande (Ultra-Wide Band : UWB, en anglais). Pouvant être appliquée sous une approche multi-bande, nous utiliserons l'approche impulsionnelle où une seule forme d'onde est générée pour occuper toute la bande mise à disposition par les autorités de régulation. Cette approche combinée à du saut temporel rend la variable aléatoire  $\chi$  fortement impulsive réduisant ainsi les performances.

Le principal objectif de ce travail est de réduire l'impact des interférences sur les transmissions utiles. Cela ne peut se faire sans tenir compte des régulations très strictes en vigueur dans de nombreux pays. Une analyse des propriétés spectrales des signaux sera donc menée dans un premier temps afin de mieux exploiter les ressources mises à disposition et surtout permettre à ce que les solutions proposées n'entraînent pas la violation des réglementations.

### 1.3.1 Plan de travail

Nous débutons l'étude par la présentation de l'un des principaux outils dont nous aurons besoin pour mener à bien les travaux. Il s'agit d'une technique d'optimisation aléatoire permettant de traiter les variables non linéaires. Après avoir présenté brièvement les différentes classes de problèmes et un aperçu des avantages/inconvénients des techniques appropriées pour résoudre chacune d'entre elles, notre choix s'est porté sur l'algorithme génétique. Cette technique fait partie de la classe des métaheuristiques. Elle est particulièrement efficace sur une large gamme de problèmes et est simple d'utilisation. Ce premier chapitre se consacre à la présentation des éléments essentiels à sa compréhension et à son utilisation.

Le chapitre 2 étudie les propriétés spectrales de la signalisation TH-IR UWB. Il comporte deux parties. La première porte sur les caractéristiques du spectre des signaux des symboles informatifs. Dans cette partie, nous faisons un état de l'art

---

des techniques d'amélioration de ces signaux. Nous formulons, ensuite, une proposition qui consiste à faire varier la largeur des impulsions au sein des symboles. Les effets de cette proposition sont comparés aux alternatives rencontrées dans la littérature. Sachant qu'un symbole est une suite d'impulsions aléatoirement espacées, la seconde partie s'intéresse à la forme d'onde de l'impulsion utilisée dans cette répétition. Ici également nous passons en revue les principales méthodes de génération d'impulsions de la littérature avant de proposer une alternative. Cette proposition est soumise à un processus d'optimisation afin d'en tirer les paramètres donnant les meilleurs résultats. Ces résultats sont ensuite comparés à l'existant.

Dans le chapitre suivant une optimisation des transmissions est faite. Elle débute par une modélisation généraliste du taux d'erreur binaire. Cette généralisation prend en compte la première proposition faite au chapitre 1. Le modèle obtenu est appliqué au cas multiutilisateur. L'optimisation qui prend en compte l'occupation spectrale et les probabilités d'erreur, permet d'obtenir de meilleures performances que celles rencontrées dans la littérature.



# Algorithme Génétique et Optimisation Multi-Critères

Quantifier un phénomène naturel ou artificiel est une pratique qui a toujours occupé les chercheurs et qui a amené les mathématiques à se joindre à quasiment tous les domaines de la science. Si à cela s'ajoute la capacité de modifier les dits phénomènes, il devient alors possible d'en tirer ce qu'ils ont de meilleurs ou d'en réduire fortement les effets indésirables. Cette dernière tâche constitue le principal objectif de la théorie de l'optimisation. Wild et Beightler [12] la définissent comme « *l'étude quantitative des optimums et les méthodes pour les trouver* ».

## 2.1 Différentes Classes de Problèmes

Les problèmes d'optimisation peuvent être classés en trois groupes. Ces catégories sont obtenues en distinguant la nature de l'espace des solutions possibles (continue ou discret), le type de solutions obtenues (locales ou globales) et le type de la fonction objectif et des contraintes (convexes ou non convexes) [13]. Elles ne sont pas exclusives, à avoir qu'une optimisation convexe peut être continue ou non et vice-versa. La dernière classe de problèmes est celle dans laquelle le problème de faisabilité est le plus remis en cause, surtout en cas de non convexité. Lorsqu'un problème présente des fonctions non convexes, il n'existe pas, dans la plupart des cas, de méthodes directes d'optimisation pour en fournir, de manière fiable, l'opti-

mum globale. La résolution de ce type de problème ne peut donc se faire que par l'un des procédés suivants [14] :

- Transformer le problème initial en un problème convexe [13, 15] et le résoudre avec l'un nombreux outils existants actuellement ; tel Yalmip [16], SeDuMi [17] ou Mosek [18].
- Appliquer une méthode d'optimisation global dont les plus célèbres sont les méthodes de séparation et évaluation [19].
- Faire appel à une méthode stochastique comme la recherche aléatoire [20] ou généralement des métaheuristiques comme le recuit simulé [21], l'algorithme de colonie de fourmis [22], etc...

Parallèlement à cette classification, nous avons le regroupement selon le nombre d'objectifs du problème. A ce titre on distingue les problèmes mono et multi-critères. Les problèmes multi-objectifs ont la particularité de pouvoir être, à la fois, convexe et non convexe, de par leurs fonctions objectifs. Mais l'étude du choix de leur méthode de résolution se fait toujours par rapport à la fonction qui pose, le plus, le problème de non convexité et surtout de non convertibilité.

## 2.2 Choix de la Technique d'Optimisation

Malgré les nombreux travaux effectués jusqu'à récemment (voir [15, 23, 24] et les références incluses), trouver l'équivalent convexe d'un problème non convexe n'est pas toujours possible. De plus, le recours aux méthodes globales est limité par la taille des problèmes. Cette dernière alternative n'est pas viable si les problèmes sont de grande taille. Les nombreuses contraintes non convexes et les variables les rendent gourmandes en temps de calcul. Il n'est pas possible de les juger à partir d'une seule exécution. Pour fiabiliser les résultats, il est nécessaire de réaliser une étude statistique (moyenne, écart-type, etc.) de plusieurs exécutions [25]. Les méthodes stochastiques restent bien souvent, les seules alternatives dans les cas ci-dessus mentionnés. Cependant, il faut noter que la recherche aléatoire, de part son caractère purement aléatoire, peut présenter de grandes disparités dans sa durée d'exécution. En ce sens qu'elle ne sait pas distinguer les régions prometteuses ou non de l'espace des solutions. Reste les métaheuristiques qui présentent

l'intérêt pratique d'être applicable à une très large variété de problèmes et peuvent facilement s'adapter en cas de mixité dans les variables. Cette dernière particularité constitue, également, son point faible car elle évalue un grand nombre de fois la fonction objectif et peut s'avérer très lente quand cette dernière est lourde à calculer.

La plupart des problèmes de notre étude ont des fonctions objectifs non convexes et pour, certains à objectifs multiples. La convexification de ces fonctions est impossible sans approximations. Par conséquent, nous aurons recours aux techniques aléatoires, plus précisément, les métaheuristiques, beaucoup plus fiables que les recherches aléatoires pures.

La métaheuristique découle de la notion d'heuristique, terme employé pour désigner un algorithme qui résout rapidement, mais pas obligatoirement de manière optimale, un problème d'optimisation «*difficile*», c'est à dire non convexe et non convertible. Une heuristique est avant tout une méthode approximative, contrairement aux algorithmes déterministes. Cependant, l'inconvénient majeur de ces méthodes découle du fait qu'ils sont dédiés à un problème donné et ne peuvent servir pour d'autres, même de caractéristiques très proches. Les métaheuristiques conservent les mêmes avantages tout en n'étant pas figées. Le préfixe «*meta*» vient d'ailleurs de cette capacité à résoudre divers problèmes dans divers domaines en conservant la même structure. Il existe plusieurs types de métaheuristiques mais nous nous intéresserons à l'algorithme génétique (AG). Elle fait partie des méthodes évolutionnaires. Elle est aussi l'une des plus simples à implémenter et l'une des plus efficaces. A titre d'exemple, nous pouvons citer les travaux de Brianeze et al [26] qui ont montré que cet algorithme est le plus indiqué pour concevoir une antenne microstrip optimale au sens de ses propriétés électromagnétiques et physiques. Dans cette étude, ils ont utilisé différentes distributions pour les opérations numériques aléatoires et les opérations d'évolutions. Et pour chacune de ces distributions, l'AG a présenté les meilleurs résultats. De plus, par rapport aux autres techniques d'optimisation, l'AG présente l'avantage de combiner :

- l'exploration de tout l'espace de recherche grâce à un parcours parallèle et
- l'exploitation des meilleures solutions disponibles à un moment donné.

La section suivante donne quelques éléments essentiels à l'utilisation et à la compréhension de cet outil.

## 2.3 Algorithme Génétique

L'algorithme génétique est non seulement une technique d'optimisation, mais aussi, une méthode efficace d'apprentissage automatique. Bien que les premiers travaux sur cette méthode datent des années cinquante, son application dans le cadre de l'optimisation mathématique remonte aux années soixante avec les travaux de John Holland [27, 28] qui en établit les principes fondamentaux. La méthode reste dès lors méconnue de la communauté scientifique du fait de l'incapacité des ordinateurs de l'époque de l'utiliser pour résoudre des problèmes réels de grandes tailles. D. E. Goldberg a permis avec l'évolution de l'informatique de vulgariser l'AG, grâce à son ouvrage [29], dont la première édition paraît en 1989. Ce livre décrit l'utilisation de cet algorithme dans la résolution de problèmes concrets. Parallèlement, la théorie mathématique qui supporte cette technique s'est étendue mais reste timide face à la complexité théorique qu'elle induit.

### 2.3.1 Les analogies de l'AG avec la génétique classique

L'AG utilise le même vocabulaire que la génétique classique. Cet algorithme manipule un ensemble de solutions possibles appelé population. Les individus de cette population subissent une procédure de séparation et d'évaluation pour les adapter, par bonds successifs, à leur entourage. Cette adaptation est mesurée grâce à la fonction objectif et éventuellement, aux contraintes à travers une valeur réelle, le *fitness*. L'évolution de la population est ainsi simulée jusqu'à ce que les individus atteignent une certaine maturité en fonction de l'objectif à atteindre. Avant de donner le principe de fonctionnement de cette technique, rappelons quelques éléments de la terminologie commune aux deux domaines.

#### **Population**

Comme nous l'avons souligné précédemment, la population est l'ensemble des solutions potentielles que va traiter l'AG.

## Génération

Une population évolue à travers une succession d'itérations appelées générations. La génération est donc une succession d'opérateurs appliqués aux individus de la population courante (les parents) pour donner naissance à de nouveaux individus (les enfants). Les meilleurs individus parmi les parents et les enfants, engendrent une nouvelle population de même taille que l'ancienne.

## Individu

Avant d'être un élément de la population, l'individu est avant tout une des solutions potentielles au problème. Il est constitué d'un ou de plusieurs chromosomes. Dans la plupart des cas, les individus sont constitués d'un seul chromosome, origine, sans doute, de l'abus de langage dans lequel, individu et chromosome sont utilisés indifféremment pour désigner un élément de la population.

## Chromosome

Un chromosome est une séquence fini de gènes qui peuvent prendre une suite de valeurs d'un alphabet donné. Ces suites de valeurs sont appelées allèles. Le choix du chromosome constitue l'une des clés de l'AG. Il doit être fait en fonction du problème étudié et de la nature des individus. Il détermine l'impact des opérateurs génétiques sur la qualité des enfants et donc sur la capacité et/ou la vitesse de l'algorithme à s'approcher de la solution optimale.

## Gène

L'analogie directe avec la génétique classique part de cette notion. En biologie, un gène est une suite de bases azotées (adénine (A), cytosine (C), guanine (G) et la thymine (T)) appelées aussi nucléotides. Cette suite contient le code d'une protéine donnée. L'alphabet ici est A, C, G, T. Les allèles (gènes) sont formées par une suite de valeurs de ce dernier. Si pour un problème, les solutions possibles (individus) sont des matrices de nombres réels, alors on peut considérer les lignes ou colonnes de ces matrices comme des chromosomes. Les réels qui constituent les lignes de ces matrices sont les gènes. Lorsque ces réels sont codés en binaire, on peut

considérer que l'alphabet de base est  $\{0, 1\}$  et les nucléotides ici sont les binaires 0 et 1. Si les individus sont des vecteurs, les chromosomes sont les réels qui les constituent. La décomposition de ces réels en binaire donne les gènes. Les nombres binaires sont alors directement considérés comme les gènes, l'analogie ne descend pas jusqu'aux nucléotides et s'arrête à ce niveau. Quand les individus ne sont que de simple scalaire (réel). L'analogie peut s'arrêter plus haut. Les chromosomes sont assimilés aux nombres binaires et l'analogie ne descend pas au niveau des gènes, à moins de considérer indifféremment individus et chromosomes.

### Fonction d'évaluation

La fonction d'évaluation ou le *fitness* est construite à l'aide de la fonction objectif et des contraintes. Ceci pour mieux prendre en compte la qualité des individus. Cette fonction ramène une valeur réelle. Elle permet une évaluation pertinente du problème sous forme chiffrée. Elle est déterminée en fonction du codage choisi pour les chromosomes et de la nature du problème. La valeur numérique qu'elle produit est proportionnelle à la performance de l'individu en tant que solution. Elle va permettre de les conserver ou de les supprimer au cours des différentes générations.

### 2.3.2 Les fondements

Depuis son apparition, l'AG a subi plusieurs modifications tendant à le rendre plus performant et plus à même d'échapper aux optima locaux. Néanmoins, sa structure de base est restée inchangée. Cette structure présente 5 principales parties qui donnent une vue précise du principe de fonctionnement des AGs.

1. La première étape consiste à générer une population initiale de  $N$  individus. Cette synthèse est faite de manière aléatoire en prenant soin de veiller à ce que chaque individu respecte bien les contraintes imposées au système.
2. Ensuite, on procède à l'évaluation du *fitness* de chacun des individus de la population précédemment générée.
3. Une population intermédiaire (*mating pool*) d'individus provenant de la population précédente est construite. Elle est constituée des meilleurs éléments

de la population précédente au sens de leur fitness. La taille de cette population varie en fonction du nombre de fois dont les opérateurs génétiques seront appliqués.

4. A cette étape, les *enfants* à proprement dits sont générés. Pour se faire, on sélectionne deux *parents* et on leur applique les opérateurs génétiques avec une certaine probabilité pour produire les deux *enfants*. On distingue deux types d'opérateurs, ceux qui contribuent à l'intensification et ceux qui favorisent la diversification. Ces opérateurs sont répétés jusqu'à ce que la taille du *mating pool* atteigne celle d'une population normale.
5. Enfin, les étapes précédentes sont répétées à partir de l'étape 2 jusqu'à la satisfaction du critère d'arrêt. Cette étape met fin à la génération courante.
6. L'étape 2 marque également le début de la génération suivante. Ainsi pour chaque génération, toutes ces étapes sont exécutées.

### Le codage

Les éléments obtenus (matrices ou réels...), à l'avant dernière étape de l'analogie avec la biologie, sont codés pour faciliter les opérations génétiques. Le facteur le plus important est que cette modélisation doit permettre aux opérateurs de fournir des enfants qui respectent avant tout les contraintes du problème et qui fournissent des solutions réalisables. Le choix du type de codage est imposé par cet aspect. Il n'y a pas de méthode particulière qui guide ce choix. On optera simplement pour le codage qui semble le plus naturel en fonction des solutions du problème. Si l'avant dernière étape de l'analogie avec la biologie débouche sur des réels, on optera pour un codage binaire. Il existe plusieurs types de codage dont les plus utilisés sont les suivants :

- le codage binaire ;
- le codage réel ;
- le codage à l'aide d'une suite alphabétique ;
- le codage sous forme d'arbre.

## Le codage binaire

Il est le codage le plus courant en optimisation mathématique et présente plusieurs avantages. Il consiste à transformer les réels des solutions en une suite de bits (0 et 1). La longueur de la chaîne de caractères obtenue dépend de l'amplitude de l'intervalle dans lequel sont tirés les réels et de la précision exigée [30]. Des éléments de l'intervalle  $[-1, 1.5]$ , tirés avec une précision d'ordre 6 seront représentés par des chaînes de 22 bits, en ce sens que  $2097152 = 2^{21} < 2500000 < 2^{22} = 4194304$ . Où 2500000 est le produit de l'amplitude de l'intervalle par  $10^6$ . De manière plus formelle, la taille de la chaîne de bits sera déterminée par l'équation

$$n_t = \lceil \log_2(10^n \delta_I) \rceil + 1 \quad (2.1)$$

Où  $\lceil \cdot \rceil$  désigne l'opération partie entière,  $\delta_I$ , l'amplitude de l'intervalle et  $n$ , la précision requise pour les réels. En ce qui concerne le codage proprement dit, le réel est tout d'abord transformé en un nombre en base 10 par la formule

$$x_{[10]} = \left( \frac{x - a}{\delta_I} \right) (2^{n_t} - 1), \quad (2.2)$$

où  $a$  est la borne inférieure de l'intervalle. Le nombre en base 10 obtenu est ensuite transformé en un nombre en base 2. Les deux étant bien sûr liés par la relation

$$x_{[10]} = \sum_{i=0}^{n_t-1} b_i 2^i \quad (2.3)$$

$$x_{[2]} = \langle b_{n_t-1} b_{n_t-2} \cdots b_0 \rangle$$

Pour le décodage, on procède en sens inverse et on calcule le réel correspondant de l'expression

$$x = a + x_{[10]} \frac{\delta_I}{2^{n_t} - 1} \quad (2.4)$$

Notons toutefois que pour les problèmes d'optimisation numérique, il est plus pratique d'utiliser un codage réel des chromosomes.

### 2.3.3 Les Principaux Opérateurs

Principalement un programme d'AG va comprendre quatre opérateurs qui permettront de faire évoluer les différentes populations. Ce sont, la sélection, le croisement, la mutation et le remplacement. Seuls la mutation et le croisement permettent de mettre à jour les populations avec de nouveaux éléments plus ou moins performants. Parmi ces quatre opérateurs seule la sélection présente plusieurs principes. Dans ce qui suit, nous n'évoquerons que les principes qui interviennent effectivement dans la résolution de notre problème.

#### La sélection

Le rôle de la sélection est d'identifier les meilleurs individus de la population courante afin d'alimenter le *mating pool*. Elle est basée sur les performances de chaque individu calculées avec la fonction d'adaptation. Les différents types de sélection sont : la sélection par roulette (*wheel*), la sélection par rang, la sélection par tournoi, la sélection *steady-state* et l'élitisme. Nous ne donnerons que quelques détails sur la sélection par tournoi et l'élitisme.

- *La sélection par tournoi*

Ce principe est l'un de ceux qui donnent les meilleurs résultats. Il consiste à générer aléatoirement  $k$  individus. Les performances de chacun de ces individus sont évaluées et on choisit les meilleurs. On répète ce processus jusqu'à atteindre une taille  $N$  de population fixée. L'inconvénient est que ce principe présente une variance particulièrement élevée. Sa mise en œuvre peut s'avérer lourde si le nombre  $k$  d'individus dans chaque compétition est élevé. Par contre, il est particulièrement indiqué dans la construction de la population initiale.

- *L'élitisme*

Ce principe, il s'applique à chaque itération. Il permet de ne pas perdre les meilleurs individus de la population courante après les opérations de mutation et de croisement. Il consiste à maintenir dans la nouvelle population les meilleurs individus de la population précédente. On s'assure ainsi de toujours conserver les meilleures solutions de chaque génération et de ne les remplacer que lorsque meilleures qu'elles ont été générées.

### Le Croisement (Hybridation)

Avec le croisement(ou hybridation), on crée de nouveaux individus (*enfants*) à partir des individus de la population courante (*parents*). Les enfants héritent des caractéristiques de leurs parents. Dans le *mating pool*, deux individus sont aléatoirement choisis et certains de leurs éléments sont échangés pour former un ou deux nouveaux individus. Ces éléments peuvent correspondent à des chromosomes, des gènes ou simplement des nucléotides, en fonction de niveau de l'analogie avec biologie à laquelle la structure des solutions possibles permet de descendre. L'hybridation est appliquée avec une certaine probabilité. Elle représente la fréquence à laquelle les individus sont croisés.

- S'il n'ya pas de croisement, les fils générés sont identiques aux parents en tout point ;
- En cas de croisement, les fils sont formés d'un ou plusieurs éléments des parents ;
- Si la probabilité est de 0%, la population courante est entièrement reconduite à la génération suivante ;
- Si la probabilité est fixée à 100%, la population suivante est entièrement produite par hybridation.

Le croisement existe sous deux formes, le croisement *k-point* ou *multi-point* et le croisement uniforme. Le croisement *k-point* permet de générer deux individus, alors que le croisement uniforme en produit un seul. Le premier type est le plus ancien et le plus utilisé. Donnons un exemple de croisement *1-point* [30]. Supposons que les solutions que nous souhaitons croiser ici soient de simples réels. Leur codage en binaire fait correspondre leurs bits à des gènes. Après avoir choisi les deux individus *parents*, on choisit également le point du croisement. Le changement de gènes est effectué à ce niveau. Si les chromosomes sont codés sur  $L$  bits, la position du croisement est un réel entre 1 et  $L - 1$ . Désignons par  $x_1$  et  $x_2$  les deux parents à croiser. Ils sont codés sur  $L = 21$  bits et le point de croisement est pris à partir du 8<sup>e</sup> bit. Si

$$x_1 = (01011101|0111000110110)$$

$$x_2 = (10010100|0101010110011)$$

Alors les deux progénitures obtenues sont

$$x'_1 = (01011101|0101010110011)$$

$$x'_2 = (10010100|0111000110110)$$

### La Mutation

La mutation introduit des changements aléatoires dans la structure de la population. Elle crée ce qu'on peut appeler des erreurs de recopie. Les individus devant être reportés dans la population suivante le sont, mais avec de légers changements au niveau de leurs éléments (gènes). Contrairement au croisement, il permet ainsi, d'explorer l'espace de recherche, alors que le précédent opérateur ne fait que l'exploiter. La mutation aide l'AG à échapper aux optima locaux et permet de créer des éléments originaux. Si par contre, elle mute un individu vers une solution plus faible, cette dernière est éliminée. Bien qu'elle permette à l'AG de ne pas d'enliser dans les extremums locaux, elle l'oriente vers une recherche purement aléatoire si elle est trop fréquemment appliquée. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle la mutation a un aspect marginal. Sa probabilité est en effet très faible devant celle du croisement. La littérature affiche plusieurs types de mutation selon la nature du codage utilisé. On peut citer entre autre, la mutation  $k$ -bit et la mutation réelle. La première consiste à compléter  $k$  bits tirés aléatoirement dans le code binaire du réel et la second, à ajouter à ce dernier une valeur aléatoire dont l'amplitude est judicieusement choisie pour limiter les sorties de l'espace de recherche.

### Le Remplacement

Avec cet opérateur, les nouveaux individus obtenus après, essentiellement, la mutation et le croisement, prennent place dans la population suivante. Il achève l'ensemble des opérations qui constituent la génération. Le remplacement peut se faire de deux manières. On peut la faire de manière stationnaire. Les enfants prennent directement la place des parents qui ne font pas partie du *mating pool* sans tenir compte de leur performance. L'autre façon de procéder est de ne remplacer un parent de la population courante que si l'enfant qui vient d'être généré est meilleure que le plus mauvais des parents. Cette dernière technique est donc élitiste

et permet d'améliorer les performances de l'AG dans certains cas. Elle présente toutefois l'inconvénient d'augmenter le nombre de convergences prématurées. De plus, le taux de redondance de la même population sur plusieurs générations est bien plus élevé, entraînant ainsi une convergence beaucoup plus lente.

### 2.3.4 Le Critère d'Arrêt

Les populations générées après que tout l'espace de recherche ait été parcouru par l'AG s'arrêtent d'évoluer et leurs meilleurs individus restent quasi identiques. La solution obtenue est alors suffisamment proche de l'optimum pour arrêter le processus. L'un des critères d'arrêt de l'AG peut donc être un seuil fixé au nombre de générations. Le seuil doit être choisi de telle sorte à permettre une exploration convenable de l'espace de recherche. Ce critère peut être coûteux en temps de calcul, si la fonction objectif est lourde à calculer et si la taille de chaque population est importante. L'un des avantages des méthodes aléatoires est qu'on peut atteindre l'optimum sans avoir à parcourir tout l'espace de recherche. Dans ce cas, il est judicieux d'ajouter au critère précédent un critère concernant la fonction objectif. L'AG s'arrêtera lorsque la fonction objectif d'un individu dépassera ce seuil, même si le seuil fixé au nombre d'itérations n'est pas atteint. On ne peut avoir recourt à ce dernier critère que lorsque la valeur de l'optimum global est connu d'avance.

Après la description de ce qui constitue l'essentiel de l'AG, la section suivante se consacre à la présentation des optimisations multi-critères.

## 2.4 Optimisation Multi-Critères

Le processus d'optimisation systématique et simultanée de plusieurs objectifs est appelé optimisation multi-critères [31]. Dans le monde réel, la plupart des problèmes d'optimisation présentent des objectifs multiples, par exemple, les maximisations de performances et de fiabilité, les minimisations de coûts, etc... Les objectifs de ces problèmes sont bien souvent contradictoires [32]. Il n'est donc pas possible de trouver une solution optimale pour tous à la fois. Comme le montre la figure 2.1 qui représente les fonctions objectifs du problème (2.5), optimiser  $f_1$  re-

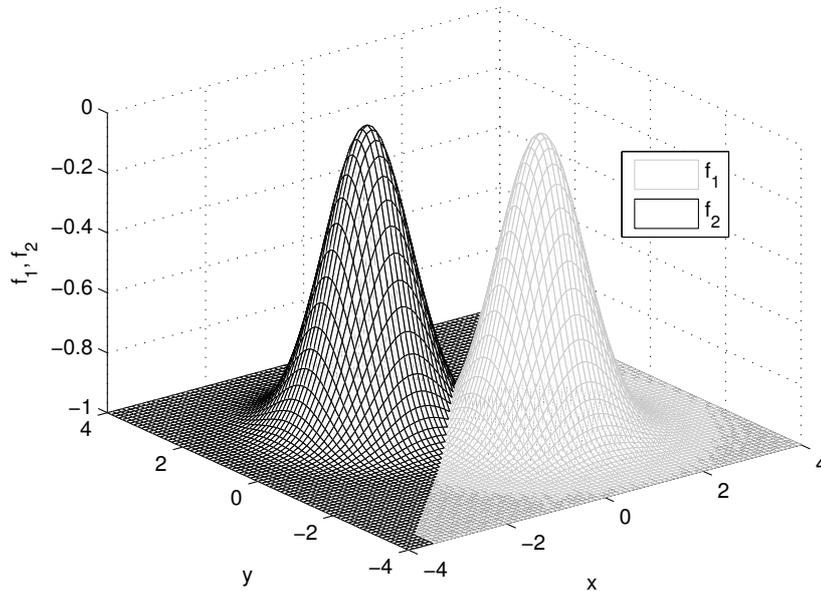


FIGURE 2.1 – Exemple des deux fonctions à extremum contradictoire

vient automatiquement à détériorer  $f_2$ . Toutefois, en dessous d'une certaine limite, les deux objectifs peuvent être améliorés simultanément. Au delà, l'amélioration de l'un s'obtient nécessairement au prix de la dégradation de l'autre. En outre, en l'absence d'information préférentielle complémentaire, on ne peut affirmer que l'une des solutions de la limite est inférieure quand on la compare aux autres [33]. De manière générale, la résolution du problème revient donc à déterminer les points qui constituent cette limite appelé communément *Pareto-optimal*.

$$\begin{aligned} & \text{maximiser } \{f_1(x, y), f_2(x, y)\} \\ & -4 \leq x \leq 4 \\ & -4 \leq y \leq 4 \end{aligned} \quad , \quad (2.5)$$

où

$$f_1(x, y) = \exp(-(x-1)^2 - (y+1)^2) - 1$$

et

$$f_2(x, y) = \exp(-(x+1)^2 - (y-1)^2) - 1.$$

La recherche de ces points peut se faire par deux approches. La première consiste à regrouper tous les objectifs en une seule fonction composite ou à améliorer l'un des objectifs en convertissant les autres en contraintes. La mise en œuvre de l'agrégation pondérée s'effectue par des méthodes telles la théorie de l'utilité, les sommes pondérées, les métriques pondérées, etc... La difficulté de ce procédé réside dans le choix des coefficients de pondération ou des fonctions d'utilité pour caractériser la prise de décision. En ce qui concerne le second volet de cette approche, la difficulté se situe au niveau de la transformation en contraintes. Une valeur est imposée à chacune des fonctions au cours du processus. Le choix de ces valeurs peut se faire soit de manière arbitraire, soit en fonction des informations préférentielles de l'opérateur chargé de mettre en œuvre la prise de décision [32]. Dans cette approche, un seul point de la limite optimale est déterminée à la fois pour un ensemble de coefficients de pondération donné ou pour une fonction et un ensemble de contraintes choisies. Si le problème nécessite de trouver plusieurs solutions de la limite optimale, la procédure devra être répétée autant de fois.

La seconde approche consiste à faire évoluer conjointement un ensemble de plusieurs solutions jusqu'à la limite optimale. La taille de l'ensemble optimal qu'on peut ainsi déterminer varie en fonction de la méthode et du nombre d'objectifs. Plus on a d'objectifs plus le nombre de solutions optimales est grand. Pour un nombre donné d'objectifs, certaines méthodes donnent beaucoup plus de solutions limites que d'autres.

Chacune des deux approches regorge de diverses méthodes. L'étude comparative des méthodes pondérées de Kaisa Miettinen et Marko M. Mäkelä [34] a montré que la fonction pondérée de Wierzbicki [35] est l'une des meilleures solutions d'agrégation. D'un autre côté, Edmund Burke et Graham Kendall ont montré dans [36] que la méthode NSGA-II (*Non-dominated Sorting Genetic Algorithm*) [37] est la plus efficace de la seconde approche. Nous présenterons ces deux méthodes plus en détails dans la suite. La première nous servira à déterminer ponctuellement et en une durée raisonnable l'une des solutions optimales répondant à un besoin spécifique. Son utilisation dans la détermination de plusieurs éléments de l'ensemble Pareto-optimal (front de pareto) est très coûteuse en temps de calcul, vu qu'il faut ré-exécuter la procédure pour chaque solution. Dans ce cas, nous aurons recours à

la seconde technique, beaucoup moins exigeante en temps de calcul pour produire le même nombre de solutions.

### 2.4.1 Formulation des problèmes multi-critères

Sans perte de généralité, nous ne considérons, dans la suite de ce document, que la minimisation des objectifs. En effet, avec le principe de dualité, minimiser une fonction, revient à maximiser son opposé. Les problèmes d'optimisation multi-objectifs, se formulent généralement par

$$\begin{aligned} \min_X \quad & \{f_1(X) = z_1, \dots, f_K(X) = z_K\} \\ & X \in D, \end{aligned} \tag{2.6}$$

Où  $X = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_M]^T$  avec  $\mathbf{x}_m = [x_{m,1}, x_{m,2}, \dots, x_{m,N}]$ , les variables de décision appartenant à l'espace de faisabilité  $D$ , tel que  $D \subset \mathbb{R}^{M \times N}$  et  $z_k$  ( $K \geq 2$ ) les fonctions objectifs. Ces fonctions prennent leur valeur dans  $\mathbb{R}$ , soit,  $z_k : \mathbb{R}^{M \times N} \rightarrow \mathbb{R}$ .  $\mathbb{R}$  représente ici l'ensemble des nombres réels. Notons  $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_K] = \mathbf{f}(X) = [f_1(X), f_2(X), \dots, f_K(X)]$ , le vecteur objectif et  $Z = \mathbf{f}(D)$ , l'image de l'espace de faisabilité. Nous désignerons dans la suite du texte une solution et son image indifféremment.

### 2.4.2 Le concept de Dominance

#### Définition de la Dominance

Considérons deux solutions  $X^{(1)}$  et  $X^{(2)}$ . La solution  $X^{(1)}$  domine la solution  $X^{(2)}$  et est notée  $X^{(1)} \succeq X^{(2)}$  si les deux conditions suivantes sont satisfaites :

1.  $f_k(X^{(1)}) \geq f_k(X^{(2)}) \quad \forall k \in \{1, \dots, K\}$
2. et  $\exists k \in \{1, \dots, K\}$  tel que  $f_k(X^{(1)}) > f_k(X^{(2)})$ .

En d'autres termes, une solution domine une autre, si elle est supérieure à cette dernière du point de vue d'au moins l'un des objectifs. La figure 2.2 montre la disposition des solutions dans une relation de dominance. La solution 1 est meilleure que toutes les autres solutions, sauf la solution 2 et la solution 3 sur laquelle elle



- *symétrique* ; la dominance est anti-symétrique pour la simple raison que si une solution  $X^{(1)}$  domine une solution  $X^{(2)}$ , cela n'implique pas que la solution  $X^{(2)}$  domine également  $X^{(1)}$ .
- *antisymétrique* ; du fait que la dominance n'est pas symétrique, elle ne peut non plus être antisymétrique.
- *transitive* ; considérons trois solutions  $X^{(1)}$ ,  $X^{(2)}$  et  $X^{(3)}$ .  $X^{(1)} \succeq X^{(2)}$  et  $X^{(2)} \succeq X^{(3)}$  implique que  $X^{(1)} \succeq X^{(3)}$ . La dominance est donc transitive.

### 2.4.3 Optimalité de Pareto

Dans cette section, nous revenons plus en détails sur l'ensemble de Pareto-optimal.

#### Définition

Considérons les solutions 1 et 2 de la figure 2.2. Du point de vu de  $f_1$ , la solution 1 est meilleure que la solution 2. Par contre, du pont de vu de l'autre objectif, c'est la solution 2 qui est meilleure. Il n'est impossible pas dans ce cas de dire laquelle des solutions domine. De plus, s'il n'y a pas de préférence particulière sur l'un des objectifs, on ne peut pas déterminer laquelle des solutions est la meilleure. Par contre elles dominant toutes les autres. Ces deux solutions sont dites non-dominées. Elles appartiennent à l'ensemble des solutions non-dominées. Si cet ensemble est construit à partir de l'espace de faisabilité  $D$ , alors il est appelé ensemble Pareto-optimal. Tous les points de l'ensemble des Pareto-optimales longent la limite du domaine de faisabilité [38].

#### Ensembles Pareto-optimal global et local

Les aspects global et local que peuvent revêtir les solutions, en optimisation mono-objectif, affectent également les solutions de l'optimisation multi-critères. Si l'ensemble non-dominé concerne le domaine de faisabilité tout entier, l'ensemble Pareto-optimal résultant est dit global. Soit un ensemble  $s$ , si pour tout élément  $x \in s$ , il n'existe pas de solutions  $y$  dans le voisinage de  $x$  ( $\|y - x\|_\infty \leq \varepsilon$ , où  $\varepsilon$  est

un nombre positif infinitésimal) qui domine toute solution de  $s$ , alors l'ensemble  $s$  est un ensemble Pareto-optimal local.

#### 2.4.4 Méthodes de résolution

##### Le NSGA-II

Hormis, les outils classiques de l'algorithme génétique, le NSGA-II utilise fondamentalement des techniques de rangement des ensembles de solutions non-dominées et d'estimation de la disposition des solutions dans ces ensembles.

En ce qui concerne la technique de rangement et de recherche de solutions non dominées, nous avons le célèbre NSA (*Non-dominated Sorting Algorithm*) [39]. Cet algorithme présente la même complexité que certains algorithmes similaires qui ne sont eux destinés qu'à la recherche de solutions dominantes. C'est par exemple le cas de l'INS (*Identifying the Non-dominated Set*) [36] qui se focalise uniquement sur le premier niveau de dominance. Une amélioration du NSA est proposée par Jensen dans [40]. Il préconise une technique de *divide-and-conquer* (diviser-pour-mieux-régner) pour réduire la complexité du rangement.

La diversité des solutions non-dominées dans les ensembles déterminés par le NSA est garantie par un tri selon l'encombrement. Lorsque des solutions possèdent le même degré de dominance, on privilégie celles qui sont les plus isolées. Une solution  $x_i$  est moins encombrée qu'une solution  $x_j$  si le cuboïde défini par les voisins les plus proches de  $x_i$  est plus grand que celui de  $x_j$  (figure 2.4). Cette notion d'encombrement est quantifiée par la moyenne des côtés des cuboïdes ainsi définis. Le *crowding distance* (CD), autre appellation de cette mesure, est calculé par l'algorithme du C-D-A (*Crowding-Distance-Assignment*) [39], algorithme essentiellement basé sur le rangement dans l'ordre croissant des solutions selon chaque objectif.

*NSA* : En plus de chercher les solutions non-dominées d'un ensemble donné, le NSA les classe par couches de dominance. Elle s'appuie sur deux entités, un compteur de solutions dominantes et un ensemble de solutions dominées. Notons  $n_i$  le nombre de solutions qui dominent la solution  $i$ ,  $P_l$  l'ensemble destiné à recevoir les  $l^e$  dominantes,  $E_i$  l'ensemble des solutions dominées par la solution  $i$ .  $G$  reçoit

provisoirement les dominantes d'une couche  $l$  donnée avant d'être placé dans le  $P_l$  correspondant. Avant de passer à la mise en place de la couche suivante,  $G$  est réinitialisé à l'ensemble vide,  $G = \emptyset$ . Désignons par  $d$ , l'ensemble des solutions de  $D$  générées à un instant donné et  $\text{card}(d)$ , le nombre d'éléments de cet ensemble.

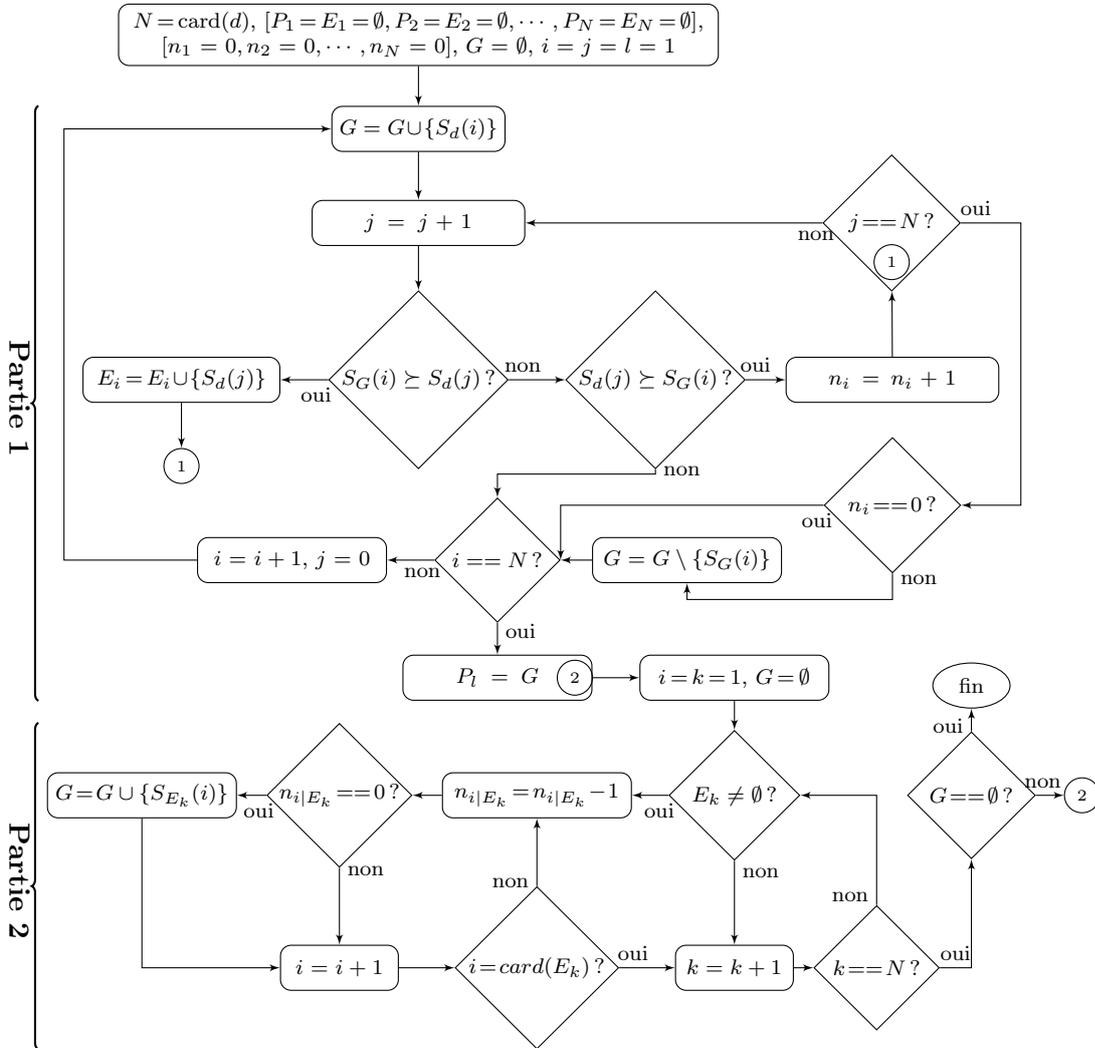


FIGURE 2.3 – Organigramme de l'NSA

L'organigramme de cette procédure (figure 2.3) montre une utilisation réduite de l'opérateur de dominance, tant bien même qu'elle effectue à la fois la recherche de dominantes et leur classification par couches. Comme indiqué sur la figure, cet organigramme présente deux parties. La partie 1 affecte à chaque élément  $i$  de  $d$

un nombre  $n_i$  de solutions qui le dominant et crée pour chacun de ces éléments un ensemble de solutions dominées. Après l'analyse de chaque solution, un test direct sur les  $n_i$  obtenus, permet de constituer le premier niveau de dominance. La seconde partie récupère les  $n_i$  et les ensembles ainsi créés pour déterminer les autres couches de dominance. La procédure s'arrête lorsqu'à la suite d'un parcours l'ensemble temporaire,  $G$ , demeure vide.

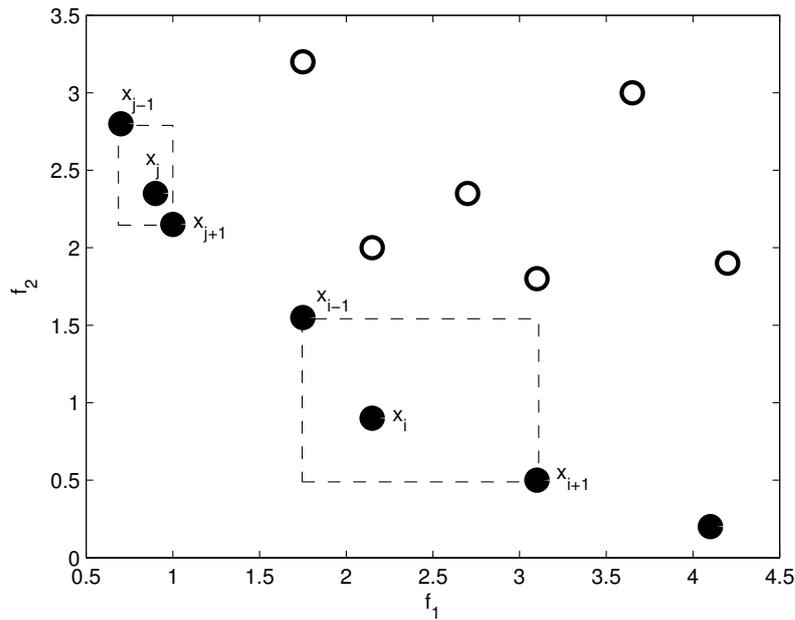


FIGURE 2.4 – Cuboïdes des solutions  $x_i$  et  $x_j$ .

*CDA* : Comme mentionné plus haut, l'algorithme du CDA s'appuie sur le rangement dans l'ordre croissant des solutions dont il doit évaluer les encombrements. Il effectue autant de rangement qu'il y a d'objectifs ; chaque rangement étant régi par chacun de ces derniers. Des valeurs infinies de CD sont attribuées aux extrémités de chaque rangement. C'est à dire aux solutions qui possèdent la plus grande et la plus petite valeur de la fonction objectif utilisée. L'objectif visé est d'assurer que les bords soient toujours retenus en cas de tri relatif à l'isolement. On évite ainsi une éventuelle contraction de l'espace d'analyse, si la procédure est répétée plusieurs fois. Quant aux solutions intermédiaires, on leur affecte la somme des valeurs absolues des différences des valeurs des fonctions objectifs

des deux solutions qui leur sont adjacentes. Dans le cas de deux fonctions objectifs, comme le montre la figure 2.4, le CD de la solution  $x_i$ , noté  $CD_{x_i}$  est  $CD_{x_i} = |f_1(x_{i+1}) - f_1(x_{i-1})| + |f_2(x_{i+1}) - f_2(x_{i-1})|$ . De manière générale, pour  $K$  critères, on obtient

$$CD_{x_i} = \sum_{k=1}^K |f_k(x_{i+1}) - f_k(x_{i-1})| \quad (2.7)$$

Soit  $E$  l'ensemble des solutions dont on souhaite calculer le CD des éléments. Notons  $N = \text{card}(E) = |E|$ , le nombre d'éléments,  $E[i]_{dist} = CD_{x_i}$  le CD de la  $i^e$  solution de  $E$  et  $\text{sort}(E, k)$ , le rangement dans l'ordre croissant des éléments de  $E$  suivant l'objectif  $k$ . L'organigramme détaillé du C-D-A se présente comme suit

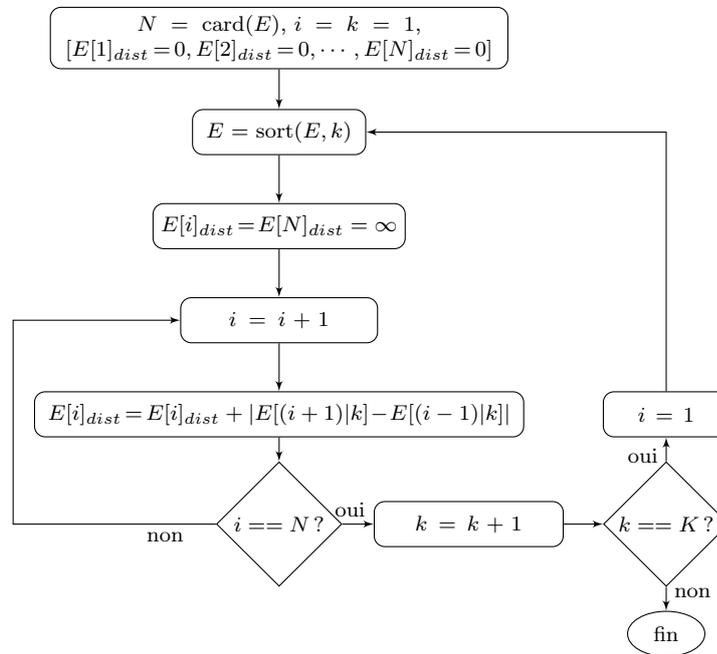


FIGURE 2.5 – Organigramme du C-D-A

La valeur de la  $k^e$  fonction objectif de la  $i^e$  solution de  $E$  est définie, dans cet organigramme, par  $E[(i+1)|k]$ . Il est essentiellement composé d'opérations simples, hormis le rangement ( $E = \text{sort}(E, k)$ ), répété  $K$  fois et qui est assez lourd à effectuer.

*Le programme principale du NSGA-II* : La procédure débute par la création aléatoire d'une population  $H_1$  de  $N$  individus qui représente la première génération

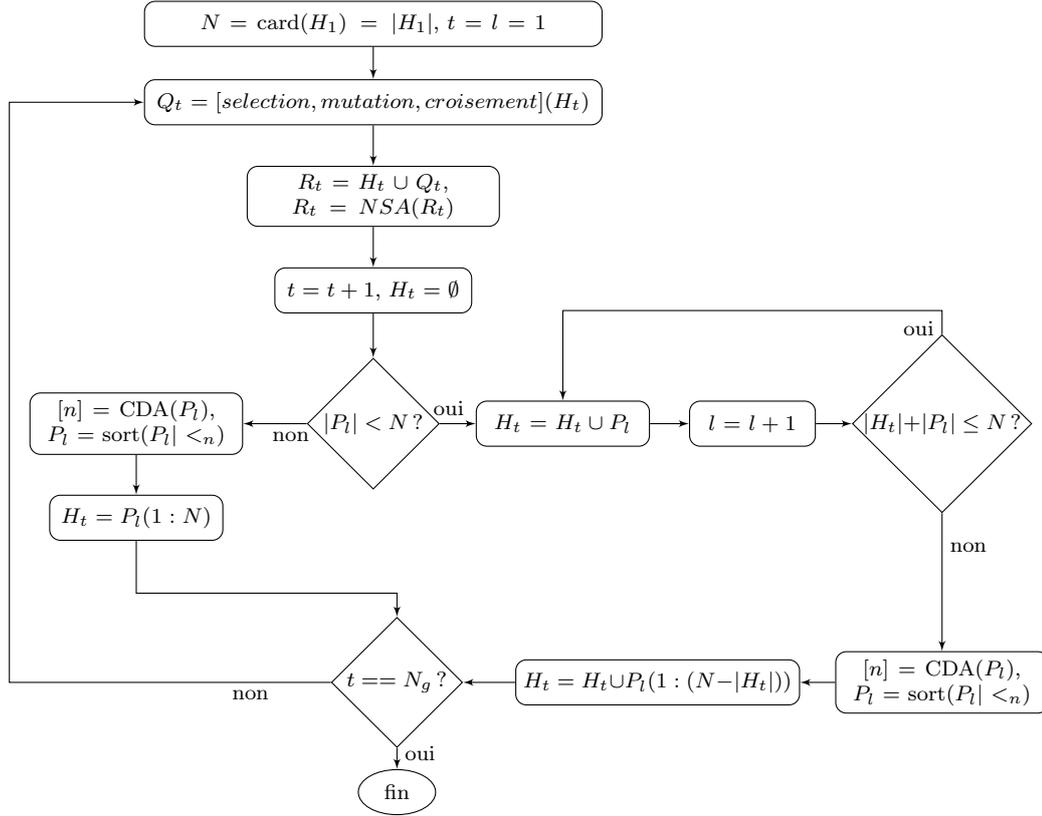


FIGURE 2.6 – Programme principale du NSGA-II

( $t = 1$ ). A partir de cette population initiale, une population  $Q_1$  est générée à l'aide des opérateurs génétiques (sélection, croisement et mutation). Les deux populations sont ensuite regroupées en une unique population  $R_1 = H_1 \cup Q_1$ . Le NSA est appliqué à cette dernière pour l'organiser en sous-ensembles,  $P_l$ , de solutions non-dominées dont la plus importante est  $P_1$ . Si la taille de ce premier est inférieure à  $N$ , il est entièrement intégré dans la nouvelle génération ( $H_{t+1}$ ). Dans le cas contraire, on lui applique la procédure C-D-A et on range ses éléments du plus isolé au plus encombré. Les  $N$  premiers éléments les moins encombrés sont affectés à  $H_{t+1}$ . Lorsque  $P_1$  est entièrement intégré à  $H_{t+1}$ , on vérifie que si en ajoutant la couche de dominance suivante, on ne dépasse pas la taille de  $H_{t+1}$ ; si c'est le cas, elle également entièrement intégrée. Ainsi de suite, jusqu'à la couche de dominance pour laquelle l'ajout des éléments entraîne un dépassement de taille. Dans ce cas, on procède comme précédemment, c'est à dire qu'on applique le C-D-A au  $P_l$  concerné,

afin de ranger ses éléments par ordre d'isolement décroissant. Les éléments nécessaires pour porter la taille de  $H_{t+1}$  à  $N$  sont placés dans ce dernier dans l'ordre dans lequel ils étaient disposés dans  $P_l$ . Les différentes générations sont construites de cette manière jusqu'à la dernière qui contient l'ensemble Pareto-optimal global en son  $P_1$  et d'éventuels ensembles Pareto-optimal locales dans ses  $P_l$  suivants. Le détail de cette procédure est donnée dans la figure 2.6, Où  $N_g$  représente le nombre total de génération,  $P_l = \text{sort}(P_l | <_n)$  indique un rangement des éléments de  $P_l$  dans l'ordre décroissant des CDs et  $Q_t = [\text{selection}, \text{mutation}, \text{croisement}](H_t)$  signifie que  $Q_t$  est généré par sélection, mutation et croisement à partir de  $H_t$ .  $H_t$  et  $Q_t$  sont de même taille. La taille de  $R_t$  résultant de leur union est donc de  $|R_t| = 2N$ . Au cours du processus, la taille des générations reste constante. Le principal avantage du NSGA-II est qu'il est simple et directe. Il permet de générer simultanément un nombre important de solutions quasi-équitablement réparties sur le front de Pareto, mieux que ses contemporains, le *Pareto-Archived Evolution Strategy* (PAES) [12] et le *strength Pareto Evolution Algorithm* (SPEA).

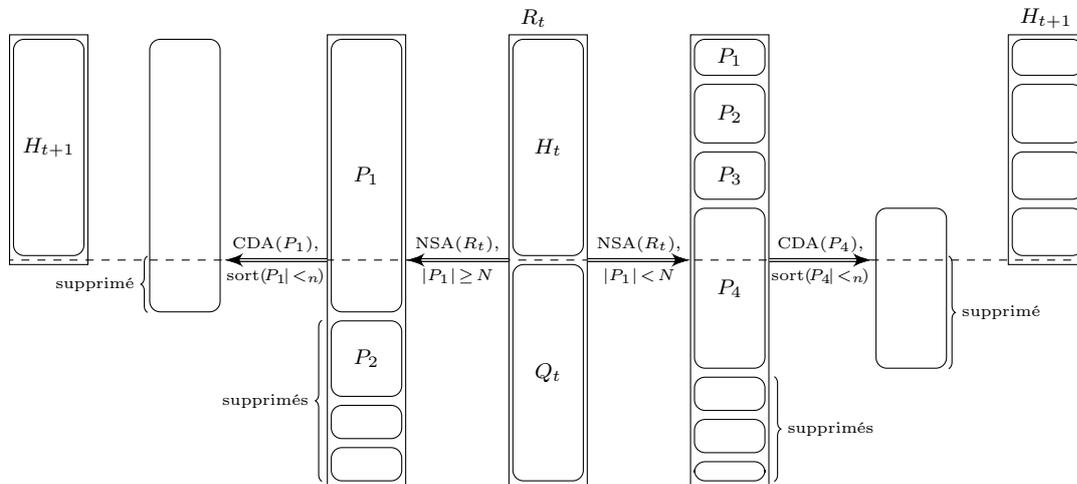


FIGURE 2.7 – Évolution des populations dans le NSGA-II

### La méthode des fonctions pondérées de Wierzbicki

Vu sous l'angle des méthodes pondérées, un problème d'optimisation multi-critères peut se reformuler comme suit

$$\begin{aligned} \min_X \quad & s(\mathbf{f}(X)) \\ & X \in D, \end{aligned} \tag{2.8}$$

où  $s$  représente la fonction pondérée,  $s : \mathbb{R}^K \rightarrow \mathbb{R}$ .

Comme nous l'avons précédemment signalé, l'utilisation des fonctions pondérées dans la détermination de plusieurs solutions de l'ensemble Pareto-optimal nécessite l'évaluation de ces dernières une ou plusieurs fois dans un processus itératif qui à chaque tour produit l'une des solutions désirées. L'optimalité et la convergence de ces méthodes sont clairement prouvées lorsqu'elles sont introduites dans la littérature. Mais avant les travaux de Kaisa Miettinen et Marko M. Mäkelä [34], il était difficile de justifier pourquoi telle ou telle fonction pondérée était préférée à telle autre. Les confrontations objectives entre elles sont effectivement rares. Cette absence se justifie par le fait qu'aucune référence ne parvient à faire l'unanimité, la plupart d'entre elles étant basées sur des fondements intuitifs [41–46]. Néanmoins, l'étude dans [34] se démarque nettement pour avoir basé ses conclusions sur la confrontation de 15 fonctions pondérées pour 20 problèmes tests couramment utilisés dans littérature [47]. Cette étude permet d'identifier clairement la fonction pondérée de Wierzbicki [35] comme étant la plus éprouvée.

Les fonctions pondérées de Wierzbicki font parti des fonctions dites à point de référence [35]. Ce sont des fonctions qui sont construites sur la différence entre un point de haute performance et la variable de recherche. Le but étant de minimiser cette différence de sorte que la variable s'approche le plus prêt possible de la référence haute performance. En effet, plus cette distance est petite plus la variable acquiert un meilleur rendement. Le point de référence que nous indiquons ici par  $\bar{\mathbf{z}}$  désigne uniquement le type de solution que l'opérateur souhaite obtenir. L'opérateur est orienté dans son choix par le vecteur objectif dit *idéal*  $\mathbf{z}^* \in \mathbb{R}^n$ . Un élément  $z_k^*$  de ce vecteur est la valeur que prendrait la fonction objectif correspondante si elle était optimisée seule sur l'espace de faisabilité. Il fournit à l'opérateur une idée

sur les limites du problème et les résultats qu'il est raisonnable d'escompter. Par ailleurs, toute solution située au delà de cette limite est dite utopique et est noté  $\mathbf{z}^{**}$ . Ainsi, les  $\bar{z}_k$  sont choisis tels  $\bar{z}_k \leq z_k^*$ .

L'une des exigences des fonctions de Wierzbicki est de choisir, comme point de référence, des niveaux d'aspiration raisonnables pour chacune des fonctions objectives. On peut rencontrer dans la littérature plusieurs exemples de ces fonctions. Miettinen [47] *et al* donne plus de détails sur leur formulation générale. Ici nous ne considérons que deux cas simples dont les acuités sont suffisantes à la résolution des problèmes posés ici. Ces deux cas sont désignés par *Order-Representing* (OR) et *Order-Approximating* (OA). Un exemple de fonction de Wierzbicki OR est donné par

$$s(\mathbf{f}(X)) = \max_{k=1, \dots, K} [w_k (f_k(X) - \bar{z}_k)], \quad (2.9)$$

où  $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_K]$ . Les  $w_k$  sont généralement choisis comme étant l'inverse de la valeur absolue des solutions idéales, soit,  $w_k = 1/|z_k^*|$ . Lorsque  $|z_k^*| < \delta$ , avec  $\delta$  un nombre infinitésimal positif, on pose  $w_k = 1$ .

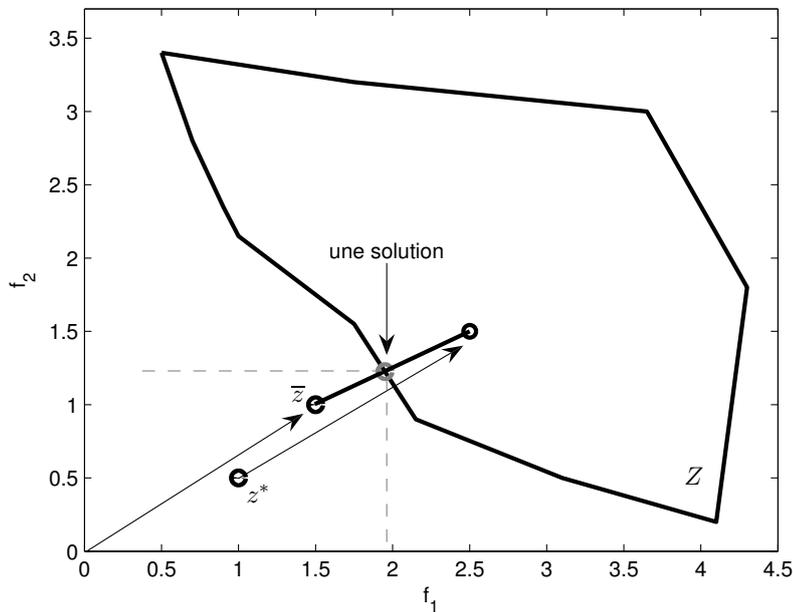


FIGURE 2.8 – Mécanisme de la recherche de solution d'OR

La figure 2.8 décrit le mécanisme de recherche de solution d'OR. Dans un premier temps l'origine du repère est positionnée sur la référence. Dans ce nouveau référentiel le point idéal prend des coordonnées négatives. Sa valeur absolue  $y$  est également représentée. Ensuite, la droite entre ce nouveau point et la référence est tracé. Le cône orthogonal négatif défini par les parallèles aux axes et dont le sommet est un point de la droite, est déplacé tout le long de celui-ci jusqu'à ce qu'il rencontre  $Z$ . Le point d'intersection obtenu est une solution du problème. Pour en déterminer une autre, il faut déplacer la référence et reprendre le processus. Cette fonction fournit à chacune de ses évaluations la fonction objectif qui est la plus éloignée de la référence. Et la minimisation est faite uniquement en fonction de cet objectif jusqu'à ce qu'il se rapproche de la préférence plus qu'un autre des objectifs. Cet autre objectif prend alors la relève et ainsi de suite jusqu'à atteindre la limite de Pareto.

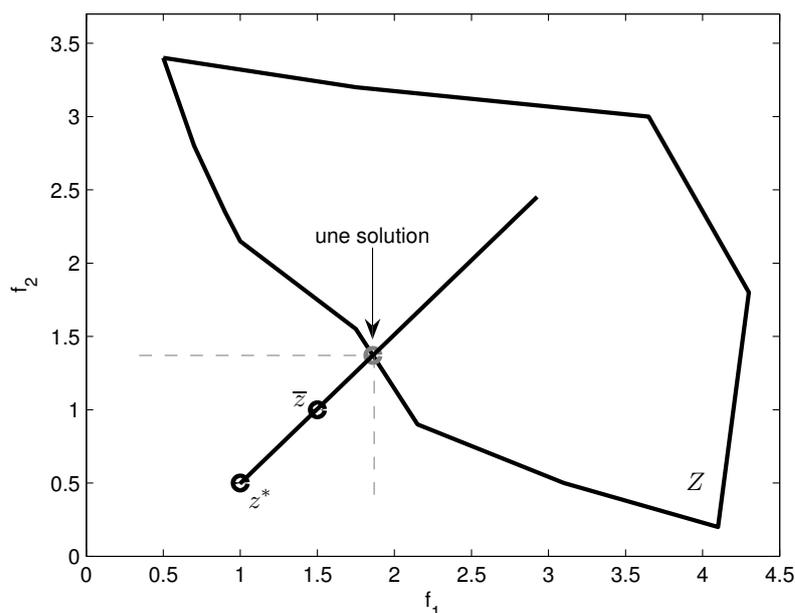


FIGURE 2.9 – Mécanisme de la recherche de solution d'OA

Le second exemple (OA) que nous décrivons ici est une modification d'OR. Cette modification consiste à ajouter une fraction ( $\rho$ ) de la somme des écarts pondérés entre les fonctions et la solution idéale. Ainsi, on se rapproche plus vite

et plus prêt de la limite de Pareto.

$$s(\mathbf{f}(X)) = \max_{k=1, \dots, K} [w_k(f_k(X) - \bar{z}_k)] + \rho \sum_{k=1}^K w_k(f_k(X) - \bar{z}_k), \quad (2.10)$$

où  $\rho$  est un réel positif tel que  $0 < \rho \ll 1$ .

Le mécanisme (figure 2.9) d'OA se trouve ainsi nettement simplifié. Comme le montre la figure, il ne nécessite pas de changement de référentiel, ni de la projection de la valeur absolue de la solution idéale. Une droite est directement tracée entre le point idéal et le référentiel. Un cône identique à celui précédemment défini est amené le long de cette droite jusqu'au croisement avec  $Z$ . La solution ici est également le point d'intersection entre le cône et  $Z$ .

Comme nous l'avons souligné précédemment, les solutions de OR sont des solutions Pareto optimales approchées alors que les solutions OA sont de solutions Pareto optimales. Cette dernière ne donne des solutions approchées que si les fonctions objectifs sont fortement croissantes.



# Caractéristiques et formes d'ondes des Signaux UWB

## 3.1 Caractéristiques des signaux UWB

La transmission UWB est une technique avec des caractéristiques particulièrement attractives. Celles – ci font d'elle la solution adéquate pour les applications telles les communications intérieures courtes portées haut débit, la localisation de précision et les radars à pénétration du sol [48–50].

Il existe plusieurs définitions de l'UWB. Mais la plus largement acceptée est celle donnée par la FCC (Federal Communications Commission), l'autorité de régulation des communications aux États Unis. Cette définition caractérise l'UWB seulement par sa largeur de bande indépendamment du schéma de modulation employé [51] : un signal est dit ultra large bande s'il occupe une largeur de bande à  $-10$  dB, supérieure à 500 MHz ou une bande relative supérieure à 20%, ce pourcentage étant calculé par rapport à sa fréquence centrale.

### 3.1.1 Description des signaux UWB

A l'origine, les signaux UWB ont été présentés avec des formes d'ondes impulsionnelles. Toutefois, l'objectif étant de transmettre un signal blanc dans une grande bande de fréquence, des solutions s'inspirant de la méthode d'accès mul-

multiple par division de fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDM) ont été proposées.

### L'approche OFDM

Cette approche est soutenue par l'alliance nommée MBOA (Multiband OFDM Alliance). Comme l'OFDM classique, elle subdivise le spectre total disponible en 14 sous-bandes de 528 MHz chacune. Chaque sous-bande est répartie en 128 canaux de 4 MHz de large. Le principal défaut de cette approche concerne l'amplitude du signal émis qui, dans la plupart des cas, est très élevée.

### L'UWB impulsionnelle

Ici, plusieurs impulsions ultra brèves sont utilisées pour transmettre l'information. La période de répétition de ces impulsions est de l'ordre d'une dizaine de nano seconde. Elles sont modulées en position, en amplitude ou en phase. Afin de permettre l'accès multiple, des codes temporels sont associés à la modulation pour distinguer différents utilisateurs.

Nos travaux porteront sur l'UWB impulsionnelle. Nous avons choisi la modulation par position d'impulsions qui bien que présentant de moindre performance en environnement multi-utilisateurs [52, 53], offre une plus grande flexibilité et un plus grand potentiel d'amélioration que les autres techniques de modulation. La technique que nous utiliserons est l'impulsion radio par sauts temporels ou *Time Hopping Impulse Radio UWB* (TH-IR UWB).

## 3.1.2 Propriétés et applications de l'UWB

### Propriétés des signaux UWB

L'UWB obtenu par l'approche OFDM a les mêmes propriétés que les systèmes de transmission bande étroite classiques. Les présentes caractéristiques sont celles de l'UWB impulsionnelle. Des nombreuses propriétés que possède cette technologie, les plus pertinentes sont les suivantes :

- L'immunité aux trajets multiples ;

- la furtivité ;
- la simplicité d'implémentation ;
- la faible consommation d'énergie ;
- et d'excellentes propriétés de pénétrations.

### **Applications de l'UWB**

La technologie UWB a de nombreuses applications. Ces applications peuvent être regroupées en trois grandes catégories :

#### **Systemes d'imagerie radar**

Cette catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol, d'imagerie à l'intérieur des murs et à travers les murs, d'imagerie médicale, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. Cette catégorie exploite les excellentes propriétés de pénétration des signaux UWB.

#### **Systemes radar de véhicule**

On rencontre dans ce groupe, les radars anticollisions, les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, les capteurs de perturbation de champ, etc.

#### **Systemes de communication**

Nous avons dans cette catégorie les systèmes de communication à courte portée, notamment les réseaux personnels sans fil et les réseaux de capteurs. Ce groupe présente le plus fort potentiel en matière de prolifération. Ceci est dû à la faible susceptibilité des signaux UWB aux trajets multiples. Cette propriété favorise en effet l'utilisation massive des dispositifs UWB dans des endroits fermés tels les immeubles à bureaux, les centres commerciaux, les aéroports etc.

### **3.1.3 Les différentes réglementations**

Du fait de l'immense bande qu'elle occupe, l'UWB chevauche inévitablement les autres systèmes sans fil bande étroite existant. Pour éviter les brouillages mutuels,

des règles doivent être établies pour permettre à tous les modules de cohabiter. La première administration de régulation à réglementer cette cohabitation est la FCC (autorisation publiée en février 2002). Cette réglementation résout le problème des interférences mutuelles en imposant aux signaux UWB de strictes restrictions résumées dans les gabarits de la figure ci-dessous (fig. 3.1). Malgré ces lourdes restrictions, les transmissions UWB restent viables grâce à la possibilité d'étaler l'énergie des signaux sur une bande très large. La faible densité spectrale de puissance qui en résulte place ces signaux en dessous du bruit de fond des transmissions bandes étroites classiques, minimisant ainsi tout risque de brouillage.

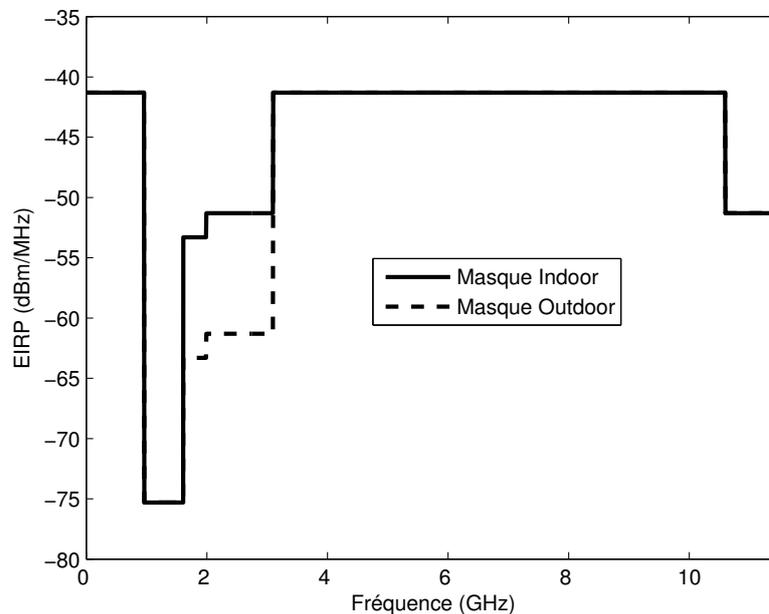


FIGURE 3.1 – Masques spectraux définis par la FCC pour les communications.

Ce n'est qu'en février 2007 que la seconde autorisation sur l'UWB est apparue. Il s'agit de celle de la communauté européenne (figure 3.2). Elle se traduit par un masque qui, bien que présentant quelques similarités avec celui de la FCC, est beaucoup plus contraignant.

Pour le moment, seules ces deux réglementations sont en vigueur. Dans les autres pays comme le Japon et Singapour, les travaux en vue de la publication de réglementations sur l'UWB, sont en cours. Ces pays ont néanmoins présenté des

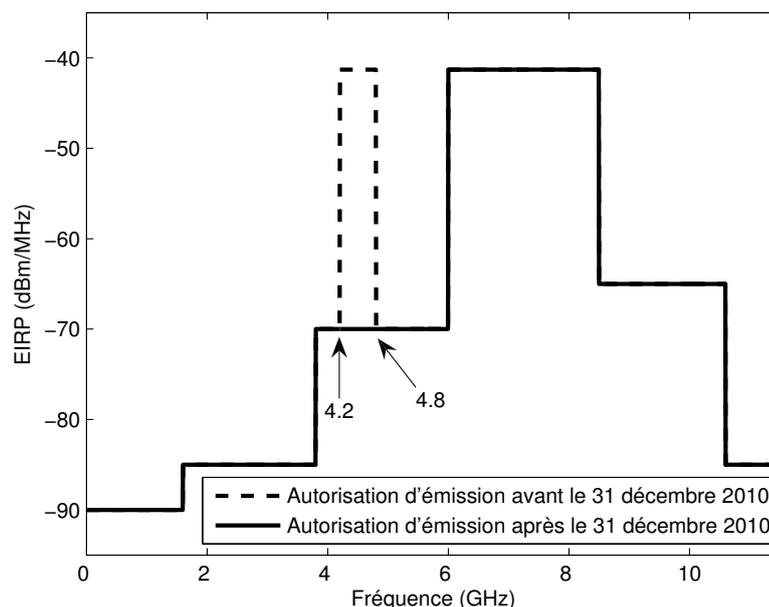


FIGURE 3.2 – Masque spectral UWB de la communauté européenne.

propositions de masque. Celui du Japon est le plus sévère d'entre tous. Il s'étend de 7.25 à 10.25 GHz avec une densité spectrale de puissance de  $-41.3$  dBm/MHz. Par contre celui de Singapour est de loin le plus souple. Il offre une bande de 8 GHz allant de 2 à 10 GHz avec des puissances d'émission situées à  $10$  dB au dessus de la limite fixée par la FCC [50].

Notons finalement que les réglementations déjà en vigueur fixent le maximum de la DSP à  $-41.3$  dBm/MHz dans leur bande principale. Ceci limite la portée des modules UWB à 10 m [54].

Les différents spectres que nous évoquerons dans la suite de ce document se référeront au masque américain. Toutefois, les résultats obtenus sont applicables à tout autre masque.

### 3.1.4 Densité spectrale de puissance (DSP) des signaux UWB

La densité spectrale des signaux UWB présente de nombreuses raies et crêtes. Di Benedetto et al [55, 56] ont montré que cette apparence est étroitement liée à la périodicité. Pour parvenir à ce résultat, ils analysent le spectre de signaux modulés

en position (PPM) dans plusieurs cas. Nous nous pencherons principalement sur les cas où le signal modulant est périodique et le cas où il est aléatoire.

De manière générale, un signal modulé en position est modélisé par l'expression ci-dessous :

$$x_{ppm}(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} p(t - jT - m(jT)) \quad (3.1)$$

Où  $p(t)$  est une impulsion,  $m(t)$  le signal modulant et  $T$  la durée moyenne entre les impulsions.

### 1<sup>er</sup> cas : $m(t)$ est périodique

$$m(t) = m(t + T_m) \quad (3.2)$$

Où  $T_m$  est la période de  $m(t)$  Dans ce cas la densité spectrale de puissance est donnée par la relation suivante :

$$P_{x_{ppm}}(\nu) = \frac{1}{T^2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \left| J_n \left( 2\pi M \left( m \frac{1}{T} + nl \frac{1}{T_m} \right) \right) \right|^2 \times \left| J_n \left( P \left( m \frac{1}{T} + nl \frac{1}{T_m} \right) \right) \right|^2 \delta \left( \nu - \left( m \frac{1}{T} + nl \frac{1}{T_m} \right) \right) \quad (3.3)$$

Où  $P(\nu)$  et  $M(\nu)$  sont respectivement les transformées de Fourier de l'impulsion  $p(t)$  et du signal modulant  $m(t)$  et  $J_n$  les fonctions de Bessel du  $n^e$  ordre.

La relation 3.3 fait apparaître une impulsion de Dirac qui montre que  $P_{x_{ppm}}(\nu)$  est discret. Nous constatons effectivement que lorsque le signal modulant est périodique, le spectre obtenu est essentiellement constitué de raies.

### 2<sup>e</sup> cas : le signal modulant est aléatoire

On considère, ici, que  $m(t)$  est un processus stationnaire aléatoire discret dont les éléments  $w(m(kT_f))$  sont statistiquement indépendants. Ces éléments possèdent une fonction de densité de probabilité commune  $w(m(kT_f))$ .

On obtient la densité spectrale de puissance :

$$P_{x_{ppm}}(\nu) = \frac{|P(\nu)|^2}{T} \left( 1 - |W(\nu)|^2 + \frac{|W(\nu)|^2}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\nu - \frac{n}{T}\right) \right) \quad (3.4)$$

Où  $W(\nu)$  est la transformée de Fourier de  $w(t)$ , la fonction de la densité de probabilité. L'équation (3.4) montre que le spectre du signal modulant aléatoire a deux composantes : l'une continue et l'autre discrète.

Ainsi pour un signal modulant aléatoire, on obtient un spectre continu surmonté, par endroits, de raies. Des deux cas précédents, les auteurs déduisent la densité spectrale de puissance des signaux TH IR-UWB. Ils mettent, également, en évidence les différents paramètres qui permettent de modifier l'allure de cette dernière.

### Densité spectrale de puissance des signaux TH IR-UWB

L'expression d'un signal TH IR-UWB est donnée par :

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} p(t - jT_f - c_jT_c - d_i\delta), \quad (3.5)$$

Avec :

- $E_b$  l'énergie utilisée pour transmettre une donnée ;
- $T_f$  représente ici la durée de la trame ;
- $N_s$  le nombre de trame ;
- $T_c$  la durée d'un slot ;
- $\{c_j\}_{j=0}^{N_h-1}$  est le code pseudo-aléatoire de longueur  $N_h$  ;
- $\delta$  le retard dû à la modulation PPM et
- $d_i \in \{0, 1\}$ , la  $i^e$  donnée binaire.

La DSP de ce signal est étroitement liée au retard total  $c_jT_c + d_i\delta$ .

- Pour  $\delta \ll c_jT_c$ , la périodicité de  $c_jT_c + d_i\delta$  est quasi identique à celle des codes pseudo aléatoire  $\{c_j\}_{j=0}^{N_h-1}$ .

- En supposant que la longueur des codes  $N_h$  est égale au nombre d'impulsions  $N_s$  qui décrivent le symbole informatif, la DSP reste discrète et présente des raies spectrales aux fréquences  $m/N_h T_c$  où  $N_h T_c$  est la durée d'application des codes TH et  $m \in \mathbb{N}^*$ .
- Quand  $N_h$  est supérieur à  $N_s$ , les raies se rapprochent. La DSP contient beaucoup plus de raies, mais avec des amplitudes plus faibles.
- Pour  $N_h \gg N_s$ , la distance entre les raies,  $1/N_h T_c$  devient très petite et celles-ci ont tendance à se superposer avec un effet bénéfique de lissage.
- Pour  $\delta \gg c_j T_c$ , et en nous plaçant dans le cas où  $N_h = N_s$ ,  $\{c_j\}_{j=0}^{N_h-1}$  devient un processus semblable aux éléments  $m(kT_f)$  décrits dans le cas des signaux modulants aléatoires. En tenant compte du codage TH et de la modulation PPM, la DSP peut globalement se mettre sous la forme suivante :

$$P(\nu) = \frac{|P_v(\nu)|^2}{T_b} \left( 1 - |W(\nu)|^2 + \frac{|W(\nu)|^2}{T_b} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta \left( \nu - \frac{n}{T_b} \right) \right) \quad (3.6)$$

cette expression est similaire à (3.4) avec :

- $P_v(\nu)$  la transformée de Fourier du signal  $v(t)$  résultant uniquement du code TH. Ce signal est obtenu en négligeant l'effet de  $\delta$  dans l'équation (3.5) :

$$v(t) = \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{j=N_s}^{N_s-1} p(t - jT_f - c_j T_c), \quad (3.7)$$

- $W(\nu)$  est la transformée de Fourier de la fonction de densité de probabilité des symboles informatifs  $d_i$  ;
- $T_b = N_s T_f$  la durée d'émission d'un symbole informatif.

En conclusion, lorsque le signal UWB a un aspect périodique, son spectre est essentiellement constitué de raies et de crêtes. Cependant, lorsqu'il est aléatoire, son spectre est continu et surmonté, par endroits, de raies. Cette structure provient des composantes continues et discrètes dont il est constitué. Ces composantes dépendent essentiellement de  $|W(\nu)|^2$ .  $W(\nu)$  prend de grandes valeurs aux faibles fréquences et de petites valeurs aux hautes fréquences. Par conséquent, la compo-

sante discrète prédomine aux faibles fréquences et est quasi négligeable aux hautes fréquences.

Les travaux suivants présentent des techniques de réduction des raies et des crêtes dans le spectre des signaux UWB. Ces techniques s'appuient sur le principe que ces raies et ces crêtes proviennent de la périodicité des dits signaux.

### 3.1.5 État de l'art sur les techniques de lissage de spectre

Les signaux étudiés par les différents articles sont principalement des impulsions radio à saut temporel (Time Hopping Impulse Radio Ultra Wide Bande, TH – IR – UWB).

#### Contribution d'un jitter temporel

Les travaux de S. G. Glisic [57] sur l'évaluation de la densité spectrale de puissance (DSP) des signaux à caractère aléatoire ont été étendus aux signaux à spectre étalé et plus particulièrement aux signaux à spectre étalé par séquence directe (DS – SS). S'appuyant sur ces précédents travaux, Win [58] a déterminé la densité spectrale de puissance des signaux à spectre étalé par saut temporel (TH – SS) en présence de jitter. Il constate à la suite de ces travaux que la présence du jitter temporel ne dégrade pas la DSP de ces signaux mais surtout contribue à lisser leur spectre.

#### Contribution de la polarisation des impulsions des données

L'élimination des raies et des crêtes spectrales dans le spectre des signaux TH – IR – UWB a été l'objet des travaux de Natache et Molisch [59]. A cet effet ils procèdent aux deux essais successifs ci-dessous :

##### Lissage du spectre avec le code Time Hopping (TH)

La DSP du signal TH IR-UWB transmis dépend principalement de la forme d'onde de l'impulsion et du code TH. Les systèmes considérés généralement dans la littérature et par les groupes de travail de standardisation ont leur longueur de code TH égale au nombre d'impulsions dans le symbole informatif. Nakache et Molish ont baptisé ce type de code, les codes courts. Ils analysent également le cas

où la longueur des codes TH est supérieur au nombre d'impulsions dans la donnée. Ils les désignent codes longs. Dans les deux cas l'expression de la DSP des signaux émis est différente ainsi que leurs effets sur les raies spectrales. Leurs formulations s'appuient sur l'expression de la DSP d'une modulation  $M$ -aire avec des séquences d'entrée indépendantes. L'expression a été proposée par S.G. Wilson dans [60] et est donnée par :

$$G_s(\nu) = \frac{1}{T_b^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left( \left| \sum_{i=0}^{M-1} P_i S_i \left( \frac{n}{T_b} \right) \right|^2 \delta \left( \nu - \frac{n}{T_b} \right) \right) + \frac{1}{T_b} \left( \sum_{i=0}^{M-1} P_i |S_i(\nu)|^2 - \left| \sum_{i=0}^{M-1} P_i S_i(\nu) \right|^2 \right) \quad (3.8)$$

Où  $M$  est la taille de l'alphabet,  $s_i(t)$  la forme d'onde du  $i^e$  symbole,  $S_i(\nu)$  sa transformée de Fourier et  $P_i$ , la probabilité marginale de la  $i^e$  donnée.

### DSP des signaux TH-IR avec un code TH court

En partant du spectre du signal transmis sans modulation :

$$\mathcal{F}\{v(t)\} = S(\nu) \sum_{k=0}^{N_s-1} e^{-j2\pi(T_f k + c_k T_c)\nu} \quad (3.9)$$

et en considérant une modulation binaire, ils déduisent l'expression de la DSP de la séquence transmise :

$$G_s(\nu) = \frac{1}{2T_b^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| S \left( \frac{n}{T_b} \right) \right|^2 \left| \sum_{k=0}^{N_s-1} e^{-j2\pi(T_f k + c_k T_c)(n/T_b)} \right|^2 \left( 1 + \cos \left( \frac{2\pi n \delta}{T_b} \right) \right) \times \delta \left( \nu - \frac{n}{T_b} \right) + \frac{1}{2T_b} |S(\nu)|^2 \left| \sum_{k=0}^{N_s-1} e^{-j2\pi(T_f k + c_k T_c)\nu} \right|^2 (1 + \cos(2\pi\nu\delta)) \quad (3.10)$$

Le spectre obtenu avec cette expression présente des raies qui peuvent monter jusqu'à  $10 \log_{10}(T_b^{-1})$  dB au-dessus de la composante continue ce qui correspond à 80 dB pour un débit de 100 Mb/s.

Dans de la régulation FCC, les puissances sont mesurées sur des bandes de 1 MHz de largeur. Par conséquent, une raie spectrale peut individuellement surpasser la limite supérieure imposée et être tolérée si la puissance moyenne de toutes les raies de la bande de 1 MHz dans laquelle elle se situe ne viole pas le masque.

Même en tenant compte de cette possibilité, la réduction n'est généralement que de 60 dB (pour un débit de 100 Mb/s) et donc nécessite une réduction globale de la puissance de transmission de la différence (20 dB). Seul un jitter temporel uniforme qui équivaut à considérer un positionnement aléatoire de l'impulsion à l'intérieur de la trame, aide à réduire l'amplitude des raies mais ne les supprime pas complètement [61].

La figure ci-dessous présente le spectre d'un signal TH-IR muni d'un code court avec en abscisse les fréquences en GHz et en ordonnées, la puissance isotropique effectivement émise (*Effective Isotropic Radiated Power, EIRP*). Ce code est appliqué à une série de 10 données représentées chacune par  $N_s = 5$  impulsions pouvant se déplacer dans des trames de  $N_h = 4$  slots. Ces données sont émises à un débit de 0.5 Mb/s). Les raies culminent donc à 56.6713 dB (fig. 3.3) au dessus de la composante continue.

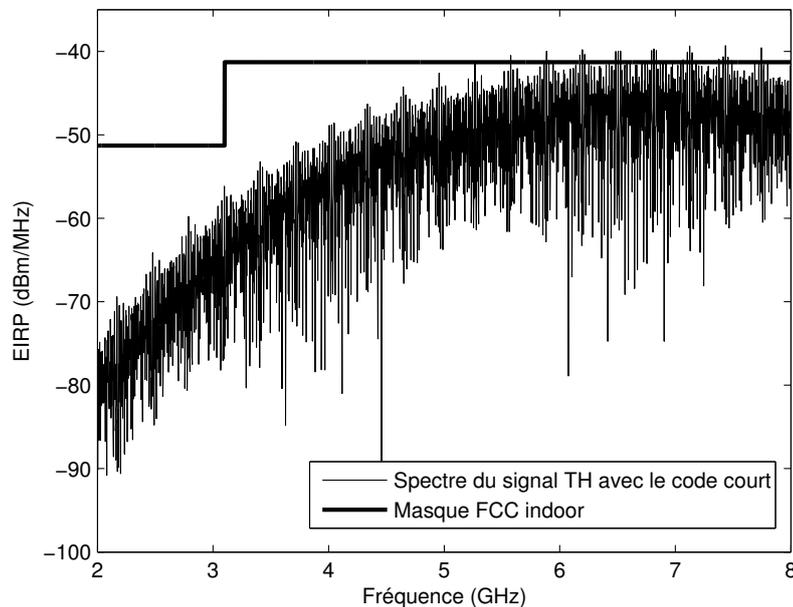


FIGURE 3.3 – Spectre d'un signal TH-IR muni d'un code TH court

### Perte de puissance et perte de puissance intrinsèque

La perte de puissance que nous notons  $P_e$  est la surface entre le masque et le spectre du signal TH-IR lorsque sa raie spectrale la plus élevée est ramenée au niveau de ce dernier. De la même manière, nous définissons la perte de puissance intrinsèque ( $P_{ei}$ ) comme étant la surface entre l'enveloppe supérieure du spectre du signal TH-IR et sa composante continue. L'enveloppe supérieure est obtenue à partir de l'interpolation linéaire entre les sommets des raies. Ces deux grandeurs sont mesurées dans le lobe principale du masque spectrale de la FCC, définie par  $F_P = \{\nu_p \mid \nu_p \in [3.1, 10.6] \text{ GHz}\}$ . Alors que la première grandeur témoigne de l'occupation spectrale, la seconde rend compte du lissage du spectre à proprement dit, qu'il respecte le masque ou non. Dans cette première analyse nous ne nous intéresserons qu'à la première mesure. Ainsi, le spectre de la figure (3.3) réalise une perte intrinsèque de  $P_{ei} = 9.1176 \times 10^{-8}$  dBm, soit environ 1 mW.

Afin de mieux comparer la plupart des codes que nous présentons dans cette section, nous évaluerons leurs pertes intrinsèques moyennes,  $\overline{P}_{ei}$ . Pour ce faire, différents codes sont aléatoirement tirés et appliqués à une trame de 2 données, ensuite une moyenne est calculée sur tous les essais réalisés. Un millier de teste permet d'obtenir une moyenne stable. Nous conservons ces mêmes conditions pour les évaluations de cette partie. Celle des séquences courtes est faite en appliquant le même code aux deux données, comme l'indique leur définition.

### DSP des signaux TH-IR avec un code TH long

L'une des techniques permettant d'améliorer les propriétés spectrales des signaux TH-IR est le renforcement du caractère aléatoire de la position des impulsions. Les codes TH longs permettent d'atteindre ce résultat. L'objectif de la définition de ce type de code est de moyennner plusieurs densités spectrales. Si leurs piques et leurs raies tombent à des fréquences différentes, leur puissance moyenne sera plus basse.

La combinaison du codage TH longs et de la modulation PPM peut être considérée comme une modulation  $M$ -aire où la position des impulsions dans les trames est complètement aléatoire. Cette supposition est valable si le décalage PPM se fait de manière cyclique et d'une valeur multiple de la durée du slot  $T_c$ , soit  $\delta = zT_c$ ,

où  $z \in \mathbb{N}$ . Ainsi, les impulsions en bout de trame sont ramenées dans les premiers slots au décalage suivant. Considérer des codes TH longs revient donc à choisir les slots de positionnement des impulsions de manière indépendante pour chaque trame, autrement dit, à changer de code TH court à chaque donnée.

Par conséquent, les trames sont indépendantes et chaque impulsion peut avoir  $M$  positions équiprobables dans chaque trame. Le signal peut donc être modélisé comme du PPM  $M$ -aire avec  $T_f$  la durée du symbole informatif et  $M = N_c$ . La densité spectrale peut donc facilement être obtenue à partir de l'équation 3.8 :

$$G_s(\nu) = \frac{1}{N_c^2 T_f^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left( \left| S\left(\frac{n}{T_c}\right) \right|^2 \delta\left(\nu - \frac{n}{T_c}\right) \right) + \frac{1}{T_f} |S(\nu)|^2 \left( 1 - \frac{1}{N_c^2} \left| \sum_{i=0}^{N_c-1} (e^{-j2\pi f T_c})^i \right|^2 \right) \quad (3.11)$$

L'équation (3.11) montre que les raies ne sont pas complètement éliminées. La distance entre deux raies adjacentes est inversement proportionnelle à la durée du slot. Augmenter  $N_c$  ne fera qu'éloigner les raies les unes des autres. Si  $N_c$  est infini, ce qui équivaut à une distribution uniforme des impulsions dans les trames, toutes les raies sont projetées à l'infini et ne sont donc plus gênantes. Toutefois cette proposition n'est pas réalisable en pratique en ce sens que tous les générateurs de code TH (les séquences pseudo-aléatoires, les codeurs numériques, ou les tables de stockages etc...) génèrent tous un nombre fini de codes. Pascal Pagani *et al* [62] montre aussi que certaines raies ne peuvent être réduites par la simple conception de séquence TH, par exemple lorsque le rapport  $T_f/T_c = m/n$  où  $m$  et  $n$  sont des nombres premiers.

La figure (3.4) illustrant le lissage obtenu par un code TH long montre bien que l'application de ce type de séquence entraîne une nette réduction de l'amplitude des raies mais ne les élimine pas complètement. On constate également que les raies restantes sont plus espacées que dans le cas de la séquence courte.

Le code TH pseudo-chaotique proposé par Maggio *et al* [63] suit le même principe que celui des codes TH longs, sauf que le générateur est choisi de sorte à produire des séquences avec de faibles inter-corrélation.

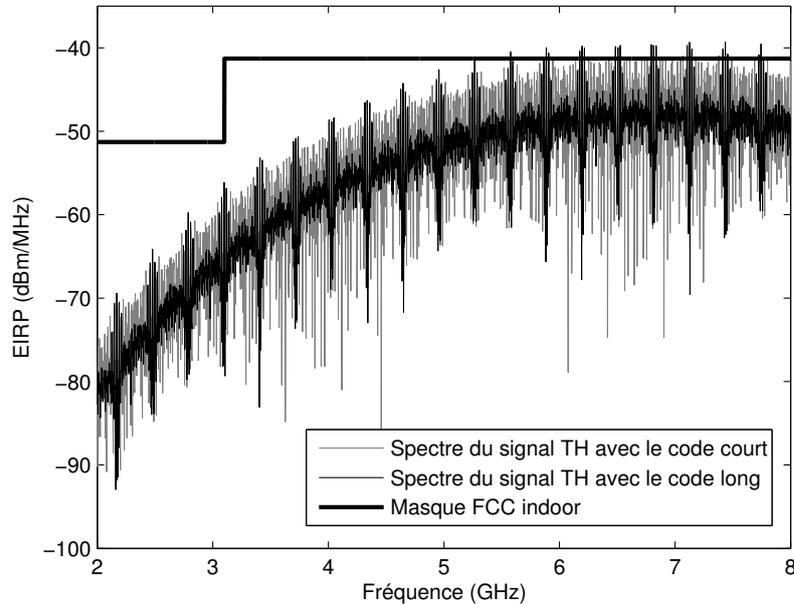


FIGURE 3.4 – Spectre d'un signal TH-IR muni d'un code TH long

### DSP des signaux TH-IR avec un code de polarisation aléatoire des impulsions

Initialement utilisées pour éviter les collisions catastrophiques dans les systèmes TH-IR, pour réduire la périodicité de ces signaux et donc éliminer les raies spectrales, les séquences TH s'avèrent à elles seules inefficaces. Nakache et Molish [59] suggèrent donc de leur adjoindre une séquence de polarisation aléatoire des impulsions. Cela revient à réécrire le signal transmis (3.5) sous la forme suivante :

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} a_j p(t - jT_f - c_j T_c - d_i \delta), \quad (3.12)$$

Où  $a_j$  est une séquence de polarisation aléatoire. Ils montrent que cette séquence élimine les raies spectrales dans tous les cas, mais toutefois, l'aspect de la compo-

sante continue reste fortement dépendant des propriétés de la séquence TH utilisée et donc limite le lissage de la DSP. Cette proposition a été testée dans plusieurs cas, entres autres :

- la polarisation aléatoire symbole par symbole avec un code TH court ou long ; la polarisation concerne le symbole entier. Toutes les impulsions ont la même polarité. Ce cas est similaire à une modulation PPM/PAM<sup>1</sup> associée au codage TH pour l'accès multiple. Sauf qu'ici les signes des impulsions transmises ne portent aucune information et peuvent donc facilement être éliminés par un récepteur simple tel le détecteur d'enveloppe.

Dans ces cas il n'est pas nécessaire d'avoir des symboles équiprobables pour contrôler les caractéristiques spectrales du signal modulé. Même si ce dernier présente des symboles non-équiprobables ou une modulation non antipodale, le brouillage apporté par la polarisation des symboles compense ces derniers en créant des paires de formes d'ondes indépendantes et équiprobables de polarité opposée. Cette condition est suffisante pour éliminer les raies spectrales.

Si toutefois les raies spectrales sont éliminées, les codes TH créent des crêtes dans le spectre qui, comme dans le cas des raies, nécessite une réduction de la puissance totale transmise pour s'accommoder au masque. Dans le cas des codes TH courts, ces crêtes sont bien plus prononcées que ceux créés en utilisant les séquences longues. Par contre l'utilisation de longues séquences TH est souvent problématique. Il rend la synchronisation plus difficile et complique l'égalisation. Par conséquent, dans la suite nous n'utiliserons que le codage TH court conjointement aux autres techniques de lissage.

- la polarisation aléatoire impulsion par impulsion avec un code de polarisation court ou long ;

- Séquence de polarisation courte ;

Comme les séquences TH courtes, une seule séquence de polarisation courte est utilisée pour tous les symboles transmis. La forme d'onde

---

1. Pulse Amplitude Modulation : modulation par amplitude d'impulsion

du symbole résultant est la combinaison d'une séquence TH et d'une séquence de polarisation aléatoire. La structure obtenue est fixe et est composée de  $N_s$  impulsions décalées avec des polarités différentes. Ici également la polarisation des impulsions est suffisante pour éliminer les raies. De plus, la polarisation aléatoire impulsion par impulsion introduit plus de flexibilité dans le spectre du symbole et donc aide à mieux concevoir ce dernier pour réduire les crêtes introduites par la séquence TH et limite ainsi la perte de puissance due à l'ajustement.

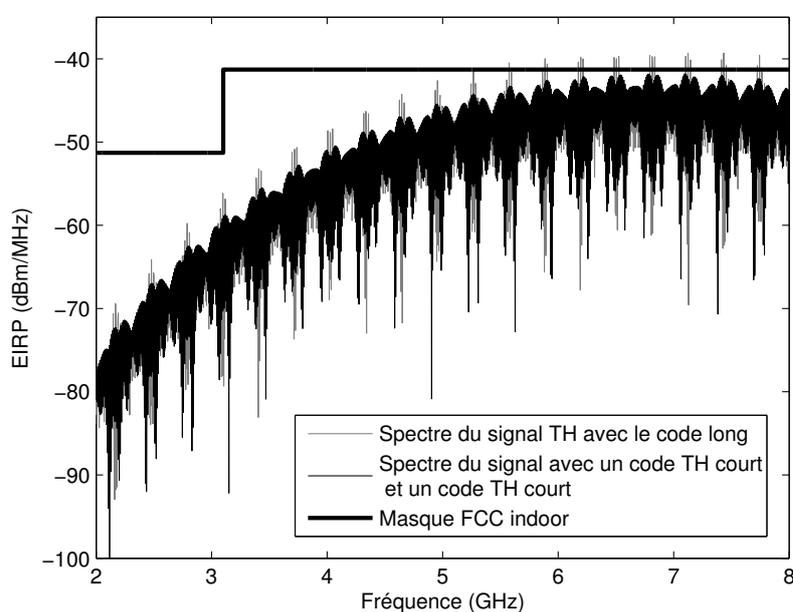


FIGURE 3.5 – DSP d'un signal TH-IR muni d'un code TH court et une séquence de polarisation courte

- Séquence de polarisation longue ;

on dira qu'une séquence de polarisation est longue, lorsqu'une sélection aléatoire est faite entre plusieurs codes de polarisation courts. Ainsi, la structure de la donnée n'est pas figée même si le code TH utilisé reste inchangé. D'un symbole à l'autre, la position des impulsions reste fixe alors que leur polarité varie. Plus le code est long plus une grande

flexibilité est introduite dans le spectre de symbole informatif d'où un lissage plus efficace.

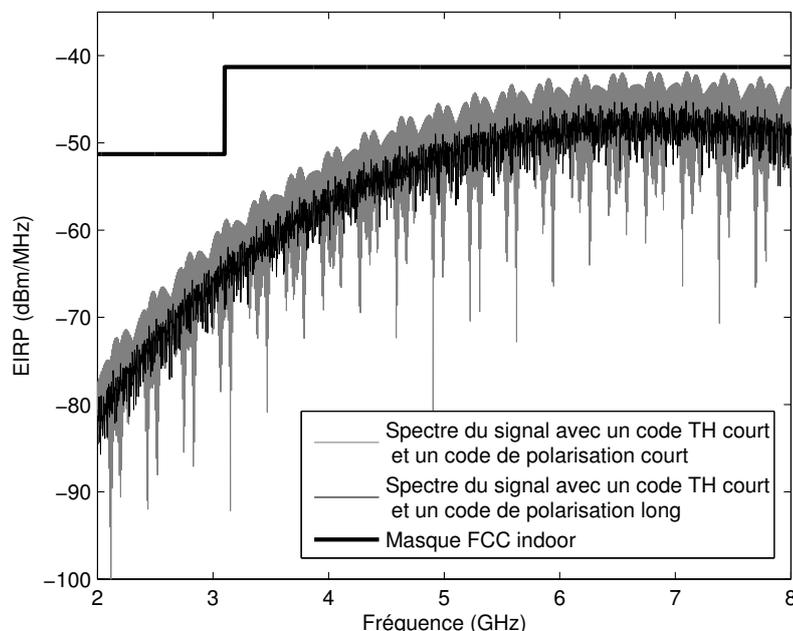


FIGURE 3.6 – DSP d'un signal TH-IR muni d'un code TH court et une séquence de polarisation longue

Les illustrations des effets des codes de polarisation courts et longs sont données respectivement par les figures (3.5) et (3.6). La séquence  $[1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad -1]$  est utilisée pour coder chacune des 10 données transmises dans le cas de la séquence courte. Dans ce cas (figure 3.5), Il demeure un fort facteur de crête dans la DSP malgré l'élimination des raies. Par contre, dans le cas de la séquence longue, les crêtes sont considérablement réduites. La figure (3.7) présente les courbes obtenu à partir des nuages de points issus de l'évaluation de leur perte de puissance intrinsèque. Le code de polarisation long présente effectivement un effet de lissage plus efficace.

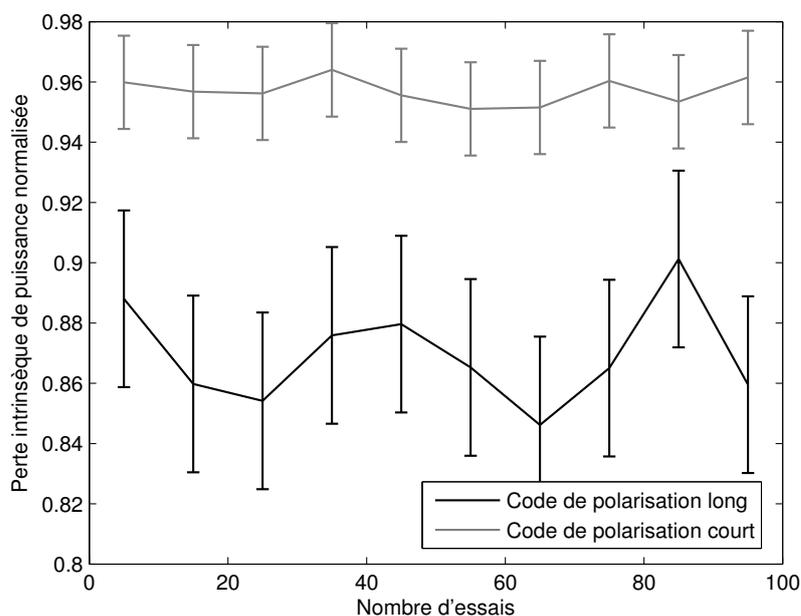


FIGURE 3.7 – Graphe statistique illustrant les pertes de puissances moyennes intrinsèques des codes de polarisation court et long

## 3.2 Variation de l'étalement des impulsions

Les travaux évoqués précédemment montrent que la présence de raies dans le spectre des signaux TH-IR est principalement due à l'aspect périodique du signal. Les différentes propositions apportées sont donc allées dans le sens de la réduction de cette périodicité. Autrement, toute solution pour améliorer le spectre de ces signaux doit nécessairement améliorer leur aspect stochastique. Dans cette section, nous proposons un nouveau paramètre, ne portant également pas d'information, pour contribuer au lissage des spectres TH-IR. Ce paramètre que nous considérons pseudo-aléatoire rend l'étalement des impulsions dans le symbole variable. Nous désignons cette séquence par code de randomisation des impulsions ou *Pulse Width Randomisation* (PWR) [2]

Les codes TH que nous utiliserons dans nos simulations sont uniquement des codes courts, pour les mêmes raisons que celles évoquées à la section ( 3.1.5 page 49) ; c'est-à-dire la synchronisation et l'égalisation rendues ardues par les

codes TH longs. Lorsqu'on fait intervenir le code PWR, le signal transmis devient :

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} a_j p(\beta_j (t - jT_f - c_j T_c - d_i \delta)), \quad (3.13)$$

Où  $\beta = \{\beta_j\}_{j=0}^{N_s-1}$  est la séquence PWR qui permet de faire varier la largeur des impulsions. Le symbole informatif est finalement constitué d'impulsions de largeurs différentes.

### 3.2.1 Conception des codes d'étalement aléatoire des impulsions

Le choix de  $\beta$  influence fortement l'occupation spectrale du signal obtenu. Lorsque sa moyenne est inférieure à 1, le spectre du signal transmis est plus étroit que celui de l'impulsion de base. Pour une moyenne supérieure à 1, le spectre devient plus grand. Dans le premier cas, le signal résultant contient moins de puissance que l'impulsion d'origine. Ce phénomène peut être évité en ajustant au mieux les valeurs des éléments qui forment le code de sorte que le symbole informatif contienne une énergie égale à celle de l'impulsion de base ou occupe au mieux le masque spectral.

D'un autre côté, la forme d'onde du spectre dépend de la variance  $\sigma_\beta$  de la séquence d'étalement. De grandes valeurs de cette dernière provoquent des ondulations qui dans le cas d'impulsions de base à bonne occupation spectrale peut entraîner des dépassements de seuil. Aussi, les impulsions étalées doivent rester dans le slot dans lequel le code TH les positionne afin d'éviter d'éventuels chevauchements. Si nous désignons par  $T_p$  la largeur de l'impulsion de base, la première contrainte imposée sur les éléments du code  $\beta_j$  est donnée par :

$$\frac{T_p}{\beta_j} < T_c \quad (3.14)$$

En raison des ondulations que le code d'étalement peut introduire dans le spectre, leur conception peut se faire suivant deux références :

- l'enveloppe supérieure ;

- et/ou le masque spectral.

Même si l'enveloppe supérieure est la première référence dans l'amélioration du lissage du spectre, l'avantage de tenir compte du masque provient de l'augmentation de l'occupation du masque que le code d'étalement permet d'obtenir. Ce qui n'est pas le cas avec les autres codes.

Notre proposition est applicable seulement dans les cas où la durée de l'impulsion de base est suffisamment inférieure à la durée du slot ( $T_p < T_c$ ). Les paramètres du système doivent donc être choisis tels que la durée du slot soit supérieure au double de celle de l'impulsion d'origine soit :

$$T_c > yT_p, \quad (3.15)$$

Où  $y \in \mathbb{N}$  et  $y > 2$ .

Finalement,  $\beta$  est une séquence constituée de nombres décimaux indépendants et uniformément distribués sur l'intervalle  $]\bar{P}(1 - 1/2), \bar{P}(1 + 1/2)[$ , où  $\bar{P}$  est la moyenne de référence fixée pour les éléments du code et  $\bar{P} > 1/y$ . Les séquences d'étalement peuvent également être choisis courts ou longs. Longs au sens d'attribuer différents codes de taille  $N_s$  aux symboles successifs. Le modèle mathématique que nous adoptons pour  $\beta_j$  est donné par la relation suivante :

$$\beta_j = \bar{P}(1 + x_j e_j), \quad (3.16)$$

Où  $e_j$  est une variable aléatoire uniformément distribuée dans  $]0, \bar{P}/2[$  et  $x_j$  se définit comme suit :

$$\begin{cases} x_j = -1 & \text{si } e_j - \sigma_\beta < 0 \\ x_j = +1 & \text{si } e_j - \sigma_\beta > 0, \end{cases}$$

où  $\sigma_\beta$  est la variance de  $\beta$ .

La génération proprement dite des séquences se fera par optimisation avec pour variable  $\beta$ . En ce qui concerne l'objectif, nous l'avons exprimé à l'aide de la distance de Manhattan (norme 1). Elle est donnée par l'expression suivante :

$$f(\boldsymbol{\beta}) = \sum_{\nu_k \in F_p} |G(\nu_k) - G_m(\nu_k)|, \quad (3.17)$$

où  $G$  est le spectre de la trame de données et  $G_m$  le masque *indoor* de la FCC.

Nous avons opté pour l'optimisation, parce qu'à chaque tirage, le code obtenu non seulement ne donne pas forcément un lissage optimal mais peut aussi amener le spectre à enfreindre largement la réglementation. La variable d'optimisation intervient explicitement dans l'expression de la fonction objectif au niveau de la formulation du spectre de l'impulsion de base donnée par :

$$G(\nu) = A_p \frac{1}{\beta} \left( 2\pi \frac{\nu}{\beta} \right)^n \exp \left( -\frac{(2\pi \frac{\nu}{\beta} \sigma)^2}{2} \right) \quad (3.18)$$

Où  $n$  est l'ordre du monocycle et  $A_p$  sont amplitude.

L'équation (3.18) est différentiable autant de fois que nécessaire en fonction de  $\beta$ , il en est de même de la fonction objectif. La différentiabilité constitue la condition suffisante d'optimalité. Cette condition étant établie, reste à déterminer la méthode capable de déterminer les extrema locaux et globaux de  $f(\nu)$ . L'application des méthodes déterministes n'est envisageable que s'il est possible d'obtenir une linéarisation de l'objectif, soit par application d'un changement de variables (comme dans le cas des fonctions quadratiques) soit par l'application de fonctions logarithmiques. Dans le cas présent, aucune de ces méthodes ne permettent de linéariser la fonction objectif en raison des opérations de sommation et de la présence de deux formes de non-linéarité : la fonction exponentielle et la fonction quadratique. Nous utiliserons donc une technique d'optimisation stochastique en l'occurrence l'algorithme génétique pour cette détermination. L'application chargée de la recherche est donnée par l'organigramme de la figure ( 3.8 page suivante).

Cet algorithme est constitué de deux principales parties. La première initialise le programme. Elle est composée de l'*initialisation* et de la *génération de la population initiale*. La seconde partie fait évoluer les populations jusqu'à la dernière génération ( $N$ ). Les meilleures séquences de la dernière génération constituent ainsi les solutions obtenues.

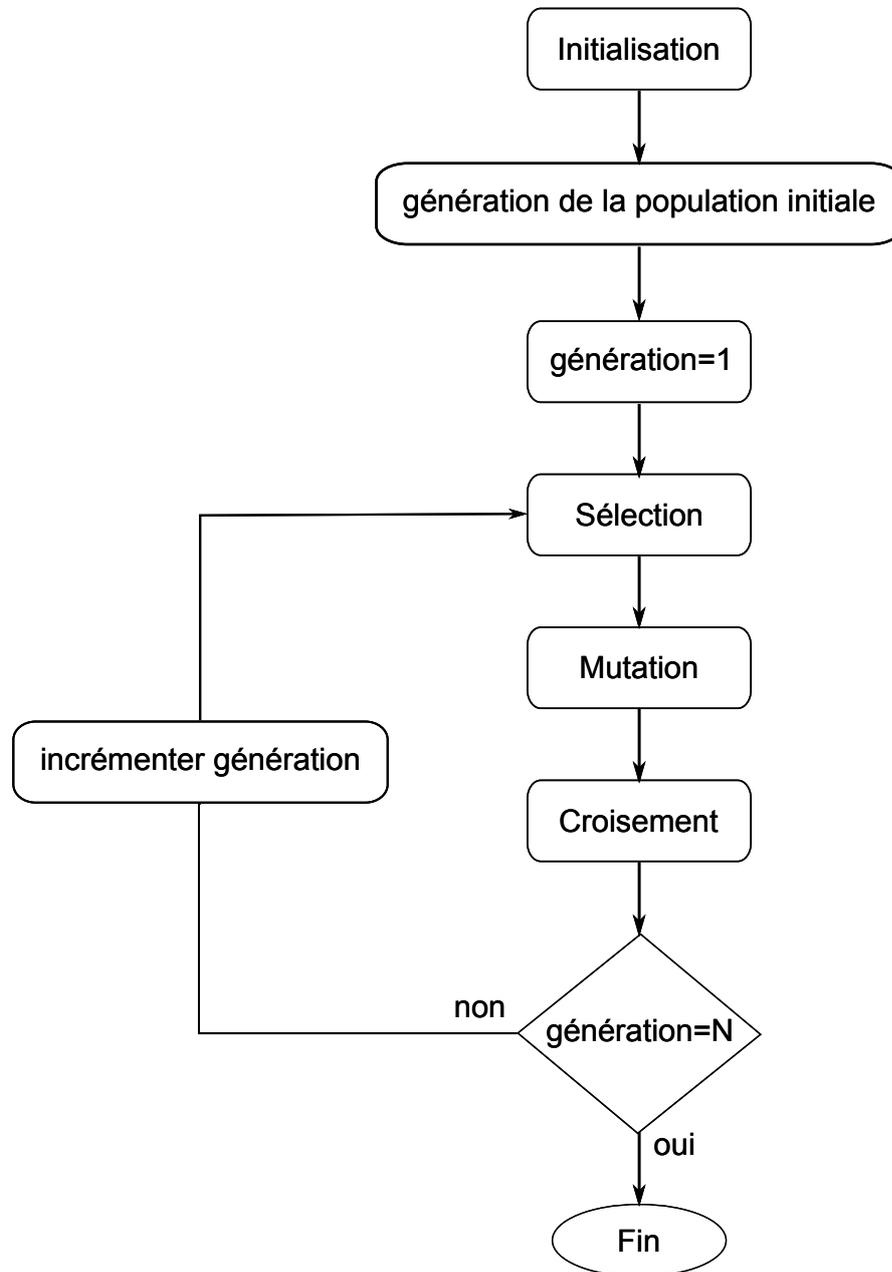


FIGURE 3.8 – Algorithme de génération des séquences d'étalement

L'*initialisation* s'occupe de l'affectation de toutes les constantes qui seront utilisées dans le programme. Nous les classons en quatre catégories :

- les paramètres de l'impulsion de base ;

l'impulsion que nous utilisons dans cette partie est la 5<sup>e</sup> dérivée de l'impulsion de Gauss qui selon Sheng *et al* [64] est la gaussienne qui respecte le mieux la réglementation FCC. Les deux paramètres qui permettent de la construire sont son amplitude et son écart type que l'on peut calculer à partir des équations suivantes :

$$\sigma_p = \frac{\sqrt{n}}{2\pi\nu_M} \quad (3.19)$$

$$A_p = \frac{X_n(\nu_M)}{\left(\frac{\sqrt{n}}{\sigma_p}\right)^n} \exp\left(\frac{n}{2}\right) \quad (3.20)$$

Ici  $n = 5$ ,  $\nu_M$  représente la fréquence centrale que nous prenons égale à la fréquence centrale du lobe principale du masque FCC, soit  $\nu_M = 6.85$  GHz est  $X_n(\nu_M) = -41.3$  dBm/MHz la limite du masque à  $\nu_M = 6.85$  GHz.

- Les paramètres du signal TH-IR PPM ;

le nombre d'impulsions  $N_s$ , le décalage PPM  $\delta$ , la durée du slot  $T_c$  et de la trame  $T_f$  sont fixés à ce niveau. Nous déterminons également la durée du symbole  $T_b = N_s T_f$ .

- Le spectre de référence ;

Que la référence soit le masque FCC ou l'enveloppe supérieure, ses paramètres sont fixés à cette étape. Particulièrement pour le masque, les seuils et les fréquences correspondantes sont affectés à une matrice.

- Les paramètres de fonctionnement de l'algorithme génétique ;

Les individus de la population étant des réels, nous les codons en binaire pour les opérations de mutation et de croisement. La recherche de nouveaux éléments lors des opérations génétiques étant aléatoire, une grande précision de tirage de l'espace de recherche est donc nécessaire pour une exploration plus fine de ce

dernier. Les valeurs de chaque séquence sera donc codée sur  $n_t = 50$  bits, ce qui correspond à une précision d'ordre  $n = 14$  obtenue à l'aide de l'expression suivante :

$$n = \left\lceil \log_{10} \left( \frac{2^{(n_t-1)}}{\delta_I} \right) \right\rceil. \quad (3.21)$$

Ici l'amplitude des intervalles dans lesquels nous tirons les éléments des séquences est fixée à  $\delta_I = 2$ . Rappelons que l'expression ci-dessus est déduite de l'équation (2.1 page 14).

Le nombre d'objectifs est fixé dans cette partie. Nous ne traitons qu'un seul objectif, il est donc fixé à un. Finalement, la borne inférieure des intervalles et les probabilité de mutation et de croisement sont également données.

La première procédure du programme se charge de la *génération de la population initiale*. Elle utilise les valeurs mentionnées ci-dessus et  $a$ , entre autre, besoin de la taille des populations qui seront manipulées tout au long du processus.

La seconde partie de l'algorithme se charge d'effectuer toutes les opérations génétiques sur la population de chacune des générations en conservant à chaque itération les meilleurs individus.

Dans les simulations nous avons expérimenté ce paramètre seul ou conjointement avec les codes de polarisation aléatoire. Lorsqu'il est testé seul, les  $a_j$  sont forcés à 1, leur valeur par défaut.

### 3.2.2 Exemples de codes PWR optimaux

Les paramètres de l'algorithme sont donnés par le tableau suivant :

Paramètre	Notation	Valeur
Taille de la population	$N$	200 individus
Nombre d'objectif	$N_{\text{obj}}$	1
Nombre de valeur de <i>fitness</i>	$N_{\text{fit}}$	1
Taille des codes binaires	$N_c$	50
Probabilité de mutation	$p_m$	0.3
Probabilité de croisement	$p_c$	0.7

TABLE 3.1 – Les constantes de l'algorithme génétique

Les tests que nous avons menés indiquent que les valeurs de  $\bar{P}$  qui positionnent le lobe principal du spectre du symbole informatif dans  $F_p$  sont comprises dans l'intervalle  $\bar{P} \in [0.9, 1.5[$ . Nous avons donc choisi une valeur de  $\bar{P}$  dans cet intervalle et une grande valeur de  $\sigma_\beta$  pour favoriser la diversité dans la génération des séquences. Rappelons que cette diversité est primordiale pour l'efficacité des codes.

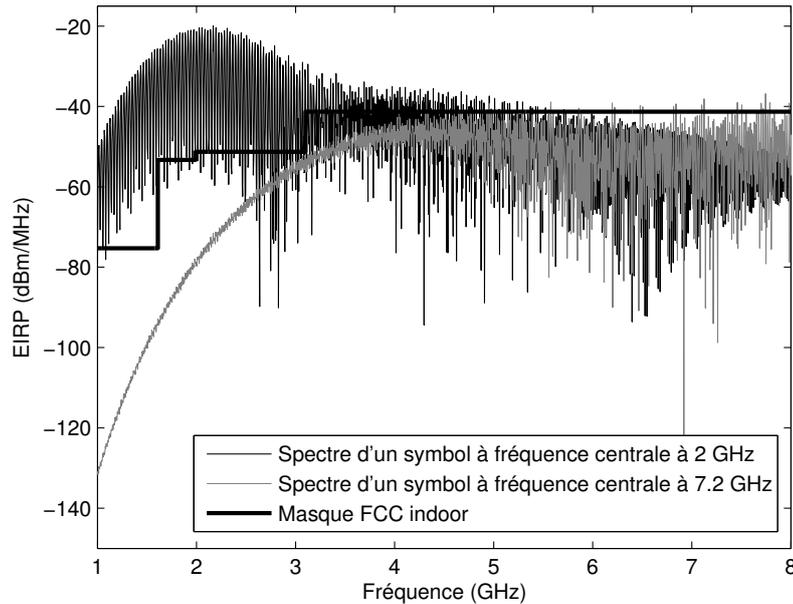


FIGURE 3.9 – Comparaison de spectres avec des  $\bar{P}$  différents

La figure 3.9 montre le spectre de deux données (5 impulsions par symbole), celle en gris a été obtenue avec une séquence d'étalement de moyenne  $\bar{P} = 1.16$  et de variance  $\sigma_\beta = 0.34$ . Elle présente moins de raies que celle réalisée avec  $\bar{P} = 0.57$  et  $\sigma_\beta = 0.31$ . De plus, cette dernière ne répond pas au masque de la FCC. Elle possède une fréquence centrale (2 GHz), située dans la zone du masque où le risque d'interférence avec d'autres systèmes tel le GPS (Global Positioning System) est le plus élevé.

Nous définissons ici également des séquences courtes et longues. La figure 3.10 illustre le spectre (en noir) donné par un code optimal de  $N_s = 5$  éléments appliqué à une 10 données.

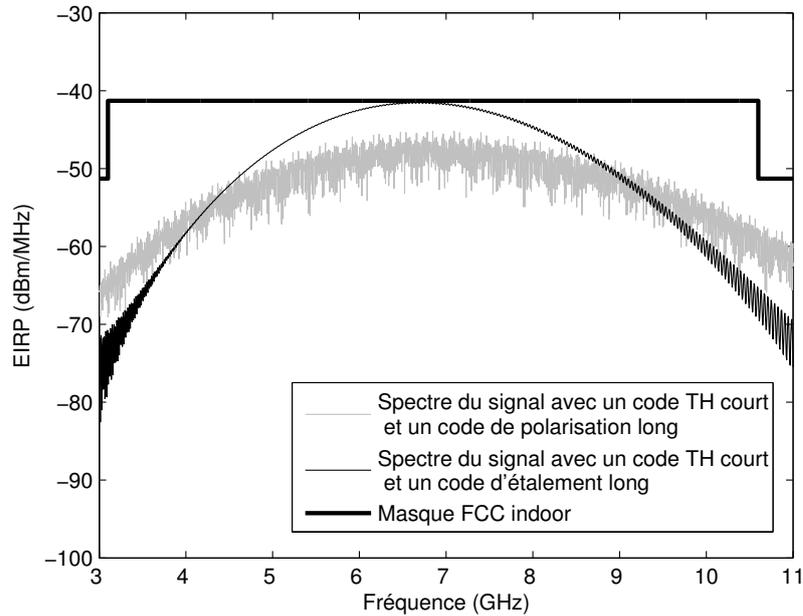


FIGURE 3.10 – DSP d'un signal TH-IR muni d'un code TH court et une séquence de polarisation longue

La figure montre que le code d'étalement apporte un lissage plus efficace que celui réalisé par le code de polarisation. En effet, les meilleures séquences, en plus de réduire les raies et les crêtes, repoussent les éléments résiduelles vers les minima du spectre et les y agglutinent.

Nous évaluons la perte de puissance intrinsèque supplémentaire des deux codes. L'expérience a permis de construire la figure 3.11. Le nuage de points obtenus par le codage de polarité possède une moyenne bien au dessus de celle obtenue avec le codage de l'étalement des impulsions. Ce dernier est donc plus robuste. Cette robustesse s'explique par le fait que le code d'étalement offre plus de degré de liberté que le code de polarisation. En effet, le second ne met à disposition que deux possibilités lors de sa construction ( $a_j \in \{-1, 1\}$ ). Par contre, les éléments du code d'étalement ( $\beta_j \in [0.7, 1.5]$  par exemple) peuvent prendre une infinité de valeurs différentes dans l'intervalle auquel ils appartiennent.

Si on ne veut tenir compte que de la différence entre les éléments des codes d'étalement, celui-ci devrait permettre d'obtenir un lissage parfait. Ce qui n'est pas

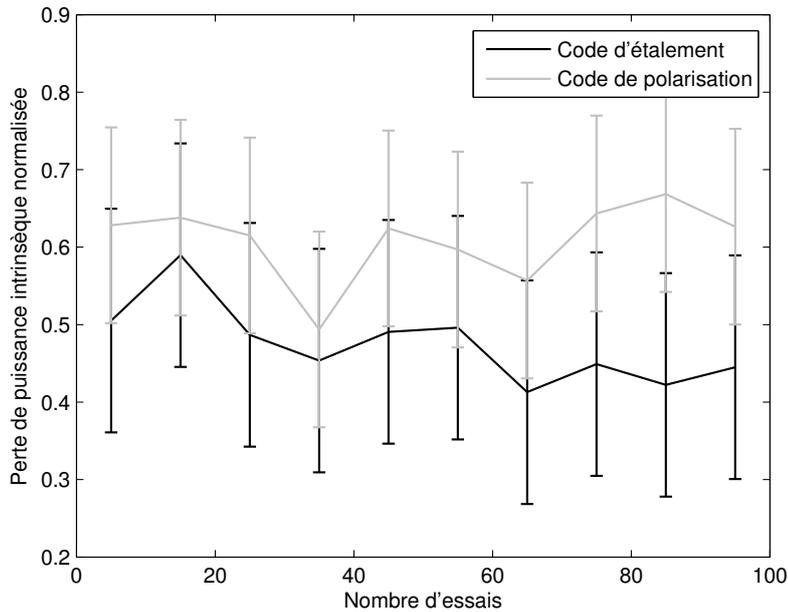


FIGURE 3.11 – Les pertes de puissance intrinsèques supplémentaires normalisées des codages de polarité et d'étalement

le cas selon les résultats obtenus. La seule différence entre les éléments du code ne suffit donc pas à apporter le brouillage nécessaire au lissage. En plus de la différence entre les valeurs des éléments du code, il faut aussi prendre en compte le degré d'orthogonalité qu'ils confèrent aux impulsions auxquelles ils sont appliquées. La différence entre deux codes peut être très faible et l'orthogonalité engendrée, très grande en fonction de la forme d'onde de base utilisée. Certaines impulsions comme les combinaisons linéaires de formes d'onde classiques (gaussiennes, hermitiennes) peuvent complètement changer d'aspect à l'application de petites valeurs de  $\beta$

Rappelons que les codes d'étalement longs gardent la même définition que les codes de polarisation de même type. En fonction de la transmission à laquelle ils seront appliqués, leur nombre est fixé à l'avance. Si l'application pour laquelle ils sont dédiés nécessite de transmettre des trames de données de  $x$  bits, la conception devra générer  $x$  codes de  $N_s$  éléments. Il n'est pas nécessaire que chacun de ces  $x$  codes courts soit optimale au sens du lissage, s'ils sont pris individuellement. Il n'est donc pas envisageable d'utiliser les sous-éléments d'un code long en tant que

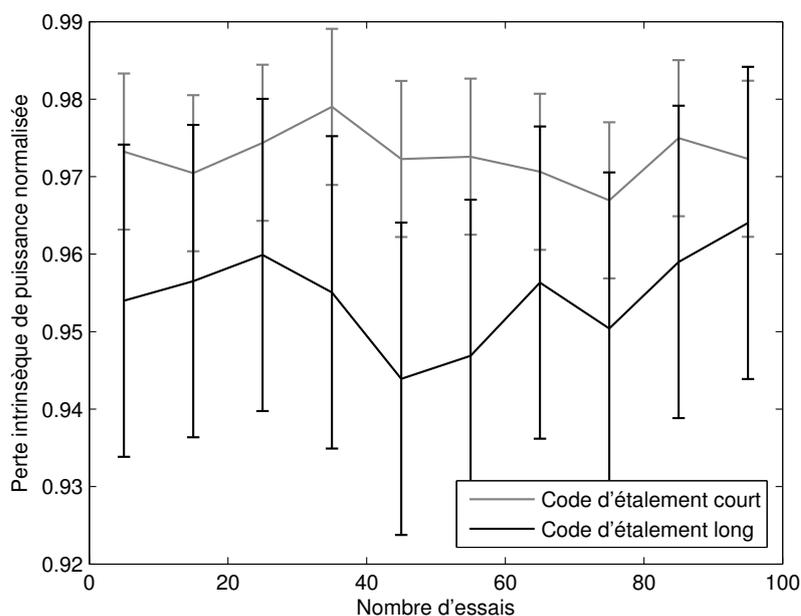


FIGURE 3.12 – Les pertes de puissance intrinsèques supplémentaires normalisées des codages d'étalement court et long

code court. La figure (3.12) illustre le gain de performance d'un code long sur un code court.

### 3.2.3 Code d'étalement et variation de l'amplitude des impulsions

Les codes d'étalement introduisent de manière importante des ondulations dans le spectre des signaux TH-IR. Ils n'apportent cependant pas suffisamment de flexibilité pour utiliser ces ondulations pour augmenter l'occupation spectrale tout en respectant le masque. Nous lui adjoignons donc un autre paramètre pour ajuster l'amplitude des impulsions dans le symbole informatif. En effet l'étalement à énergie constante<sup>2</sup> que nous pratiquons donne des spectres figés à chaque impulsion dans le symbole, ne laissant aucune place au moindre ajustement. Ajustements

2. Malgré l'étalement (contraction) qu'ils subissent, les impulsions gardent la même énergie. Leur amplitude s'adapte donc automatiquement à la modification pour maintenir une énergie également à celle de l'impulsions d'origine. Une impulsion rendue plus fine par le code verra son amplitude augmenter, alors qu'une impulsion étalée aura son amplitude réduite.

qui seraient bénéfiques dans certains cas comme par exemple lorsque de faibles valeurs de puissance sont mal réparties entre les impulsions, amenant certaines à violer le masque et d'autres à n'en être pas suffisamment proche. Cette variation rendue possible lors de l'application du code d'étalement permet d'exploiter les cas précédemment évoqués et de conserver les codes d'étalement qui les ont engendrés. Lorsqu'on tient compte de ce nouveau paramètre, l'expression du signal transmis devient :

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{E_b}{N_s}}^{(i+1)N_s-1} \sum_{j=iN_s}^{\infty} \gamma_j p(\beta_j (t - jT_f - c_j T_c - d_i \delta)), \quad (3.22)$$

où  $\gamma_j$  est le paramètre d'ajustement de l'amplitude des impulsions.

Avec ce paramètre, la conception des séquences d'étalement se fait uniquement en utilisant comme référence le masque spectral. Dans le présent cas, deux variables d'optimisation entre en ligne de compte, le code d'étalement  $\beta$  et le paramètre d'ajustement de l'amplitude  $\gamma = \{\gamma_j\}_{j=0}^{N_s-1}$ . La fonction objectif est identique à (3.17) sauf qu'elle devient à double variables. On peut simplement la réécrire :

$$f(\beta, \gamma) = \sum_{\nu_k \in F_p} |G(\nu_k) - G_m(\nu_k)|, \quad (3.23)$$

Nous utilisons également le cinquième monocycle de Gauss. En raison de la plus grande souplesse apportée, les éléments des codes d'étalement sont tirés de l'intervalle  $[0.1, 3]$  et les éléments du paramètre d'ajustement d'amplitude dans  $[0.1, 7]$ . Ces intervalles débutent par des valeurs non nulles mais proche de zéros. En effet,  $\beta_j = 0$  produit une impulsion de largeur infinie et  $\gamma_j = 0$  équivaut à une impulsion d'amplitude nulle. Dans le premier cas, le symbole est réduit à un signal carré, le bout de l'impulsion infiniment étalée qui se situe dans l'espace de définition de la donnée. Dans le second, le nombre d'impulsion dans la donnée n'est plus  $N_s$  mais  $N_s - x$ , avec  $x$  le nombre d'éléments nuls du paramètre d'ajustement. La figure 3.13 montre le gain apporté par ce nouveau paramètre. La courbe en gris représente le spectre d'origine obtenu et en noir le spectre ajusté. Sans ajustement, la réglementation est enfreinte et le code d'étalement, à l'origine de ce spectre n'est pas utilisable.

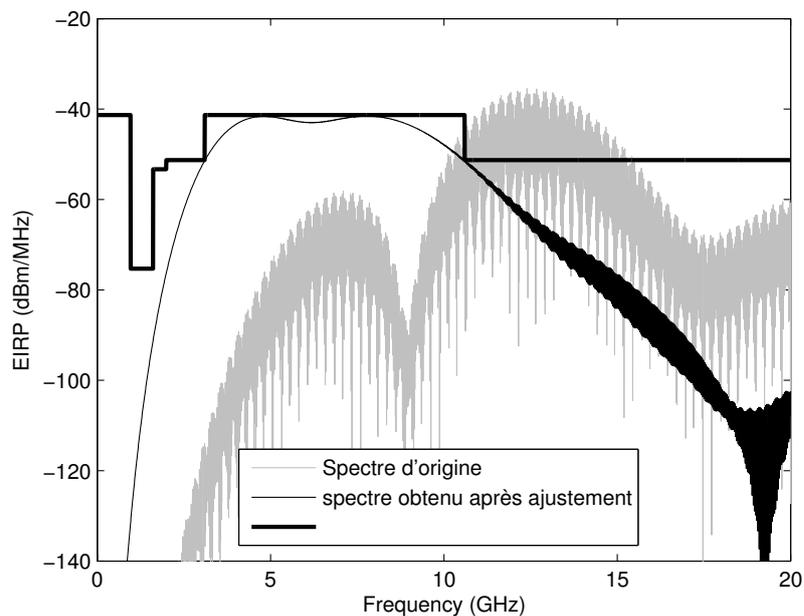


FIGURE 3.13 – Influence de l'ajustement d'amplitude pour de la mise en œuvre du code d'étalement

### 3.3 Génération d'impulsions optimales

Un principe fondamental de la communication numérique est de représenter le symbole d'un message par une forme d'onde analogique pour la transmettre via un canal. En ce qui concerne l'UWB, la forme d'onde analogique est une simple impulsion qui est en général directement émise [65]. Cette particularité confère à l'UWB, toute sa simplicité, en ce sens que ses transmetteurs sont affranchis des composants onéreux utilisés en radiocommunication.

De plus, les techniques Ultra Large Bande basées sur la modulation par position d'impulsion (PPM : Pulse Position Modulation) ont récemment suscité l'intérêt tant pour des applications civiles que militaires [66]. Les impulsions utilisées par ces techniques sont ultra brèves, l'énergie du signal radio se trouve ainsi finement étalée sur plusieurs gigahertz [58]. Particulièrement, l'une des propriétés de l'UWB impulsionnel à étalement de spectre par saut temporel est son "immunité" aux trajets multiples. La fine résolution des formes d'onde utilisées fait de cette

technologie une solution fiable pour les communications dans des environnements sujets à de fortes perturbations multi-trajets.

En complément de cette immunité, les liens radio doivent maintenir un niveau moyen de rapport signal / bruit assez élevé, indispensable pour de bonnes transmissions. Cette condition exige, une utilisation optimale du spectre alloué par les différentes autorités de régulation à travers le monde. Pour atteindre ces objectifs d'immunité aux trajets multiples et d'occupation optimale d'un masque donné, les impulsions UWB doivent être suffisamment brèves pour étaler leur spectre sur tout le masque. A cet effet, la conception d'impulsions appropriées constitue une étape importante dans l'implémentation des systèmes UWB.

Dans la littérature, deux types de solutions ont été proposés pour résoudre le problème de la conception d'impulsions, les impulsions simples et les combinaisons linéaires d'impulsions. Comme impulsions simples, ont été proposées, l'impulsion de Gauss et ses dérivés d'ordre  $n$  [64], les impulsions d'Hermite Modifiées (MHP : Modified Hermitian Pulse) [65], les B – splines [67] etc... L'inconvénient majeur de ces formes d'ondes de base est qu'elles n'utilisent pas les masques de manière optimale.

Concernant les combinaisons linéaires d'impulsions, la plupart des travaux ont exploité le concept des filtres numériques à réponse impulsionnelle finie [68–73]. Dans ces travaux, l'occupation spectrale est privilégiée au détriment de la durée des formes d'onde synthétisées ; la durée de l'impulsion obtenue est toutefois directement liée à la longueur du RIF. A ce jour, seuls Igor Dotlic et Ryuji Kohno sont parvenus à synthétiser des impulsions relativement courtes pour une occupation spectrale donnée. Récemment M. Wang et al [74] ont proposé une méthode combinant linéairement des B – splines pour construire des impulsions optimales. Cette méthode bâtie autour de l'algorithme génétique, combine un nombre assez réduit de formes d'onde ( $L = 6$ ) pour réaliser de larges occupations spectrales. Cependant la durée des impulsions synthétisées et celle des B – splines combinées n'a pas fait l'objet d'une attention particulière.

L'objectif de cette section est d'analyser, les effets de la variation de la durée des impulsions combinées sur les occupations spectrales et sur la durée des impulsions générées. A cet effet, nous nous sommes appuyés sur les travaux de Dotlic [73].

Dans un premier abord, l'approche retenue se présente comme une généralisation des méthodes de combinaisons linéaires d'impulsions. Ici, la durée des impulsions de base étant variable, il en découle que la durée des impulsions obtenues ne dépend plus uniquement de la longueur du filtre. Dans ce travail, nous traiterons la conception d'impulsions comme un problème d'optimisation sous contraintes.

### 3.3.1 Modèle de conception d'impulsion avec le filtrage FIR

Le système que nous présentons ici s'inspire de ceux utilisés dans [69–73]. Il est composé de deux parties : l'une analogique de réponse impulsionnelle  $g(t)$  et l'autre numérique. La partie numérique est une séquence de longueur  $L$ ,  $\boldsymbol{\lambda} = \{\lambda_l\}_0^{L-1}$  avec  $\lambda_l \in \mathbb{R}$  formant un vecteur colonne. Notre système diffère des précédents au niveau de la partie analogique. Nous introduisons à ce niveau une nouvelle séquence de longueur  $L$  également,  $\boldsymbol{\alpha} = \{\alpha_l\}_0^{L-1}$  avec  $\alpha_l \in \mathbb{R}$ . Cette séquence est principalement chargée de faire varier la durée de l'impulsion  $g(t)$ . L'interface entre la partie numérique et la partie analogique est un système de blocage qui bat à la fréquence  $\nu_e = 1/T_e$ . Il applique à intervalle de temps régulier, un élément de la séquence  $\boldsymbol{\lambda}$  à la réponse de la partie analogique. Dans notre cas, cette interface permet aussi de rythmer les variations de durée de cette dernière. Le système ainsi décrit génère, à partir de  $g(t)$ , des impulsions de la forme

$$i(t) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \lambda(l) \alpha(l) g(\alpha(l)t - lT_e) \quad (3.24)$$

Cette expression peut être réécrite sous la forme

$$i(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \lambda(l) g_s(t - lT_e), \quad (3.25)$$

où

$$g_s(t) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha(l) g(\alpha(l)t) \quad (3.26)$$

L'expression (2) peut se mettre sous forme matricielle

$$i(t) = \mathbf{g}_s(t)^T \boldsymbol{\lambda} \quad (3.27)$$

avec  $\mathbf{g}_s(t)^T = [g_s(t), g_s(t - T_e), \dots, g_s(t - (L - 1)T_e)]^T$ .

L'impulsion synthétisée a une durée qui peut se mettre globalement sous la forme

$$T_i = \frac{T_g}{\alpha(0)} + \sum_{l=1}^{L-1} \left( T_e + \left( \frac{1}{\alpha(l)} - 1 \right) T_g \right) \quad (3.28)$$

ou tout simplement

$$T_i = T_g \left( \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{\alpha(l)} \right) + (L - 1)(T_e - T_g) \quad (3.29)$$

où  $T_g$  est la durée de l'impulsion d'origine.

On montre que, lorsque la durée de l'impulsion de base est constante durant le processus de synthèse, c'est-à-dire pour  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$ , la durée de l'impulsion obtenue prend la forme

$$T_i = T_g + (L - 1)T_e \quad (3.30)$$

On retrouve ainsi l'expression établie dans les travaux [72] et [73] où les impulsions de base sont de durée constante. Il a été établi dans [70] que pour un système Ultra Large Bande TH – SS où des codes de saut temporel sont utilisés pour réduire les interférences inter-utilisateurs, la puissance isotropique effectivement émise peut être approximée par le spectre de puissance de l'impulsion utilisée pour former les symboles informatifs

$$\Phi_{EIRP}(\nu) \approx \frac{\varepsilon_s}{T_f} |I(\nu)|^2 \quad (3.31)$$

où  $\Phi_{EIRP}(\nu)$  est la puissance isotropique effectivement émise,  $I(\nu)$  le spectre des impulsions émises et  $\varepsilon_s, T_f$  des valeurs représentant respectivement l'énergie d'un symbole informatif et la durée d'une trame au sein d'un symbole.

On obtient  $I(\nu)$  à partir de l'expression temporelle donnée en 3.24

$$I(\nu) = \left( \sum_{l=0}^{L-1} \lambda(l) e^{-j2\pi\nu T_e l} \right) G_s(\nu) \quad (3.32)$$

où

$$G_s(\nu) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} G\left(\frac{\nu}{\alpha(l)}\right)$$

. Avec  $G(\nu)$  la transformée de Fourier de l'impulsion d'origine  $g(t)$ . L'expression (9) peut également se mettre sous forme matricielle

$$I(\nu) = \boldsymbol{\lambda}(\nu) \mathbf{G}_s(\nu) \quad (3.33)$$

où

$$\mathbf{G}_s(\nu) = \frac{1}{L} \left[ G\left(\frac{\nu}{\alpha[0]}\right), G\left(\frac{\nu}{\alpha[1]}\right), \dots, G\left(\frac{\nu}{\alpha[L-1]}\right) \right]$$

et

$$\boldsymbol{\lambda}(\nu) = [\lambda(0), \lambda(1)e^{-j2\pi\nu T_e}, \lambda(2)e^{-j4\pi\nu T_e}, \dots, \lambda(L-1)e^{-j2\pi\nu T_e(L-1)}]$$

### 3.3.2 Construction d'une impulsion optimale

La conception d'impulsions optimales, au sens de l'efficacité spectrale, qui respectent un masque donné tel celui de la FCC à partir d'un système de filtrage numérique, peut se faire soit à l'aide d'impulsions à phase linéaire [71, 72], soit avec des impulsions à phase non linéaire [70, 72]. La conception est généralement assistée par ordinateur. Le problème est d'abord traduit sous forme de programme conique du second ordre (SOCP : Second Order Cone Program), et résolu ensuite à l'aide d'une toolbox d'optimisation convexe comme SeDuMi [17], CVX [75, 76], Mosek [18] etc... Lorsqu'on utilise des impulsions à phase linéaire, la formulation du problème d'optimisation convexe n'utilise que la moitié des éléments du vecteur  $\boldsymbol{\lambda}$  comme variables d'optimisation. En procédant ainsi, l'efficacité spectrale des impulsions orthogonales qu'on construit décroît rapidement successivement avec l'indice. En ce qui concerne les impulsions à phase non linéaire, il n'est pas possible de construire des impulsions mutuellement orthogonales en utilisant l'autocorrélation de la séquence  $\boldsymbol{\lambda}$  comme variable d'optimisation [71, 72]. Igor Dotlic and Ryuji Kohno [73] proposent donc une méthode d'optimisation convexe qui utilise directement la totalité du vecteur  $\boldsymbol{\lambda}$  pour construire des impulsions à phase

non linéaire. Cette méthode facilite l'ajout de contraintes d'égalité, permettant de traduire les exigences d'orthogonalité dans un processus de conception séquentielle.

Pour notre part, nous construisons des impulsions à phase non linéaire en nous basant sur la méthode présentée dans l'étude de Dotlic et Kohno [73]. Nous proposons donc d'introduire une nouvelle séquence  $\alpha$  dont le rôle est de faire varier la durée des impulsions de base combinées linéairement. Cette séquence permet d'étendre le domaine de faisabilité du problème en ajoutant des solutions encore plus proches de l'objectif. L'optimum ainsi obtenu est une forme d'onde avec de meilleures propriétés temporelles. Ce procédé permettra également d'augmenter le nombre d'impulsions mutuellement orthogonales synthétisables. Toutefois, nous nous limiterons dans ce travail à déterminer les séquences  $\lambda$  et  $\alpha$  qui améliorent les propriétés temporelles des impulsions optimales conçues.

On formule le problème d'optimisation en minimisant la différence entre le masque spectral et le spectre de l'impulsion à synthétiser [74]. On obtient

$$\min_{\alpha, \lambda} \delta = \sqrt{\sum_{\nu_k \in F_p} S_a(\nu_k) - |I(\nu_k)|^2} \quad (3.34)$$

Sujet  $\bar{a}$   $|I(\nu_k)| \leq \sqrt{S_a(\nu_k)}$ , avec  $\nu_k = \frac{k\nu_s}{2N}$ ,  $0 \leq k \leq N - 1$

L'optimisation se fait dans un domaine discret. Les différents points d'optimisation sont régulièrement repartis entre 0 et  $\nu_s/2$ .  $S_a(\nu_k)$  est un masque calqué sur celui de la FCC ( $S(\nu)$ ). Il est bien plus strict en dehors de la bande [3.1, 10.6] GHz. Cette précaution permet d'éviter que d'éventuelles augmentations d'amplitude dues à la non linéarité du système ne perturbent les signaux qui travaillent à ces fréquences. La formulation initiale du problème est non convexe et ne peut non plus être réécrite sous une forme acceptable pour être implémentée par les algorithmes d'optimisation convexe. Une nouvelle formulation affecte un phaseur  $e^{j\Omega(\nu_k)}$  à  $\sqrt{S_a(\nu_k)}$  et minimise la différence de puissance entre  $I(\nu_k)$  et  $e^{j\Omega(\nu_k)}\sqrt{S_a(\nu_k)}$ . On obtient

$$\min_{\alpha, \lambda} \delta' = \sqrt{\sum_{\nu_k \in F_p} \left| e^{j\Omega(\nu_k)} \sqrt{S_a(\nu_k)} - I(\nu_k) \right|^2} \quad (3.35)$$

$$\text{Sujet } \bar{a} \quad |I(\nu_k)| \leq \sqrt{S_a(\nu_k)}, \quad \nu_k = \frac{k\nu_s}{2N}, \quad 0 \leq k \leq N-1$$

Dans [73], Dotlic et Kohno utilise la totalité du vecteur  $\lambda$  et une distribution de phase non linéaire dans le processus de conception. Il obtient ainsi de meilleurs résultats que ceux publiés dans [71] et [72]. En effet, ces modifications lui permettent, pour une occupation spectrale donnée, de concevoir des impulsions bien plus courtes dans le temps.

### 3.3.3 Analyse de la convergence

#### *L'impulsion de base*

Dans les précédents travaux dont ont fait l'objet les systèmes de synthèse d'impulsions basés sur le filtrage numérique, le monocycle de Gauss est utilisé comme impulsion de base. Dans la littérature, cette impulsion est exploitée à travers diverses expressions. Nous utilisons celle présentée dans l'article [64]. Cette expression est donnée par

$$g(t) = -\frac{At}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}, \quad (3.36)$$

Où A est l'amplitude de l'impulsion et  $\sigma$  l'écart type permettant de modifier la durée de l'impulsion. Sheng et al [64] ont montré que, bien que le monocycle de Gauss soit de durée infinie, 99% de son énergie est répartie sur une durée équivalente à environ  $7\sigma$ . si on remplace  $g(t)$  par son expression dans l'équation (3), on obtient

$$g_s(t) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} -\frac{A\alpha(l)^2 t}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{\alpha(l)^2 t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.37)$$

Cela conduit dans l'espace des fréquences à

$$G_s(\nu) = \frac{j2\pi A}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\nu}{\alpha(l)} \exp\left(-\frac{\left(2\pi\nu\frac{\sigma}{\alpha(l)}\right)^2}{2}\right) \quad (3.38)$$

$G_s(\nu)$  est la somme des transformées de Fourier des monocycles de Gauss de durée différente. Chacune de ces transformées de Fourier atteint son amplitude maximale à la fréquence

$$\nu_m(l) = \frac{\alpha(l)}{2\pi\sigma} \quad (3.39)$$

Lorsque  $\alpha(l)$  vaut un, on a

$$\nu_m = \frac{1}{2\pi\sigma} \quad (3.40)$$

Lorsque  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$ , les résultats optimaux ont été obtenus pour  $\nu_m = 6.85$  GHz; c'est-à-dire quand l'impulsion de base atteint son amplitude maximale au centre du lobe principal du masque indoor de la FCC. Ceci impose donc une impulsion de base dont l'écart type vaut

$$\sigma_c = 10^{-9}/(2\pi \times 6.85)$$

Dans notre cas l'écart type de chacune des impulsions est donnée par

$$\frac{\alpha(l)}{\sigma} = \frac{1}{2\pi\nu_m(l)} \quad (3.41)$$

Pour des raisons de simplicité, nous fixons la valeur de  $\sigma$  à  $\sigma_c$ . On obtient ainsi

$$\alpha(l) = \frac{\nu_m(l)}{\nu_m} \quad (3.42)$$

Le modèle converge lorsque le maximum de  $G_s(\nu)$  est atteint à une fréquence située dans la bande de fréquence  $[3, +\infty[$  GHz. L'intervalle des éléments de  $\boldsymbol{\alpha}$  doit être choisi en conséquence. Lorsqu'ils appartiennent à l'intervalle  $[0.45, 1.55]$ , le maximum se positionne à une fréquence située dans  $[3.1, 10.6]$  GHz. La méthode diverge quand les éléments de  $\boldsymbol{\alpha}$  sont pris dans  $[x, 0.4[$  où  $0 < x < 0.4$ . Dans un premier temps,  $\boldsymbol{\alpha}$  n'est donc pas utilisée comme variable d'optimisation. Dans valeurs de convergence sont fixées avant le début du processus de recherche. En tant

que variable, il rend le processus non-linéaire, il se comporte comme le code d'étalement  $\beta$ , c'est-à-dire que la non-linéarité qu'il engendre ne peut être contournée par aucune transformation. Nous ferons donc appel à la même technique lorsqu'il sera considéré comme variable d'optimisation.

### *Convergence de la méthode*

Nous allons montrer, dans cette section que la rapidité de convergence de la méthode est étroitement liée à la forme d'onde de l'impulsion de base. L'objectif du processus itératif de convergence est de réduire progressivement  $\delta'$ . Ce processus est constitué de sept étapes représentées dans l'organigramme<sup>3</sup> de la figure 3.14 page suivante.

La convergence survient au bout de 15 itérations pour  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$ . Tandis que la figure (3.15) montre qu'elle est atteinte plus rapidement pour d'autres intervalles occupés par les valeurs de  $\alpha$ . Elle est réalisée en 10 itérations pour  $[0.7, 0.75]$ , 7 itérations pour  $[0.45, 0.50]$  et en seulement 5 itérations pour  $[1.5, 1.55]$ . La figure 3.15 révèle également que l'optimisation est plus stricte pour les intervalles situés en dessous de 1, par contre elle se dégrade considérablement avec les intervalles situés au delà de 1.

### 3.3.4 Simulations

Les exemples sont construits ici avec la fréquence d'échantillonnage du filtre temps discret fixée à  $\nu_e = 28$  Ghz. Nous avons utilisé la toolbox Mosek [18] pour résoudre le problème d'optimisation. Pour la mise en œuvre sous Matlab, nous avons eu recours à l'interface Yalmip [16]. Les résultats que nous obtenons dépendent des valeurs prises par le vecteur  $\alpha$ , la longueur du filtre étant fixée à  $L = 53$ ,  $L$  valeurs de  $\alpha$  régulièrement espacées sont tirées de l'intervalle dans lequel il est défini. Lorsque cet intervalle est situé en dessous de 1, on obtient des impulsions plus larges avec des amplitudes plus grandes. La figure 3.16 présente trois impulsions qui illustrent ce phénomène ; l'impulsion obtenue avec  $[0.6, 0.65]$

3. Dans l'initialisation nous avons :  $\delta'' = 0$ ,  $\Omega(f_k) = 0 \forall f_k \in F_p$  ; les valeurs de  $\alpha(l)$  sont introduites à ce niveau. Le critère de convergence est donnée par  $|\delta'' - \delta'|/\delta' \leq \eta$  où  $\eta \in \mathbb{R}$ . Dans nos simulations nous l'avons fixé à 0.1%

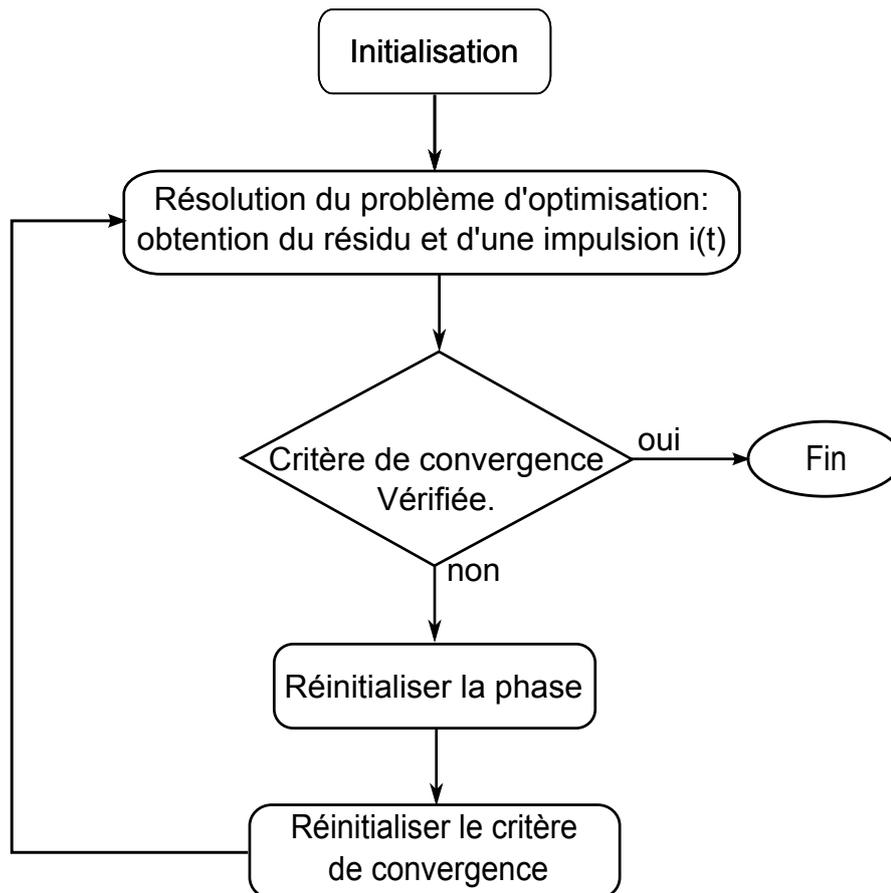


FIGURE 3.14 – Organigramme de la méthode de conception

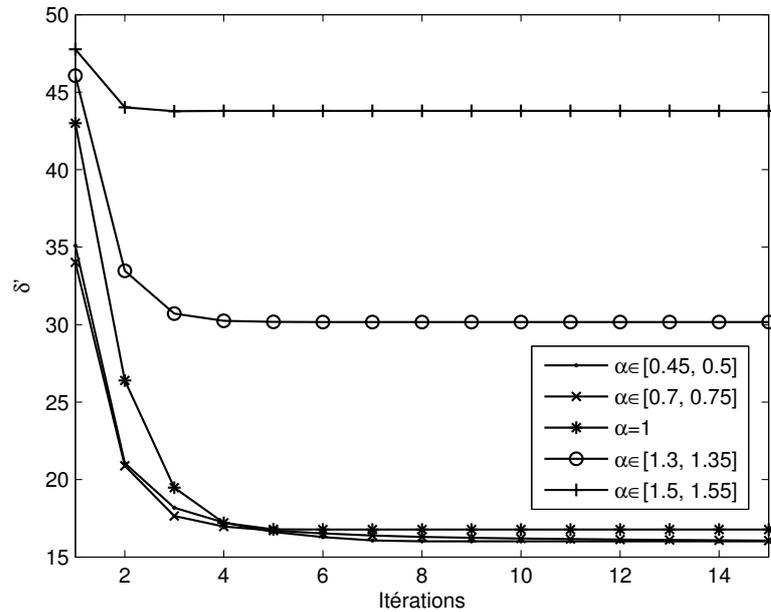


FIGURE 3.15 – Courbes de convergence pour différentes valeurs de  $\alpha$

est la plus large, vient ensuite celle construite avec  $[0.8, 0.85]$ , l'impulsion de référence étant bien entendu la plus courte ici. On observe avec la figure 3.17 que ces impulsions donnent toutefois des occupations spectrales quasi similaires. Ce phénomène s'accroît quand la borne supérieure des intervalles s'éloigne de 1.

Par contre, quand l'intervalle des valeurs de  $\alpha$  se situe après 1, les impulsions obtenues sont plus courtes. Leur amplitude décroît également (fig. 3.18). La figure 3.19 montre qu'au fur et à mesure que la borne inférieure des intervalles s'éloigne de 1, l'occupation spectrale des impulsions synthétisées dégénère rapidement. L'impulsion construite avec  $[1.4, 1.45]$  présente d'ailleurs un énorme déficit vis-à-vis du masque spectral.

L'une des propriétés qui contribue à la robustesse de l'Ultra Large Bande impulsionnelle est son immunité face aux trajets multiples. Cette immunité provient du fait que les impulsions utilisées au cours des transmissions sont très brèves dans le temps [66]. L'objectif visé est donc de trouver des impulsions très courtes qui occupent au mieux le masque spectral de la FCC. En dessous de 1, le vecteur  $\alpha$  donne des impulsions avec de bonnes occupations spectrales mais larges. Au-delà

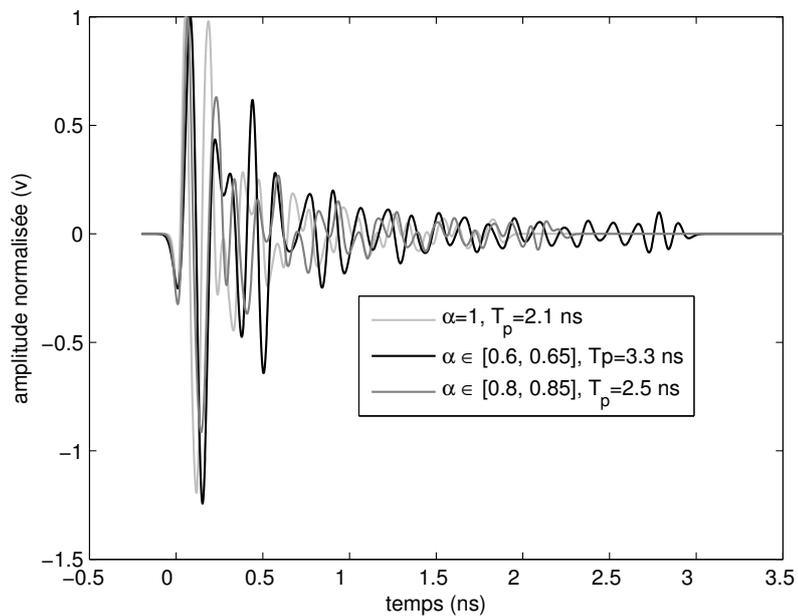


FIGURE 3.16 – Formes d'onde d'impulsions synthétisées avec  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$  et  $\alpha$  appartenant à différents intervalles en dessous de 1.

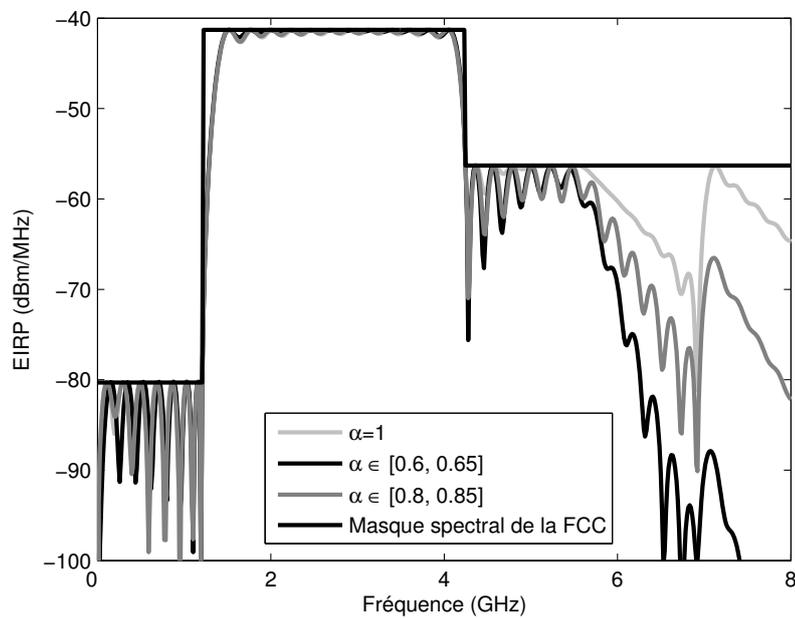


FIGURE 3.17 – Spectres d'impulsions conçues avec  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$  et  $\alpha$  appartenant à différents intervalles en dessous de 1.

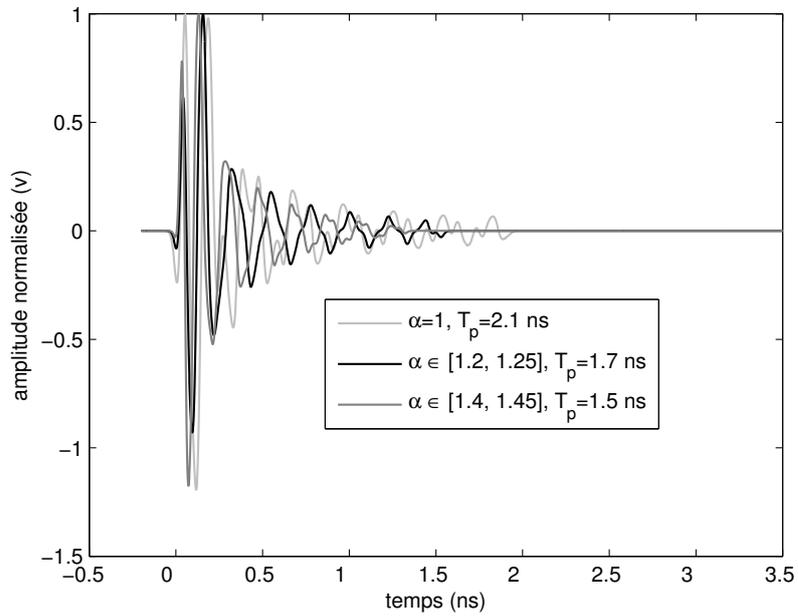


FIGURE 3.18 – Formes d'onde d'impulsions synthétisées avec  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$  et  $\alpha$  appartenant à différents intervalles au dessus de 1.

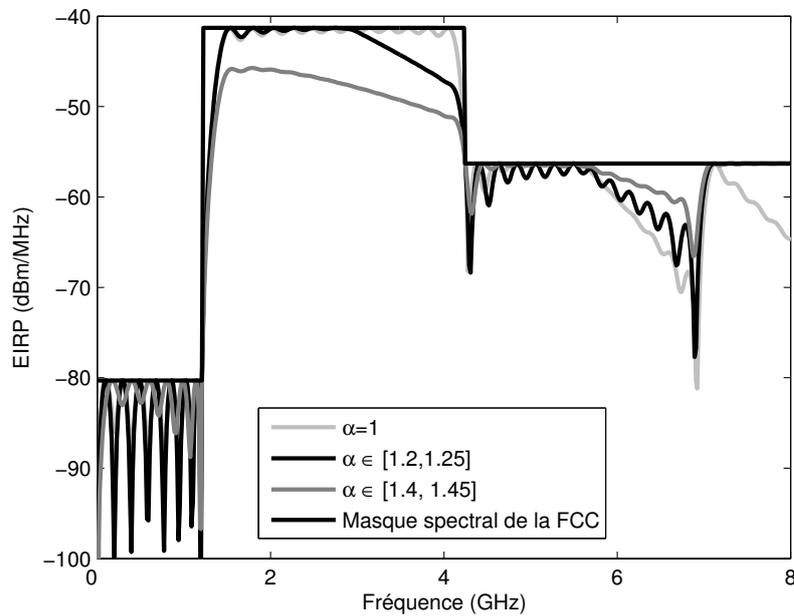


FIGURE 3.19 – Spectres d'impulsions conçues avec  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$  et  $\alpha$  appartenant à différents intervalles au dessus de 1.

de 1, les impulsions sont certes plus étroites, mais donnent de mauvaise occupation du masque. Nous réalisons un meilleur compromis en choisissant  $\alpha$  dans un intervalle qui est à cheval sur 1. Comme le montre la figure 3.20, la quasi-totalité de l'énergie de l'impulsion est située en dessous de 0.5 ns, pour  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$ . C'est donc cette plage qui est responsable de l'occupation spectrale réalisée. Ce choix 1 permet donc de réduire la portion de l'impulsion qui participe peu à la réalisation du spectre. D'après le figure 3.21, le spectre de l'impulsion obtenue à l'aide de ce compromis est pratiquement identique à ceux obtenus dans les articles [68–73].

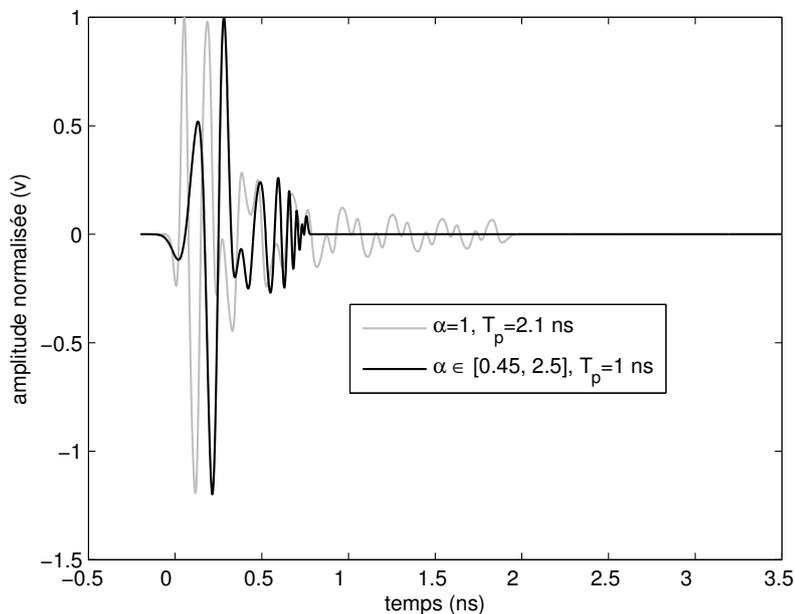


FIGURE 3.20 – Formes d'onde d'impulsions synthétisées avec  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$  et  $\alpha$  appartenant à un intervalle à cheval sur 1.

Un moyen pour réduire la longueur du filtre est d'utiliser une forme d'onde de base avec une meilleure occupation spectrale. En effet, le filtre combine  $L$  spectres de taille différente en faisant varier leur amplitude et leur étalement pour mieux remplir le masque, plus la forme d'onde utilisée possède un lobe central important, plus le filtre aura besoin de moins de spectre pour atteindre une bonne occupation. Cet autre astuce pour réduire la longueur du filtre ne présente un intérêt que

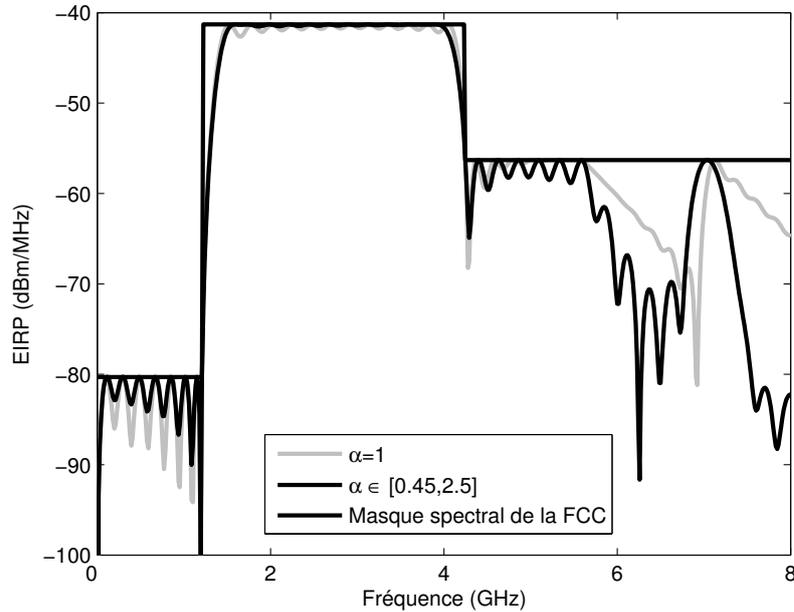


FIGURE 3.21 – Spectres d’impulsions conçues avec  $\alpha(l) = 1$  avec  $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$  et  $\alpha$  appartenant à un intervalle à cheval sur 1.

lorsque l’énergie supplémentaire nécessaire pour générer le signal d’origine plus optimal est moindre comparée à celle gagnée par la diminution que ce dernier aura permis. Ainsi les monocycles de Gauss d’ordre supérieur permet de produire des spectres avec les mêmes occupations spectrales que le monocycle d’ordre 1 en utilisant des filtres moins longs. La 5<sup>e</sup> dérivée de Gauss, prise comme impulsion de base donne un spectre quasi identique (figure 3.22) à celui du monocycle d’ordre 1, mais avec  $L = 20$  au lieu de  $L = 53$ .

Nous adoptons une généralisation de la méthode de combinaison linéaire de formes d’onde de base pour obtenir une variation de la durée des impulsions synthétisées. Cette généralisation consiste à introduire un nouveau paramètre  $\alpha$  permettant de faire varier la durée des impulsions de base à combiner. Un choix judicieux de  $\alpha$  permet d’obtenir des impulsions qui sont à la fois très courtes et très proches du masque spectral imposé par la FCC. Les résultats des simulations montrent que pour obtenir les mêmes performances, les modèles élaborés précédemment [70–74] ont recours à des impulsions extrêmement larges. La présente généralisation peut être appliquée à la conception d’impulsions mutuellement or-

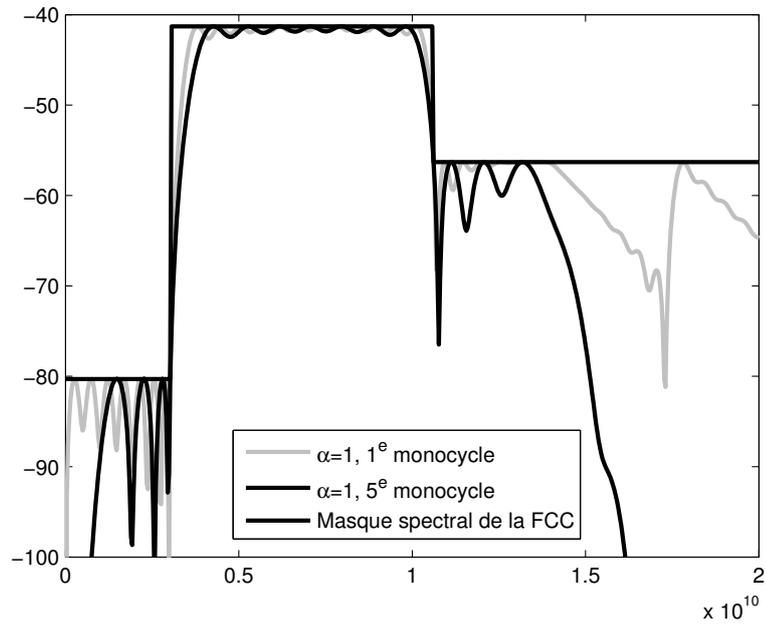


FIGURE 3.22 – spectre Gauss 5 et Gauss 1

thogonales. La souplesse apportée par le nouveau paramètre permettrait d'étendre le nombre de ces impulsions.



# Optimisation des Transmissions TH IR-UWB

## 4.1 Contexte

Les outils théoriques d'évaluation des performances des systèmes UWB en matière de taux d'erreur binaire ou *Bit Error Rate* (BER), sont indispensables dans la conception et le déploiement de ces derniers. En effet, les modèles théoriques permettent, de manière exacte ou par approximations suffisamment fines, d'évaluer les performances en des durées raisonnables, là où les simulations du type Monte Carlo exigent des temps de calculs prohibitifs pour fournir les mêmes résultats. Ces performances procurent les données nécessaires dans l'orientation des choix quant à toutes les alternatives disponibles pour une application donnée. A ce propos, diverses théories ont été proposées sous différentes conditions. Les conditions les plus usuelles en TH IR-UWB sont les suivantes :

1. utilisateur unique évoluant dans canal typiquement Gaussien [77] ;
2. utilisateur unique en présence de bruit Gaussien et transmettant sur un canal à trajets multiples [78–80] ;
3. utilisateur perturbé uniquement par du bruit Gaussien et de l'interférence d'accès multiples [52, 81] ;

4. utilisateur en présence d'interférences d'accès multiples, de bruit Gaussien et transmettant sur un canal à trajets multiples [81].

Dans le pénultième cas, un environnement en vue direct ou *Line Of Sight* (LOS) et un parfait contrôle de puissance rendent possibles les hypothèses dans la pratique. Le quatrième point, avec une totale absence de contrôle de puissance, se rapproche le mieux des dispositifs indoors réels. Tous les autres, à l'image du troisième, ont besoin de dispositifs particuliers, pour les uns, des antennes directives ; pour d'autres, de contrôle de puissance et des dispositions géométriques particulières, pour satisfaire les hypothèses.

Les modèles ont, non seulement, été proposées sous les conditions sus mentionnées, mais aussi en tenant compte des différentes modulations utilisées par l'ultra-large bande à impulsion radio [82–84]. Les résultats obtenus varient considérablement d'une modulation à l'autre, même sous des hypothèses identiques.

Un autre aspect influençant également les résultats est la configuration géométrique des utilisateurs dans le voisinage d'influence du lien d'intérêt. La plupart des études [52, 81] proposant des modèles exacts, considèrent la répartition des utilisateurs déterministe. L'hypothèse qui revient le plus souvent dans ces travaux est le contrôle de puissance parfait. La généralisation aux dispositions géométriques stochastiques a fait l'objet des papiers [85–87], etc... Cette généralisation fournit une estimation de la performance qu'on pourrait espérer d'un utilisateur pour un environnement quelconque et conduit à des densités de probabilité des interférences d'accès multiples alpha stable [85]. Aucune méthode exacte, prenant en compte cette supposition, n'a pour le moment été proposée, la quasi-totalité des suggestions étant semi-analytiques.

Comme le suggère le cas précédent, il n'existe pas toujours des méthodes exactes dans toutes les conditions évoquées plus haut, que ce soit du point de vue des hypothèses sur les perturbations possibles, de la technique de modulation utilisée ou encore de la configuration géométrique ; encore moins en prenant en compte plusieurs ou toutes les conditions pour mieux se rapprocher des dispositifs réels. Néanmoins des progrès considérables ont été réalisés depuis les esquisses de Scholtz [88] au début des années 1990.

Il est le premier à poser le problème des interférences d'accès multiples dans les systèmes TH-IR. Sa méthode d'évaluation des performances suppose une approximation Gaussienne de ces interférences. Cette méthode a d'ailleurs été étendue au cas où on a en plus des trajets multiples comme éléments perturbants [89, 90]. Par la suite, il a été prouvé que l'hypothèse gaussienne entraîne une surestimation des performances réelles [91–93]. Dès lors, d'autres alternatives furent proposées [92, 94, 95]. Forouzan *et al* [92] donne une formulation analytique exacte des performances pour des systèmes TH-PPM simplifiés (synchrones) et s'appuie sur une approximation de la densité de probabilité des interférences pour la prédire dans le cas quasi asynchrone. Sabbatini *et al* [94] procèdent de la même manière, mais dans cadre intégralement asynchrone. Quant à Durisi et Benedetto [95], ils présentent une méthode semi-analytique basée sur le *Gaussian Quadrature Rule* (GQR). C'est une méthode précise qui requiert une estimation des moments de la densité de probabilité des interférences et non la connaissance exacte de cette dernière.

Toutes ces propositions s'appuient soit sur des approximations, soit sur des méthodes semi-analytiques, soit dépendent entièrement de la forme d'onde de base utilisée. Malgré le fait que l'évaluation exacte des propriétés statistiques des interférences soit lourde et peu maniable, [52] et [81] parviennent à déterminer des expressions de leur fonction caractéristique. Ils formulent, par la suite, une expression exacte du BER à l'aide de la célèbre formule d'inversion de Gil-Pelaez (voir annexe).

De plus, [81] étend son analyse aux trajets multiples. Après la détermination de la fonction caractéristique des interférences uniquement dans du bruit gaussien en ne prenant en compte que les trajets principaux de chaque utilisateur, il suppose le modèle obtenu valable pour les trajets secondaires. En considérant indépendant, le gain des trajets et les interférences, il établit une expression approximative de l'interférence globale dans un canal multi-trajets. Sa méthode est d'ailleurs l'une des rares à prendre en compte à la fois les interférences et le canal dans l'analyse des systèmes UWB pour une disposition figée des utilisateurs.

Des avancées sont également à souligner pour des hypothèses beaucoup plus simples, par exemple, pour les transmissions dans du bruit Gaussien uniquement [82, 89].

Parallèlement, comme dans tous les systèmes de transmission, l'amélioration des performances constitue l'une des premières préoccupations. La première proposition dans ce sens fut le code *time hopping* dont l'objectif est de limiter les collisions catastrophiques entre les impulsions des utilisateurs. De manière générale, le problème est vu sous deux angles. L'un consiste à insérer suffisamment de degrés de liberté dans le signal à l'émission, comme dans le cas du code TH, afin de le rendre robuste aux éventuelles perturbations (bruit Gaussien, trajets multiples, signaux d'autres utilisateurs, signaux en provenance d'autres systèmes, notamment à bandes étroites, etc...). Et l'autre fait appel à des récepteurs particuliers pour optimiser le décodage des données.

Le second volet de cette problématique compte deux approches. L'une utilise des récepteurs multi-utilisateurs et l'autre des récepteurs mono-utilisateurs adaptés au type de bruit à traiter.

Verdù [96] a montré que les récepteurs multi-utilisateurs sont optimaux pour les systèmes TH-PPM. Ceux développés pour les systèmes DS-CDMA peuvent être appliqués aux systèmes TH-PPM avec peu ou pas de modifications [97]. Mais ces récepteurs sont complexes. Selon Yoon et Kohno [97], leur complexité est de l'ordre de  $O(2^{N_u})$ , où  $N_u$  est le nombre d'utilisateurs. Leur implémentation nécessite des inversions de matrices  $N_u \times N_u$ . Ils ne sont donc pas réalisables lorsque le nombre d'utilisateurs est élevé. Les systèmes TH-PPM étant sensés être simples peu coûteux, cette option a donc été abandonnée au profit de récepteurs plus simples.

Plus haut, il a été supposé [90, 98], à l'aide du théorème de la limite centrale, que les interférences d'accès multiples pouvaient être modélisées comme du bruit Gaussien. Avec cette hypothèse, le récepteur mono-utilisateur optimal est le filtre adaptatif conventionnel ou *Conventional Matched Filter* (CMF). Ce récepteur s'est, néanmoins, avéré sous optimal en présence d'interférences d'accès multiples en raison de l'approximation inadaptée sur la nature des interférences. Dès lors, d'autres récepteurs basés sur le même concept ont été proposés [99–102]. Il s'agit, dans ces propositions, d'adapter des récepteurs à maximum de vrai-

semblance en modélisant, le plus fidèlement possible, les interférences par une distribution simple [102].

Hosseini et Beaulieu [103] exploitent le concept des récepteurs multi-utilisateurs pour proposer un récepteur moins complexe. Ce récepteur utilise un seul filtre adapté contrairement aux récepteurs multi-utilisateurs classiques et comme ce dernier, il suppose les amplitudes et les retards des signaux interférents connus. Il fournit, ainsi, des performances presque-optimales, proches de celles d'un utilisateur évoluant dans un système mono-utilisateur.

Le principal avantage de la construction des signaux UWB robustes à l'émission est l'utilisation du récepteur conventionnel simple (CMF) pour réaliser les mêmes performances qu'un récepteur plus complexe. Cela est rendu possible par la réduction de l'impact des interférences sur le signal d'intérêt. Ces systèmes présentent un réel intérêt si la complexité qu'ils apportent aux émetteurs est moindre que celle d'un récepteur multi-utilisateur. Plusieurs techniques de robustesses ont été proposées, seule celle de Maggio *et al* [63] a été appliquée aux systèmes d'accès multiples. Rappelons que le codage time hopping pseudo-chaotique qu'ils proposent, consiste à contrôler la dynamique symbolique d'un système chaotique afin d'en tirer des séquences TH. Les performances que peuvent réaliser ces séquences en environnement accès multiples sont étroitement liées à leur intercorrélation [104]. Par exemple, pour un système de deux utilisateurs, plus l'inter-corrélation des séquences est élevée, moins bonnes sont les performances de l'utilisateur d'intérêt. Et lorsque le système contient plus de deux utilisateurs, les performances de ce dernier sont influencées par l'utilisateur avec lequel il réalise la plus grande intercorrélation. Le principal inconvénient de ce système de robustesse est la difficulté qu'il y a de minimiser l'intercorrélation entre les séquences TH. De plus, il apporte une complexité relativement grande à l'émetteur sans pour autant garantir de meilleures performances, surtout lorsque le nombre d'utilisateurs est élevé.

Notre proposition est (le codage PWR), comme celle de Maggio *et al*, un système de robustesse. Comme nous l'avons montré au chapitre 3, le code PWR permet d'améliorer, avec une plus grande efficacité, les propriétés spectrales des signaux TH-IR. Ce chapitre se consacre à l'analyse de son impact sur les transmissions UWB. Pour ce faire, nous généraliserons l'un des modèles de la littérature,

précisément celui de Hu et Beaulieu [52] afin de prendre en compte le nouveau paramètre. Cette méthode s'appuie sur la méthode de la fonction caractéristique qui met en œuvre la formule d'inversion de Gil-Pelaez. La précision des formulations issues de ces modifications est vérifiée à l'aide de simulations de Monte-Carlo.

Dans ce chapitre, nous analyserons différents cas provenant d'hypothèses formulées pour prendre en compte divers dispositifs réels. Les trois principales perturbations rencontrées en pratique sont :

- **le bruit gaussien** ou bruit thermique provenant du réchauffement des structures électroniques d'émission et de réception ;
- **le trajet multiples**, rencontré principalement en environnement *indoor* où le signal émis est réfléchi et/ou réfracté sur les murs et sur les objets de la pièce. Les signaux secondaires ainsi générés se perturbent réciproquement et perturbent également un éventuel lien direct ;
- **l'accès multiples** où plusieurs utilisateurs communiquent simultanément et peuvent se gêner mutuellement.

## 4.2 Modélisation des Performances

Le modèle mathématique du bruit gaussien étant bien connu, l'analyse se focalisera sur l'accès et les trajets multiples. Ces derniers, se comportent physiquement de la même manière. Ce sont des signaux "utiles " qui parviennent au récepteur d'intérêt avec un retard et un gain donnés. Ils se différencient par les lois de probabilité qui les régissent. Même s'il arrive qu'ils soient régis par les mêmes lois, ces lois sont définies par des paramètres différents pour les deux types de bruit.

### 4.2.1 Modèle général des signaux transmis

Rappelons qu'un signal à saut temporel modulé en position d'impulsions (modulation binaire) est donné par l'expression

$$s(t, i) = \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} \gamma_j p(\beta_j (t - jT_f - c_jT_c - d_i\delta)),$$

Ce signal est transmis sur un canal UWB, par exemple le canal IEEE.15.3a. Désignons par  $M$  le nombre de liens arrivant au récepteur. Ces liens peuvent être soit du trajet multiple, soit de l'accès multiple. Ils arrivent avec un retard  $\tau_\rho$ . Chacun de ces liens subit, durant son parcours, une atténuation et atteint le récepteur avec un gain  $a_\rho$ . Le signal reçu peut donc être formulé par

$$r(t) = \sum_{\rho=1}^M a_\rho s(t - \tau_\rho) + n(t), \quad (4.1)$$

où  $n(t)$  est le bruit additif gaussien de densité spectrale de puissance bilatérale  $N_0/2$ . Le lien de plus fort gain est le lien utile que nous désignons par  $a_1$  avec  $\tau_1$  son retard correspondant. Ainsi, on peut reformuler 4.1 par

$$r(t) = a_1 s(t - \tau_1) + \sum_{\rho=2}^M a_\rho s(t - \tau_\rho) + n(t). \quad (4.2)$$

En présence à la fois d'accès multiples et de trajets multiples, (4.2) peut se mettre sous la forme suivante :

$$r(t) = a_1 s(t - \tau_1) + \sum_{k=2}^{N_u} \sum_{l_k=1}^{L_k} h_{l_k} s(t - \tau_{l_k} - \tau_k) + \sum_{l_1=1}^{L_1} h_{l_1} s(t - \tau_{l_1} - \tau_1) + n(t), \quad (4.3)$$

où  $N_u$  est le nombre d'utilisateurs,  $L_1$  et  $L_k$  le nombre de trajets réfléchis de l'utilisateur utile et d'un utilisateur interférent, respectivement, tel que

$$M = \sum_{k=1}^{N_u} L_k - 1.$$

$h_{l_1} / \tau_{l_1}$  et  $h_{l_k} / \tau_{l_k}$ , les gains / retards des trajets réfléchis de l'utilisateur 1 et des liens provenant de l'utilisateur  $k$ , respectivement. Parmi ces derniers, on compte des liaisons en vue direct et des trajets réfléchis qui obéissent aux mêmes lois que les trajets réfléchis de l'utilisateur d'intérêt.  $\tau_k$  représente le retard de l'utilisateur  $k$ . Ce retard est généralement défini en référence à celui de l'utilisateur utile. En

absence de trajets multiples, (4.3) devient simplement :

$$r(t) = a_1 s(t - \tau_1) + \sum_{k=2}^{N_u} a_k s(t - \tau_k) + n(t). \quad (4.4)$$

Le décodage de la donnée transmise se fait à l'aide du récepteur CMF simple qui consiste, ici, en un banc de  $N_s$  corrélateurs correspondant à chacune de trames du signal émis. Nous supposons une parfaite synchronisation entre la donnée transmise et le signal de référence au récepteur. Les éléments du banc de corrélateurs sont dotés des signaux suivants :

$$v_j(t) = p(t) - p(t - \delta). \quad (4.5)$$

Soit  $\tilde{R}$  leur corrélation avec une impulsion  $p(\beta_m t)$ .

$$\tilde{R}_{m,n}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\beta_m(t-x))v(\beta_n t) dt = R_{m,n}(x) - R_{m,n}(x - \delta), \quad (4.6)$$

avec  $R_{m,n}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\beta_m(t-x))p(\beta_n t) dt$ , la fonction d'autocorrélation des impulsions. Malgré la présence d'un seul code PWR, une distinction est faite entre les éléments du code PWR à l'émission et à la réception pour tenir compte d'éventuelles perturbations intertrames. Cette éventualité peut se produire si, pour deux trames adjacentes, une impulsion de la première et de la seconde trame sont respectivement placées dans les premiers et dans les derniers slots et si les décalages produits par le canal sont de l'ordre de la durée entre les deux impulsions.

Le banc de filtres ainsi constitué calcule à sa sortie la décision statistique suivante

$$r = \sqrt{\frac{N_s}{E_b}} \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} r(t) v_j(t - \tau_1 - jT_f) dt. \quad (4.7)$$

En remplaçant  $r(t)$  par son expression dans (4.2), on peut réécrire la décision statistique comme

$$r = S + I + Z + n, \quad (4.8)$$

où

$$S = \sqrt{\frac{N_s}{E_b}} \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} a_1 s(t - \tau_1) v_j(t - \tau_1 - jT_f) dt,$$

la composante du lien utile. De par la synchronisation parfaite avec le signal de référence, on peut écrire que  $S = +a_1 N_s \tilde{R}(0)$ , lorsque la donnée envoyée vaut  $d_i = 0$  et  $S = -a_1 N_s \tilde{R}(0)$ , pour  $d_i = 1$ .

$Z$  est la contribution de tous les trajets réfléchis du système, qui comprend ceux de l'utilisateur d'intérêt et des utilisateurs interférents. Il peut donc s'écrire :

$$Z = Z_{(1)} + Z_{(k)} \quad (4.9)$$

Les lois de probabilité qui décrivent les gains de  $Z_{(1)}$  et de  $Z_{(k)}$  sont identiques avec les mêmes paramètres. Par contre leurs retards suivent des lois différentes. Cette différence provient du fait que les retards de  $Z_{(k)}$  sont la somme des retards dus aux utilisateurs et des retards supplémentaires introduits par les réflexions/réfractions. Le retard total  $\tau_{k_t}$  obtenu peut s'exprimer par :

$$\tau_{k_t} = \tau_{l_k} + \tau_k. \quad (4.10)$$

$I$  est la composante due aux trajets directs des utilisateurs interférents. Il s'exprime par l'équation suivante :

$$I = \sqrt{\frac{N_s}{E_b}} \sum_{k=2}^{N_u} a_k \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} s(t - \tau_k) v_j(t - \tau_1 - jT_f) dt, \quad (4.11)$$

Et

$$n = \sqrt{\frac{N_s}{E_b}} \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} n(t) v_j(t - \tau_1 - jT_f) dt, \quad (4.12)$$

une variable aléatoire issue du filtrage du bruit additif gaussien.

### 4.2.2 Calcul du BER

La formule d'inversion ou fonction de distribution cumulative, pour une fonction caractéristique symétrique est donnée par

$$F(x) = \mathbb{P}(X < x),$$

où  $\Phi_X(\omega)$  est la fonction de répartition de la variable aléatoire  $X$ .  $F(x)$  représente la probabilité que cette variable aléatoire prenne des valeurs  $x$ . Ainsi,

$$\mathbb{P}(X < x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\sin(x\omega)}{\omega} \Phi_X(\omega) d\omega$$

Ici la décision au récepteur est prise suivant les valeurs de  $r$ , sur la règle [90] :

$$r > 0 \Rightarrow \text{"0"}$$

$$r \leq 0 \Rightarrow \text{"1"}$$

De plus, les variables aléatoires qui interviennent dans l'expression de  $r$  sont symétriques. Par conséquent, la probabilité d'erreur du dispositif binaire peut s'écrire

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \mathbb{P}(r > 0 | d = 1) + \frac{1}{2} \mathbb{P}(r < 0 | d = 0) \\ &= \mathbb{P}(r \leq 0 | d = 0) \\ &= \mathbb{P}(r > 0 | d = 1) \end{aligned} \tag{4.13}$$

Considérant le cas  $d = 0$  pour lequel  $S \geq 0$ ,  $S$  prend donc la valeur  $S = +N_s \tilde{R}(0)$ . La probabilité d'erreur devient

$$\begin{aligned} P_e &= \mathbb{P}(N_s \tilde{R}(0) + I + Z + n \leq 0) \\ &= \mathbb{P}(I + Z + n \leq -N_s \tilde{R}(0)) \end{aligned} \tag{4.14}$$

La probabilité d'erreur du système est donc la probabilité que  $I + Z + n \leq -N_s \tilde{R}(0)$ . La variable aléatoire à prendre en compte dans la fonction de distribution cumulative est " $X$ " =  $I + Z + n$ . Le BER du système est obtenu lorsque cette variable

aléatoire est référencée à "x" =  $-N_s \tilde{R}(0)$ , soit

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\sin(N_s \tilde{R}(0)\omega)}{\omega} \Phi_N(\omega) d\omega, \quad (4.15)$$

où  $N = I + Z + n$  est la perturbation globale sur le lien utile. D'après les propriétés de la fonction caractéristique et vu que  $I$ ,  $Z$  et  $n$  sont indépendants, on peut écrire

$$\Phi_N(\omega) = \Phi_I(\omega) \Phi_Z(\omega) \Phi_n(\omega) \quad (4.16)$$

### Calcul des fonctions caractéristiques

#### *Fonction de répartition de la composante de bruit blanc*

Le terme relatif au bruit de fond est gaussien de moyenne nulle. Sa fonction se formule simplement par

$$\Phi_n(\omega) = e^{-\sigma_n^2 \omega^2 / 2}, \quad (4.17)$$

avec  $\sigma_n^2$ , sa variance. Cette variance est calculée à partir de l'équation

$$\mathbb{E}[n^2] = \frac{N_s}{E_b} \mathbb{E} \left[ \left| \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} n(t) v_j(t - \tau_1 - jT_f) dt \right|^2 \right]. \quad (4.18)$$

Le calcul permet de trouver (voir annexe 5) :

$$\sigma_n^2 = \mathbb{E}[n^2] = \frac{N_s^2 N_0}{E_b} \tilde{R}(0) \quad (4.19)$$

#### *Fonction de répartition de la composante due aux liens perturbants*

La détermination des fonctions caractéristiques de  $I$  et  $Z$  est une analyse séquentielle qui fait intervenir graduellement les variables aléatoires qui les composent. Cette analyse est identique en tout point pour ces deux grandeurs, la seule différence, comme nous l'avons indiqué plus haut, réside dans les lois de probabilité qui les régissent. La détermination de la fonction caractéristique est menée pour  $I$ , il suffira de remplacer les lois de probabilité du retard et du gain par leur expression pour déterminer celle de  $Z$ .  $I$  est une variable aléatoire multivariée qui regroupe les variables aléatoires suivantes :

- le code PWR,  $\beta_j$  ;
- le code TH,  $c_j$  ;
- la donnée transmise,  $d_i$  ;
- le retard d'un trajet,  $\tau_k$  et
- le gain d'un trajet,  $a_k$ .

Nous supposons a priori ces variables sont indépendantes les unes des autres. Lorsque l'analyse concerne l'une d'entre elles, les autres sont supposées constantes et ainsi de suite jusqu'à la dernière. En remplaçant  $s(t - \tau_k)$  par son expression,  $I$  devient

$$\begin{aligned}
I &= \sum_{k=2}^{N_u} a_k \sum_{j=0}^{N_s-1} \sum_{j_k=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} \gamma_{j_k} p \left( \beta_{j_k}^{(k)} \left( t - j_k T_f - c_{j_k}^{(k)} T_c - d_i^{(k)} \delta - \tau_k \right) \right) \\
&\quad \times v \left( \beta_j^{(1)} \left( t - j T_f - \tau_1 \right) \right) dt \\
&= \sum_{k=2}^{N_u} a_k \sum_{j=0}^{N_s-1} \sum_{j_k=0}^{N_s-1} \int_{-\tau_1}^{T_f - \tau_1} \gamma_{j_k} p \left( \beta_{j_k}^{(k)} \left( u - (j_k - j) T_f - c_{j_k}^{(k)} T_c - d_i^{(k)} \delta - (\tau_k - \tau_1) \right) \right) \\
&\quad \times v \left( \beta_j^{(1)} u \right) du \\
&\quad \text{en posant } u = t - j T_f - \tau_1
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Nous introduisons la variable  $\Theta_j^{(k)}$  qui représente le retard global de l'impulsion  $j$  de l'utilisateur  $k$

$$\Theta_{j,j_k}^{(k)} = (j_k - j) T_f + c_{j_k}^{(k)} T_c + d_{\lfloor \frac{j+j_k}{N_s} \rfloor}^{(k)} \delta + (\tau_k - \tau_1) \tag{4.21}$$

où

- $j_k$  est la différence en nombre de trames résultant des transmissions asynchrones et  $\tau_k - \tau_1$  reflète le reste de l'asynchronisme. Les autres termes résultent du *time hopping* et de la modulation par position. Nous écrivons  $j' \equiv j + j_k [N_s]$  ce qui signifie que l'impulsion  $j'$  de l'utilisateur  $k$  interfère avec l'impulsion  $j$  de l'utilisateur 1 que l'on décode.

- Il faut également prendre en compte le fait que le bit interférant peut changer au cours des  $N_s$  répétitions du bit utile. Pour prendre en compte ce phénomène, nous notons  $\left\lfloor \frac{j+j'}{N_s} \right\rfloor$  la partie entière de  $(j+j')/N_s$  qui peut prendre la valeur 0 ou 1 si  $j+j'$  est inférieur ou supérieur à  $N_s$  ( $j+j' \in [0, 2(N_s-1)]$ ) et indique ainsi le changement de bit interférant. Nous noterons  $\gamma_k$  l'indice ou le bit interférant change.

Nous rappelons également que

$$\tilde{R}_{m,n}(\Theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(\beta_m(t-\Theta)) v(\beta_n t) dt.$$

De plus, l'intégrale dans (4.20) sera non nulle uniquement si les impulsions considérées tombent (au moins) dans la même trame, c'est à dire  $j-j_k = 0$ . Nous pouvons alors réécrire (4.20), en prenant également  $\tau_1 = 0$ ,

$$\begin{aligned} I &= \sum_{k=2}^{N_u} a_k \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_0^{T_f} \gamma_{j'} p(\beta_{j'}(u - \Theta_{j,j'}^{(k)})) v(\beta_j u) du \\ &= \sum_{k=2}^{N_u} a_k \sum_{j=0}^{N_s-1} \gamma_{j'} \tilde{R}_{j',j}(\Theta_{j,j'}^{(k)}). \end{aligned} \quad (4.22)$$

Nous pouvons nous affranchir du  $j'$  en notant que pour  $j < \gamma_k$  (avant le changement de bit),  $\left\lfloor \frac{j+j'}{N_s} \right\rfloor = 0$  et qu'il est égal à 1 ensuite. Nous identifions alors par  $j^{(1)}$  et  $j^{(k)}$  les impulsions désirée et interférente. Nous pouvons également redéfinir  $\Theta$  par

$$\begin{cases} \Theta_{0,j}^{(k)} = c_j^{(k)} T_c + d_0^{(k)} \delta + \alpha_k \\ \Theta_{1,j}^{(k)} = c_j^{(k)} T_c + d_1^{(k)} \delta + \alpha_k \end{cases} \quad (4.23)$$

et écrire, en notant  $\alpha_k = \tau_k - \tau_1 = \tau_k$ ,

$$I = \sum_{k=2}^{N_u} \left( \sum_{j=0}^{\gamma_k-1} a_k \gamma_{j^{(k)}} \tilde{R}_{j^{(k)},j^{(1)}}(\Theta_{0,j^{(k)}}^{(k)}) + \sum_{j=\gamma_k}^{N_s} a_k \gamma_{j^{(k)}} \tilde{R}_{j^{(k)},j^{(1)}}(\Theta_{1,j^{(k)}}^{(k)}) \right) \quad (4.24)$$

Finalement, nous notons  $\tilde{a}_k = a_k \gamma_{j^{(k)}}$  l'atténuation globale du canal que nous considérons constante sur la durée du symbole transmis (donc constante pour la somme sur  $j^{(k)}$ ) et définissons les deux termes d'interférence correspondant au

premier bit interférant puis au second

$$I_0^{(k)} = \sum_{j=0}^{\gamma_k-1} \tilde{R}_{j^{(k)},j^{(1)}}(\Theta_{0,j^{(k)}}^{(k)}) \quad \text{et} \quad I_1^{(k)} = \sum_{j=\gamma_k}^{N_s} \tilde{R}_{j^{(k)},j^{(1)}}(\Theta_{1,j^{(k)}}^{(k)}) \quad (4.25)$$

Finalement

$$I = \sum_{k=2}^{N_u} \tilde{a}_k \left( I_0^{(k)} + I_1^{(k)} \right) \quad (4.26)$$

La fonction d'intercorrélacion  $\tilde{R}_{i^{(1)},j^{(k)}}(\cdot)$  peut prendre  $N_s^2$  valeurs discrètes pour une valeur fixée de  $\Theta$  du fait des coefficients d'étalement  $\beta_j^{(1)}$  et  $\beta_j^{(k)}$  et prend des valeurs en fonction de  $\Theta_{0,j}^{(k)}$  et  $\Theta_{1,j}^{(k)}$ . Nous exprimons la fonction caractéristique de  $\tilde{R}$ , dans un premier temps en fonction de  $(\beta_j^{(1)}, \beta_j^{(k)})$  sachant  $\alpha_k$ ,  $c_j^{(k)}$  et  $d_0^{(k)}$ . Par définition on peut écrire

$$\Phi_{\tilde{R}_{\beta^{(1)},\beta^{(k)}}|c,d,\alpha}(\omega) = \mathbb{E} \left[ e^{j\omega \tilde{R}} \Big|_{d_0^{(k)}=d, c_j^{(k)}=c, \alpha_k=\alpha} \right]. \quad (4.27)$$

Nous supposons que les  $N_s^2$  valeurs de  $\tilde{R}_{\beta^{(1)},\beta^{(k)}}$  ont la même probabilité d'occurrence, à savoir,  $P_e(\beta_i^{(k)}, \beta_j^{(1)}) = 1/N_s^2$ . (4.27) devient donc

$$\Phi_{\tilde{R}_{i^{(1)},j^{(k)}}|c,d,\alpha}(\omega) = \frac{1}{N_s^2} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-1} e^{j\omega \tilde{R}_{i^{(1)},j^{(k)}}(\alpha+cT_c+\delta d)} \quad (4.28)$$

L'obtention de la fonction de répartition de  $\tilde{R}$ , relativement à  $c_j^{(k)}$  se fait en prenant l'espérance de la fonction de répartition précédentes sur cette variable avec  $\alpha_k$  et  $d_0^{(k)}$  supposées déterministes.

$$\Phi_{\tilde{R}_{i^{(1)},j^{(k)}}|d,\alpha}(\omega) = \frac{1}{N_s^2} \frac{1}{N_h} \sum_{\eta=0}^{N_h-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-1} e^{j\omega \tilde{R}_{i^{(1)},j^{(k)}}(\alpha+\eta T_c+\delta d)} \quad (4.29)$$

Notons que les  $\tilde{R}_{i^{(1)},j^{(k)}}(\Theta_{0,j}^{(k)})$  et  $\tilde{R}_{i^{(1)},j^{(k)}}(\Theta_{1,j}^{(k)})$ , pour  $j = 1, \dots, \gamma_k - 1$  sont indépendants lorsque  $d_0^{(k)}$  ou  $d_1^{(k)}$  et  $\alpha_k$  sont considérées déterministes. Ainsi, la

fonction de répartition de  $I_0^{(k)}$  peut s'écrire

$$\Phi_{I_0^{(k)}|d,\alpha,\gamma}(\omega) = \left( \frac{1}{N_s^2} \frac{1}{N_h} \sum_{\eta=0}^{N_h-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-1} e^{j\omega \tilde{R}_{i,j}^{(k)}(\alpha+\eta T_c+\delta d)} \right)^\gamma. \quad (4.30)$$

On obtient une expression similaire pour  $\Phi_{I_1^{(k)}|d,\alpha,\gamma}(\omega)$  lorsqu'on remplace  $\gamma$  par  $N_s - \gamma$ , soit

$$\Phi_{I_1^{(k)}|d,\alpha,\gamma}(\omega) = \left( \frac{1}{N_s^2} \frac{1}{N_h} \sum_{\eta=0}^{N_h-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-1} e^{j\omega \tilde{R}_{i,j}^{(k)}(\alpha+\eta T_c+\delta d)} \right)^{N_s-\gamma}. \quad (4.31)$$

La supposition précédente n'est rigoureusement exacte que si  $N_h T_c$  est suffisamment grand devant la durée de l'impulsion  $T_p$ . En calculant la probabilité en fonction du schéma de modulation binaire, la fonction caractéristique de  $I_0^{(k)}$  et  $I_1^{(k)}$ , sachant  $\alpha_k$  et  $\gamma_k$  deviennent respectivement

$$\Phi_{I_0^{(k)}|\alpha,\gamma}(\omega) = \Phi_{I_0^{(k)}|0,\alpha,\gamma}(\omega)P_r(d=0) + \Phi_{I_0^{(k)}|1,\alpha,\gamma}(\omega)P_r(d=1) \quad (4.32)$$

et

$$\Phi_{I_1^{(k)}|\alpha,\gamma}(\omega) = \Phi_{I_1^{(k)}|0,\alpha,\gamma}(\omega)P_r(d=0) + \Phi_{I_1^{(k)}|1,\alpha,\gamma}(\omega)P_r(d=1) \quad (4.33)$$

Si on remplace  $\Phi_{I_0^{(k)}|0,\alpha,\gamma}(\omega) / \Phi_{I_0^{(k)}|1,\alpha,\gamma}(\omega)$ , respectivement  $\Phi_{I_1^{(k)}|0,\alpha,\gamma}(\omega) / \Phi_{I_1^{(k)}|1,\alpha,\gamma}(\omega)$  par leur expression dans 4.32 et 4.33,  $\Phi_{I_0^{(k)}|\alpha,\gamma}(\omega)$  et  $\Phi_{I_1^{(k)}|\alpha,\gamma}(\omega)$  deviennent

$$\Phi_{I_0^{(k)}|\alpha,\gamma}(\omega) = \frac{1}{2(N_s^2 N_h)^\gamma} \sum_{d=0}^1 \left( \sum_{\eta=0}^{N_h-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-1} e^{j\omega \tilde{R}_{i,j}^{(k)}(\alpha+\eta T_c+d\delta)} \right)^\gamma \quad (4.34)$$

et

$$\Phi_{I_1^{(k)}|\alpha,\gamma}(\omega) = \frac{1}{2(N_s^2 N_h)^{N_s-\gamma}} \sum_{d=0}^1 \left( \sum_{\eta=0}^{N_h-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-1} e^{j\omega \tilde{R}_{i,j}^{(k)}(\alpha+\eta T_c+d\delta)} \right)^{N_s-\gamma} \quad (4.35)$$

Pour un lien donné, les données  $d_0^{(k)}$  et  $d_1^{(k)}$  sont indépendantes. Leur contribution dans l'interférence multi-trajets résultant l'est également. Par conséquent, la

fonction de répartition de l'interférence provoqué par un lien ( $k$ ) s'exprime par

$$\Phi_{I|\alpha,\gamma,h}(\omega) = \Phi_{I_0|\alpha,\gamma,h}(a_k\omega)\Phi_{I_1|\alpha,\gamma,h}(a_k\omega). \quad (4.36)$$

Lorsqu'on prend en compte le paramètre  $\gamma_k$ , on détermine la fonction de répartition de  $I$ , sachant uniquement  $\alpha_k$  et  $h$ . Cela donne

$$\Phi_{I|\alpha,h}(\omega) = \frac{1}{N_s} \sum_{\gamma=0}^{N_s-1} \left( \prod_{n=0}^1 \Phi_{I_n|\alpha,\gamma,h}(a_k\omega) \right). \quad (4.37)$$

Finalement, nous considérons la dernière variable aléatoire  $\alpha_k$  dans l'analyse. C'est une variable aléatoire continue sur  $[-T_f/2, T_f/2]$ . En effet,  $\alpha_k = \tau'_k - \tau_1$  et sans perte de généralité, on prend  $\tau_1$  comme l'origine des dates, soit  $\tau_1 = 0$ .

Soit  $p_\alpha(\alpha)$  la loi de probabilité qui régit  $\alpha_k$ . On déduit donc la fonction caractéristique de  $I$  en fonction du gain  $a$  :

$$\Phi_{I|a}(\omega) = \int_{-T_f/2}^{T_f/2} \Phi_{I|\alpha,a}(a_k\omega) p_\alpha(\alpha) d\alpha \quad (4.38)$$

La fonction de répartition finale de la composante de bruit dû aux liens directs des autres utilisateurs s'obtient par la moyenne géométrique de  $\Phi_{I|a}(\omega)$  sur  $a$ , soit

$$\Phi_I(\omega) = \exp \left( \int_0^\infty \log (\Phi_{I|a}(a\omega)) p_A(a) da \right), \quad (4.39)$$

où  $p_A(a)$  est fonction densité de probabilité de  $a$ .

La formulation de l'expression finale de la probabilité d'erreurs moyenne est donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \frac{\sin(a_1 N_s \tilde{R}(0)\omega)}{\omega} \Phi_N(\omega) p_{A_1}(a_1) d\omega da_1, \quad (4.40)$$

où  $p_{A_1}(a_1)$  est la loi de probabilité qui régit le gain du lien utile. Dans la plupart des cas rencontré dans la littérature, ce gain est supposé déterministe. La fonction du caractéristique du bruit global  $\Phi_N(\omega)$  déduite des expressions (4.16), (4.17) et

(4.39) peut s'écrire

$$\Phi_N(\omega) = \exp\left(\int_0^\infty \log(\Phi_{I|a}(a\omega)) p_A(a) da\right) \exp\left(\int_0^\infty \log(\Phi_{Z|h}(h\omega)) p_H(h) dh\right) \times \exp(-\sigma_n^2 \omega^2 / 2). \quad (4.41)$$

Où

$$\Phi_{I|a}(\omega) = \int_{-T_f/2}^{T_f/2} \Phi_{I|\alpha,a}(a_k\omega) p_\alpha(\alpha) d\alpha,$$

$$\Phi_{Z|h}(\omega) = \int_{-T_f/2}^{T_f/2} \Phi_{Z|\alpha,h}(h_l\omega) p_\alpha(\alpha) d\alpha$$

la fonction caractéristique de la composante due aux trajets multiples et  $p_H(h)$  la loi de probabilité de leur gain.

### 4.3 Application aux transmissions multi-utilisateurs

Il s'agit, dans cette section, d'appliquer l'analyse de performance ci-dessus au troisième cas présenté en début de chapitre. Ce cas se caractérise par la présence uniquement de deux types de perturbation : le bruit gaussien et les liens directs des autres utilisateurs.

Des hypothèses particulières ne sont pas à formuler pour retrouver ces conditions en environnement *outdoor* peu dense. Cet environnement présente en effet peu d'obstacles et rend donc les réflexions/réfractions moins nombreuses. La probabilité pour le récepteur d'être influencé par ce type de perturbation est donc très faible.

Par contre, en agglomération la situation est différente et se rapproche des scénarios *indoor* où l'essentiel des signaux émis subit de nombreux rebondissements et traversent divers matériaux. Bon nombre d'entre eux parviennent au récepteur utile avec d'importantes distorsions dont la plus nocive est le changement de signe. Cette distorsion, lorsqu'elle est synchronisée sur le signal utile, crée inévitablement de la perte de données. Un moyen d'éviter la génération d'autant de signaux secondaires est l'utilisation d'antennes directives. Selon El Ghannudi *et al* [105] ce type d'antenne permet de réduire considérablement l'effet des trajets multiples et donc

de les négliger. Le schéma 4.1 montre le mode de fonctionnement de ces antennes et met en évidence l'évitement des trajets secondaires. Sur le schéma de droite, l'utilisateur  $k$  utilise une antenne directive pour émettre. La diffusion des signaux dans tous les sens amène trois trajets secondaires au récepteur de l'utilisateur 1 en plus d'un lien direct. Avec l'antenne directive (schéma de droite), les trajets réfléchis ne sont plus générés. Il ne reste plus que le lien direct qui perturbe le récepteur 1. On constate, sur les schémas qu'avec une plus grande directivité, le lien direct de l'utilisateur  $k$  aurait même été supprimé. Par conséquent, plus les antennes présentent une grande directivité, plus l'hypothèse de la suppression des trajets multiples peut être finement réalisée.

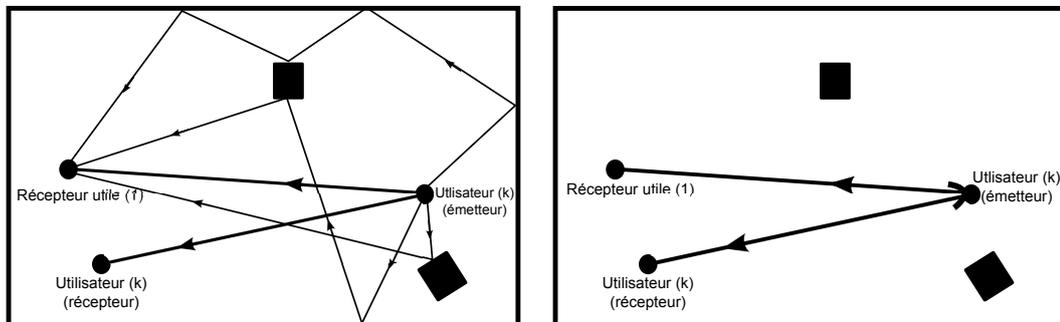


FIGURE 4.1 – Suppression des trajets secondaires par une antenne directive.

L'inconvénient avec ce type d'antenne est la complexité qu'elles apportent au routage. Mais dans des configurations où la mobilité est faible, voire nulle, cette complexité se fera moins sentir, comparativement aux environnements dynamiques où les nœuds subissent un réarrangement régulier. L'utilisation de ces antennes permet donc de réaliser l'hypothèse de l'absence de trajets multiples malgré le coût supplémentaire en complexité que cette approche génère. Nous nous limiterons donc dans cette étude au troisième cas.

Le modèle que nous étudions n'inclue donc que les trajets directs. Ceci nous permet d'étudier l'effet de l'interférence uniquement. Les méthodes que nous proposons garderons toutefois leurs bénéfices en cas de multitrajets mais l'étude théorique devrait être complétée (et serait bien plus complexe). Les différentes configurations que nous étudions sont alors les suivantes :

- la configuration du système est figée et il y a un contrôle de puissance parfait ;

- la configuration du système est figée mais les nœuds transmettent librement ;
- la position des interférents et leur contribution à l'interférence évoluent.

Dans la première, les nœuds ont une position figée au cours de l'expérimentation. Cela s'apparente à la disposition d'ordinateurs de bureau dans une salle. Le gain du lien utile a une valeur déterminée. Le contrôle de puissance parfait consiste à attribuer à chaque lien interférent, un même gain, soit  $a_k = a$  pour  $k = 2, \dots, N_u$  avec  $a \in \mathcal{R}$ . Idéalement, l'utilisateur 1 possède le même gain. Il est possible de supposer des environnements plus rude où  $a_k > a_1$ . Le système d'utilisateurs est supposé parfaitement asynchrone. Chaque utilisateur choisit de manière indépendante son instant d'émission.

Le système étant asynchrone, les  $\alpha_k$  sont indépendants et uniformément distribués sur  $[-T_f/2, T_f/2]$ . Par conséquent  $p_\alpha(\alpha) = 1/T_f$  et la fonction caractéristique de  $I$  sachant  $a$  peut s'écrire :

$$\bar{\Phi}_{I|a}(\omega) = \frac{1}{T_f} \int_{-T_f/2}^{T_f/2} \Phi_{I|\alpha,a}(a\omega) d\alpha. \quad (4.42)$$

En ce qui concerne les gains,  $a_1 = a$  et  $a_k = a$  pour  $k = 2, \dots, N_u$  d'où  $a_1$  et  $a_k$  sont des constantes et non des variables aléatoires. La probabilité moyenne d'erreur et la fonction caractéristique deviennent donc :

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\sin(a_1 N_s \tilde{R}(0)\omega)}{\omega} \Phi_N(\omega) d\omega. \quad (4.43)$$

et

$$\bar{\Phi}_I(\omega) = (\bar{\Phi}_I(a\omega))^{N_u-1}.$$

En effet, tous les utilisateurs ayant la même valeur pour  $a_k$ , tous les  $\bar{\Phi}_{I|a}(a\omega)$  deviennent identiques et ne dépendent plus de  $a$ . Et en absence de trajets multiples la fonction de répartition du bruit global prend la forme :

$$\bar{\Phi}_N(\omega) = (\bar{\Phi}_I(a\omega))^{N_u-1} \exp(-\sigma_n^2 \omega^2 / 2). \quad (4.44)$$

Lorsqu'aucune contrainte n'est imposée sur la puissance émise par les autres nœuds (2<sup>e</sup> cas), la densité de probabilité des gains et des retards restent identiques

à ceux du premier cas. La seule différence intervient dans l'expression de la fonction caractéristique de  $I$ . Il prend la forme :

$$\Phi_I(\omega) = \prod_{k=2}^{N_u} (\Phi_I(a_k \omega)). \quad (4.45)$$

Le calcul numérique devient juste un peu plus complexe mais donne le même résultat en fonction des valeurs de  $a_k$ . Nous n'utiliserons donc que le schéma des  $a_k$  identiques par soucis de simplicité.

Nous testons maintenant dans ce cadre les modifications apportées par les codes PWR dans la réduction de l'impact des interférences sur les transmissions utiles. Nous avons numériquement évalué (4.43). La variable de décision (4.7) est également déterminée à l'aide des simulations de Monte-Carlo pour valider l'approche analytique.

Au cours de ces expérimentations, nous considérons un système avec  $N_u - 1 = 21$  interférents effectifs qui transmettent leurs données avec  $N_s = 3$  impulsions. Dans le but de respecter l'hypothèse selon laquelle la durée de la trame  $T_f$  est largement supérieure à celle de l'impulsion  $T_p$  ( $T_f \gg T_p$ ), nous prenons un nombre relativement grand de slots,  $N_h = 8$ . Le décalage PPM utilisé pour le calcul numérique de  $P_e$  et la simulation est supérieur à l'impulsion la plus large obtenue par l'application du code PWR ( $\delta = T_p/0.4393$ ).

Dans un premier temps la génération des codes PWR se fera par une méthode de tâtonnement. Appel sera ensuite fait à un système de recherche plus performant pour déterminer les codes qui réalisent les meilleurs résultats.

Cette première méthode décrite dans [1] a permis de générer un code de trois (3) éléments de moyenne 0.7634 et de variance 0.19. Le code obtenu est  $\{\beta_i\}_{i=0}^{N_s-1} = [0.764707, 0.575184, 0.950252]$ . Nous comparons les performances de ce code avec des cas où aucun code n'est appliqué. La comparaison a été réalisée avec  $\{\beta_i\}_{i=0}^{N_s-1} = 0.7634$  et  $\{\beta_i\}_{i=0}^{N_s-1} = 1$ . Le premier présente un spectre quasi similaire avec celle du code généré, alors que le second ne subit aucune modification. Ces deux spectres contiennent de nombreuses raies.

La figure 4.2 montre la précision de la méthode généralisée au code PWR. Il montre également que le code PWR donne de meilleures performances que dans les

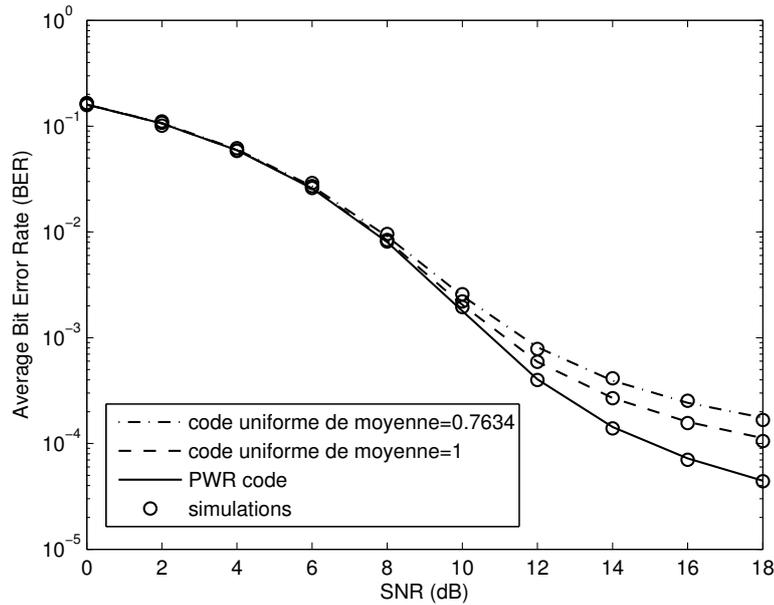


FIGURE 4.2 – Performance d'un système TH-IR, des séquences uniformes sont comparées à un code PWR dans un système de 22 utilisateurs transmettant des données de trois impulsions.

cas où les éléments du code sont égaux. Ce résultat peut être par l'optimisation de la recherche des séquences, la diversité dans le signal aura pour effet d'augmenter le gain réalisé. Nous constatons aussi que plus les impulsions de largeurs uniformes sont étalées moins bonnes sont les performances.

Nous appliquons ensuite l'algorithme génétique multi-critères pour optimiser les performances réalisées. Il s'agira de traiter simultanément deux critères, la performance et l'occupation spectrale. Les variables d'optimisation sont le code PWR et le paramètre d'ajustement  $\gamma$  définis au chapitre 3.

La valeur idéale de  $\phi_I(\omega)$  est 1 pour tout  $\omega$ . En considérant les grandes valeurs de  $\omega$ , dans les pires conditions d'accès multiples  $\phi_I(\omega)$  tend vers sa valeur minimale, 0. Mais sous de meilleures conditions il tend vers 1. Le premier objectif que nous considérons est donc :

$$f_1(\boldsymbol{\beta}^{(1)}, \boldsymbol{\beta}^{(k)}, \boldsymbol{\lambda}) = 1 - \phi(\omega_e), \quad (4.46)$$

où  $\omega_e \gg 0$ .

Le paramètre  $\beta$  est utile dans l'évitement des interférences, uniquement lorsqu'une donnée interférente est parfaitement synchronisée avec une donnée de l'utilisateur utile, lorsque le code TH et le décalage aléatoire n'ont pas réussi à les dissocier. Nous désignons cette occurrence par Interférence Parfaite (IP). Dans ce cas, seul  $\beta$  permet de distinguer de manière significative les utilisateurs.

Les valeurs optimales de  $f_1$  sont souvent obtenues avec les signaux de données qui ne respectent pas la régulation. Pourtant, pour éviter les nivellements, première cause de perte de puissance, les spectres doivent rester sous les seuils du masque et s'en approcher le plus près possible. La première possibilité est de considérer l'occupation spectrale comme une contrainte d'inégalité. Cette approche ne garantit pas d'éviter les pertes de puissance. Comme contrainte d'égalité, le processus devient complexe, en ce sens que ce type de contrainte est difficilement réalisable. Cette seconde approche pause donc des problèmes de convergence. Un compromis raisonnable est de transformer la contrainte d'égalité en objectif. Cette fonction est identique à celles formulées aux équations (3.17) et (3.23), avec seulement une variable supplémentaire, soit

$$f_2(\beta^{(1)}, \beta^{(k)}, \gamma) = \sum_{\nu_k \in F_p} |G(\nu_k) - G_m(\nu_k)|, \quad (4.47)$$

Une version permutée du train d'impulsion de l'utilisateur 1 est attribuée à chaque utilisateur interférent. C'est le moyen le plus simple de garantir le même spectre pour les données de tous les utilisateurs dans l'environnement de communication. Ainsi,  $\beta^{(k)}$  et  $\gamma^{(k)}$  sont déduits de  $\beta^{(1)}$  et  $\gamma^{(1)}$ . Les variables d'optimisation peuvent donc se réduire à  $\xi = [\beta^{(1)}, \gamma^{(1)}]$ .

## Simulations

Le processus d'optimisation a fait intervenir une population de 500 individus qui évoluent sur 250 générations. Il a été mené avec deux impulsions de base, le 5<sup>e</sup> monocycle de Gauss et une impulsion optimale construite au chapitre précédent. Nous avons considéré cette dernière pour évaluer la réelle contribution de l'occupation spectrale dans la gestion des interférences d'accès multiples. La différence entre son occupation spectrale et celle de la donnée qu'elle permet de construire

n'est pas grande, l'optimisation sert principalement à éliminer les raies spectrales qui enfrennent le masque. Les valeurs optimales de  $\xi$  obtenues pour les deux impulsions sont utilisées pour construire les signaux des symboles informatifs.

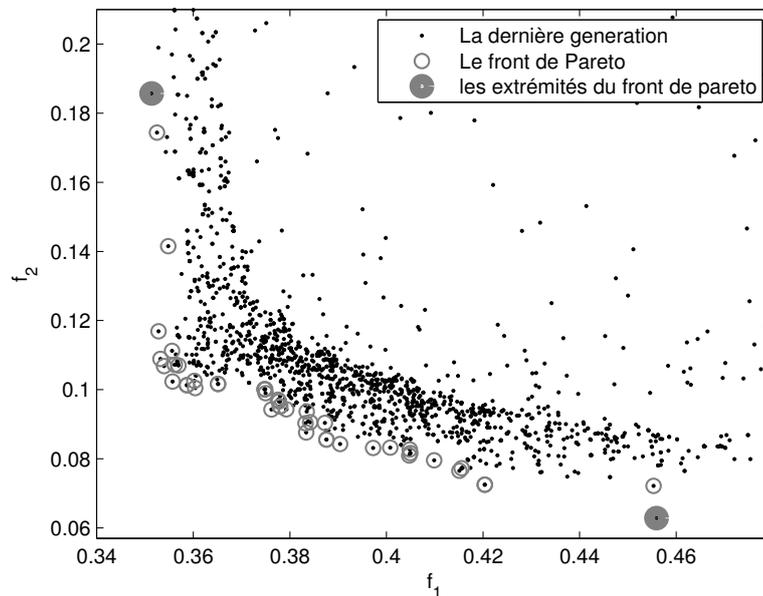


FIGURE 4.3 – Le Front de Pareto tiré de la dernière génération

La figure 4.3 montre les éléments du compromis (front de Pareto) qu'on obtient sur les deux objectifs. Les meilleures valeurs de  $f_1$  et  $f_2$  sont réalisées au détriment de l'un ou l'autre et réciproquement. Cela prouve que ces deux objectifs sont contradictoires. En fonction du niveau de priorité de chacun d'entre eux, l'un des points du front de Pareto sera choisi. L'objectif principal de la présente étude étant de réduire les interférences sans pour autant dégrader l'occupation spectrale, les points qui nous intéressent sont donc ceux situés vers le centre du front.

Les performances sont évaluées dans un environnement où tous les utilisateurs interférents ont une meilleure qualité de signalisation que l'utilisateur utile. Chaque utilisateur choisit un code TH court suivant une loi uniforme.  $\omega_e$  est fixé à 15. Cette valeur est suffisamment éloignée de 0 pour rendre compte de l'optimalité de  $f_1$ .

Deux principaux cas sont considérés dans l'évaluation des performances :

- lorsque l'impulsion de base est la 5<sup>e</sup> dérivée de l'impulsion de Gauss avec et sans code PWR ;

- et lorsque l'impulsion de base est l'impulsion optimale avec et sans code PWR.

Comme dans la méthode de tâtonnement, les cas où le code PWR n'est pas utilisé, correspondent à  $\{\beta_i = 1\}_{i=0}^{N_s-1}$  et  $\{\beta_i = \bar{\beta}_{opt}\}_{i=0}^{N_s-1}$ , où  $\bar{\beta}_{opt}$  est la moyenne de la solution optimale considérée. Le premier est le cas conventionnel dans lequel la largeur des impulsions n'est pas modifiée. Dans le second, la largeur des impulsions est égale à la largeur moyenne des impulsions obtenues avec le code PWR optimal. Le spectre du signal du symbole informatif qu'il permet d'obtenir dépasse les seuils du masque. Si  $\bar{\beta}_{opt} > 1$ , il produit des impulsions plus fines que dans le cas conventionnel.

Pour le 5<sup>e</sup> monocycle de Gauss, l'optimisation du signal de la donnée apporte un gain effectif au niveau de l'occupation spectrale, soit 87% pendant que l'impulsion de base n'occupe le spectre qu'à 59%. Cela se traduit dans les performances par un gain supplémentaire aux faibles valeurs du rapport signal sur bruit, comme le montre la figure 4.4. Par contre lorsque le SNR augmente le signal optimisé avec  $f_1$  et  $f_2$  a tendance à devenir plus performant. Cela est mieux mise en évidence lorsque le nombre d'utilisateurs augmente ( $N_u = 71$ ).

Le BER en fonction du nombre d'utilisateurs (figure 4.5) permet d'apprécier le comportement des signaux vis-à-vis des deux types de perturbations. Le signal optimisé uniquement sur l'occupation spectrale ( $f_2$ ) présente une plus forte résistance au bruit gaussien et est plus sensible à l'augmentation des interférences. Prendre en compte simultanément  $f_1$  et  $f_2$  dégrade légèrement le spectre pendant que la propriété de résistance du signal aux interférences d'accès multiple est améliorée.

Dans les analyses suivantes, nous augmentons le gain des utilisateurs interférents pour mieux mettre en valeur l'efficacité du code PWR. Un signal de données optimal est conçu avec le 5<sup>e</sup> monocycle de Gauss. Ce signal réalise une occupation spectrale de  $OS = 81,3\%$ <sup>1</sup>. Elle est évaluée par l'équation :

$$OS = \frac{\int_{F_p} |G(\nu)|}{\int_{F_p} G_m(\nu)} \quad (4.48)$$

---

1.  $OS$  est mis pour Occupation Spectrale

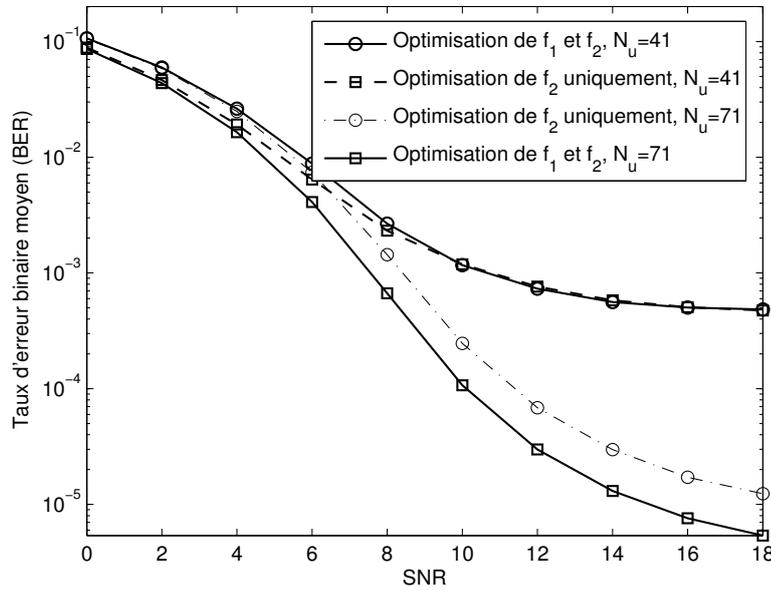


FIGURE 4.4 – Contribution de l'occupation spectrale dans l'amélioration des performances avec  $a_k=2, \forall \{k = 2, \dots, N_u\}$ ,  $a_1=1$ ,  $N_u - 1 = 21$ ,  $N_u - 1 = 71$

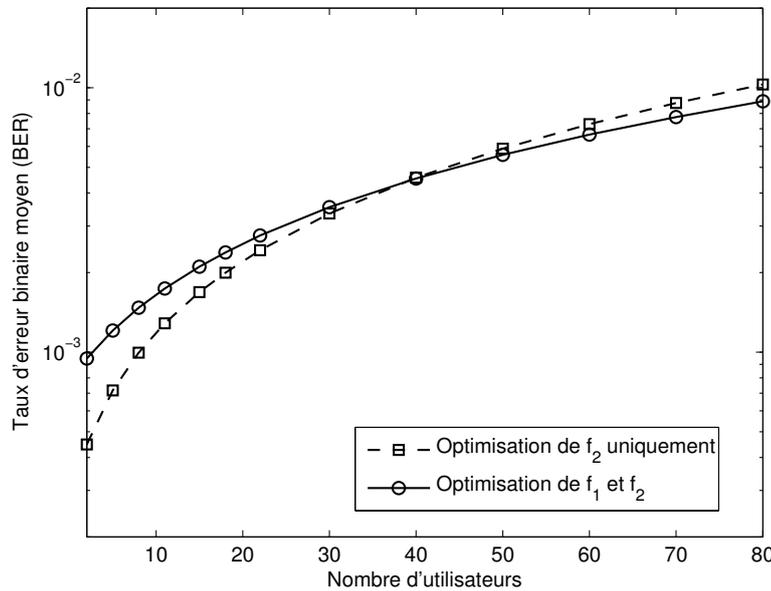


FIGURE 4.5 – Influence de l'occupation spectrale sur les performances ( $a^{(k)} = 2, \forall \{k = 2, \dots, N_u\}$  and  $a^{(1)} = 1$ , SNR= 8 dB)

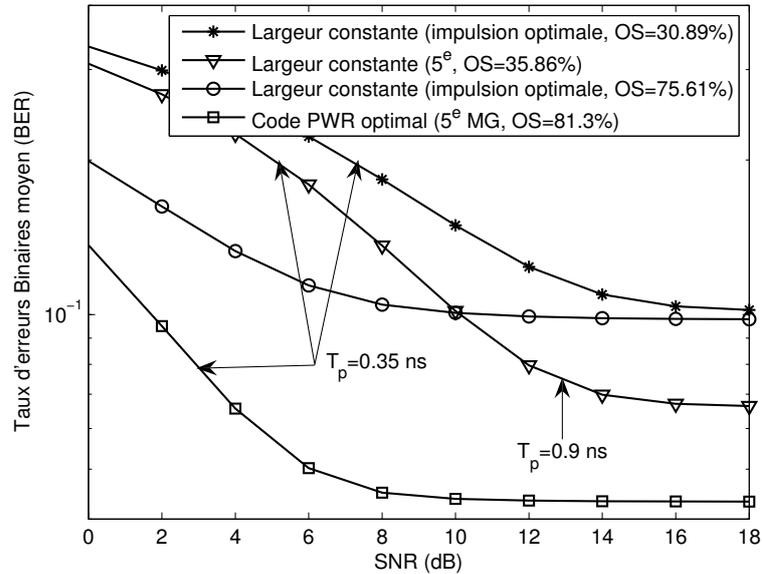


FIGURE 4.6 – Taux d’erreur binaire moyen en fonction du rapport signal sur bruit obtenu avec des signaux de largement moyenne d’impulsion identique ( $a^{(k)} = 15$ ,  $\forall \{k = 2, \dots, N_u\}$  and  $a^{(1)} = 1$ )

Les performances que réalise ce signal sont comparées à celles d’autres signaux réalisant divers occupations spectrales. Ces signaux sont obtenus avec des codes PWR uniformes. Le BER en fonction du SNR (figure 4.6)<sup>2</sup> est obtenu pour un nombre d’interférents effectifs  $N_u = 21$ . Cette figure montre que le signal de données optimal surpasse les autres signaux aux faibles SNR. Cette performance va de paire avec l’occupation que le code PWR lui permet d’acquérir. Par cette démarche, nous montrons que l’impulsion de base peut être sous optimale et fournir à l’aide du code PWR, une donnée bien plus performante que celle construite avec une impulsion optimale<sup>3</sup>. Les courbes montrent aussi qu’en absence du code PWR, les signaux de base optimaux fournissent de meilleures performances que les signaux classiques aux faibles SNR.

Les courbes de la figure 4.6 ne permettent pas de mettre en évidence la sensibilité des signaux aux interférences. Cette sensibilité est mieux révélée par la figure

2. Dans la figure, MG est mis pour monocycle de Gauss

3. au sens du masque

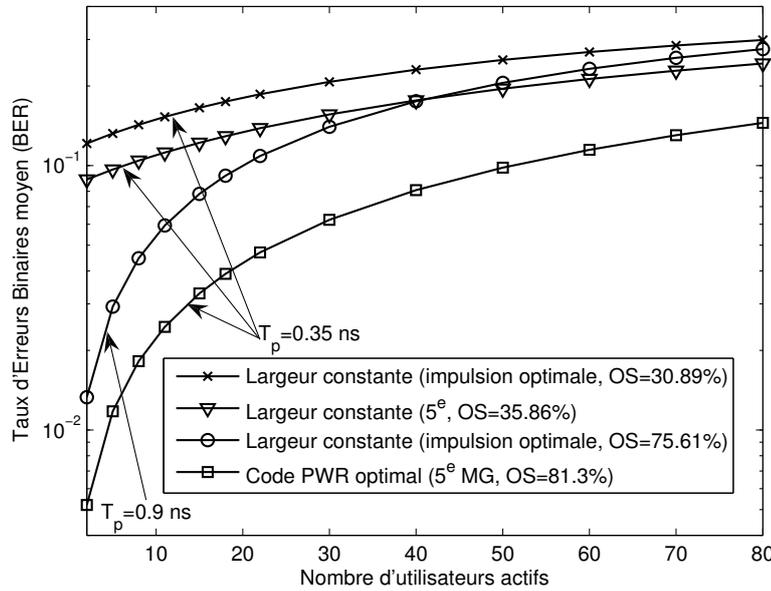


FIGURE 4.7 – Taux d’erreur binaire moyen obtenus avec des signaux de largeur moyenne d’impulsion identique en fonction du nombre d’utilisateur ( $a^{(k)} = 15$ ,  $\forall \{k = 2, \dots, N_u\}$  and  $a^{(1)} = 1$ , SNR= 8 dB)

4.7. Le signal avec le code PWR optimal se démarque également. Par contre on s’aperçoit que les autres ont tous quasiment la même sensibilité en milieu fortement perturbé par les interférences. On remarque aussi que dans cet environnement, le signal à code uniforme construit avec le 5<sup>e</sup> monocycle de Gauss, se comporte mieux que celui réalisé avec l’impulsion optimale. Cela s’explique par le fait que cette impulsion est plus étendue que le monocycle. En effet, plus les signaux sont constitués d’impulsions fines plus elles sont robustes en environnement multiutilisateur fortement perturbé.

Dans le cas des configurations dynamiques, les délais d’arrivée gardent une distribution uniforme. En ce qui concerne les atténuations, nous supposons qu’elles sont données par :

$$a_k = z_k^{-\frac{b}{2}}, \quad (4.49)$$

où  $z_k$  est la distance entre l'utilisateur ( $k$ ) et le récepteur utile et  $b$  le coefficient d'atténuation. Si les interférences sont uniformément distribuées dans un cercle de rayon  $R$ , alors la fonction de densité de probabilité (fdp) de l'atténuation peut s'écrire :

$$P_A(a) = \frac{4a^{-\frac{4}{b}-1}}{bR^2} \quad \text{pour} \quad R^{\frac{b}{2}} \leq a \leq +\infty \quad (4.50)$$

Sa variance est infinie pour  $b > 2$ . En remplaçant cette loi dans (4.39), on obtient :

$$\Phi_I(\omega) = \exp \left( \int_0^\infty \log (\Phi_{I|a}(a\omega)) \frac{4a^{-\frac{4}{b}-1}}{bR^2} da \right), \quad (4.51)$$

Posons  $a\omega = u$ , soit  $da = \frac{du}{\omega}$ . L'expression précédente peut alors être réécrite comme :

$$\begin{aligned} \Phi_I(\omega) &= \exp \left( \int_0^\infty \log (\Phi_{I|u}(u)) \frac{4u^{-\frac{4}{b}-1} \left(\frac{1}{\omega}\right)^{-\frac{4}{b}}}{bR^2} du \right) \\ &= \exp \left( \overbrace{\omega^{\frac{4}{b}} \frac{4}{bR^2} \int_0^\infty \log (\Phi_{I|u}(u)) u^{-\frac{4}{b}-1} du}^{\sigma_s} \right). \end{aligned} \quad (4.52)$$

Finalement la fonction de répartition de l'interférence peut se mettre sous la forme :

$$\Phi_I(\omega) = \exp \left( -\omega^{\frac{4}{b}} \sigma_s \right). \quad (4.53)$$

A travers l'équation ci-dessus, on retrouve l'expression des lois  $\alpha$ -stables, avec<sup>4</sup>

$$\alpha_s = \frac{4}{b}$$

et

$$\sigma_s = -\frac{4}{bR^2} \int_0^\infty \log (\Phi_{I|u}(u)) u^{-\frac{4}{b}-1} du$$

---

4. Nous utilisons ici  $\alpha_s$  et  $\sigma_s$  pour éviter toute confusion avec le  $\alpha$  utilisé pour désigner les délais et le *sigma* mis pour la variance de l'impulsion gaussienne

Les configurations dynamiques peuvent donc engendrer des interférences à caractère impulsif, selon la valeur de  $b$ . Ce dernier rend compte de la proximité des interférents au récepteur utile. En champ lointain,  $b$  tend vers 2 et le bruit dû à l'interférence suit une loi qui se rapproche de la gaussienne. Notre hypothèse de départ, à savoir, un réseau de capteur dense est réalisé lorsqu'on considère  $b$  bien plus grand que 2. Ce schéma équivalent au champ proche, correspond à la situation où des interférents placés trop près du récepteur 1 émettent sans contrôle de puissance. Dans ce cas, nous examinons les améliorations apportées par le code PWR.

L'expérience conduite a porté sur un environnement de 211 utilisateurs. Nous estimons la fdp de l'interférence générée en appliquant aux données émises les codes suivants :

- Un code PWR optimal ;
- Un code uniforme de même moyenne que le code PWR ;
- et un code uniforme dont les éléments sont égaux à 1.

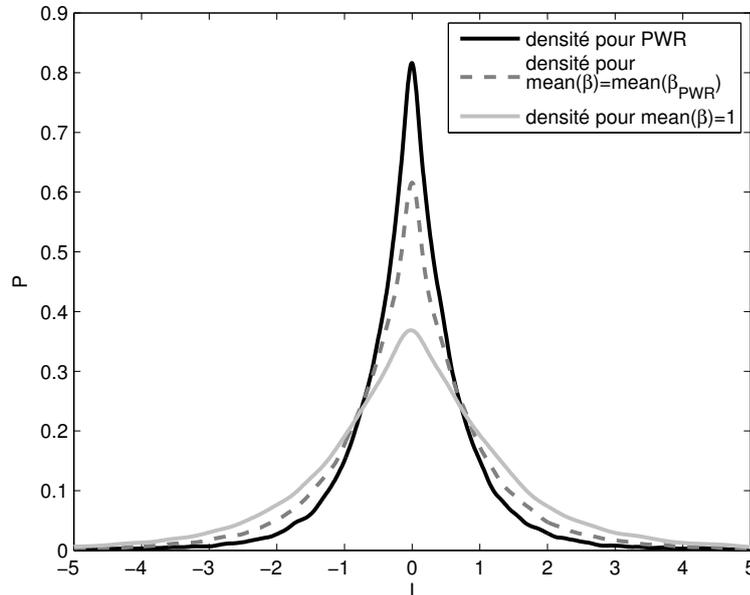


FIGURE 4.8 – Fonction de densité de probabilité de l'interférence d'accès multiple pour différents codes dans un environnement de 211 utilisateurs

Le figure 4.8 présente les fdps obtenues avec les trois codes. En analysant la queue de ces distributions, on observe que la densité du code à éléments unité possède une queue plus lourde que celle des autres. Vient ensuite le code à moyenne égale à celle du code PWR. Quant à la séquence PWR elle même, la fdp obtenue lorsqu'elle est utilisée décroît plus vite. Il est établi que plus la queue est lourde plus les interférences sont impulsifs et moins les performances sont bonnes. Par conséquent, le code PWR aide réduire ce caractère impulsif pour donner de meilleures performances.

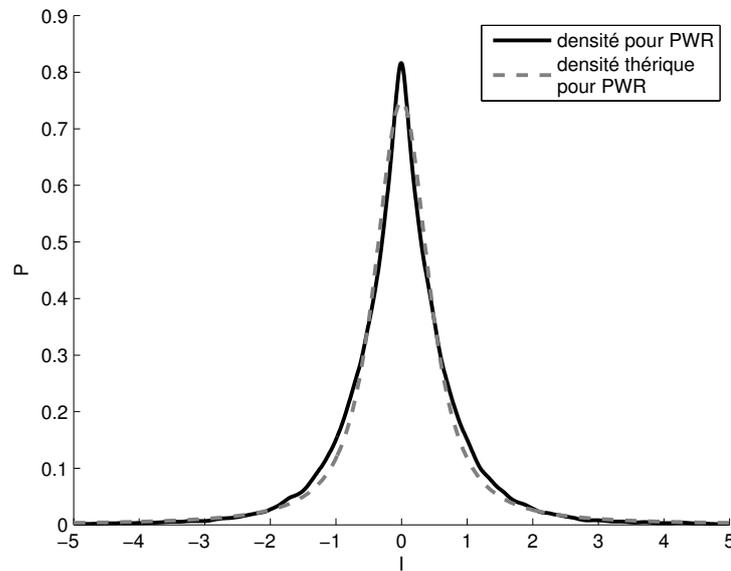


FIGURE 4.9 – Comparaison des fonctions de densité de probabilité obtenues théoriquement avec celles estimées à partir de la simulation pour le code PWR.

Afin de vérifier l'aspect stable des distributions obtenues, nous générons des fonctions de densité avec différentes valeurs de  $\alpha_s$  et de la dispersion  $\sigma_s$ . Nous trouvons  $\alpha_s = 1.2$  dans les trois cas avec  $\sigma_s = 0.4, 0.6, 0.85$  correspondant au code PWR, au code uniforme de même moyenne et au code uniforme à éléments unité. Les figures 4.9, 4.10 et 4.11 montrent que les distributions théoriquement générées collent bien avec celles estimées à partir des résultats de la simulation.

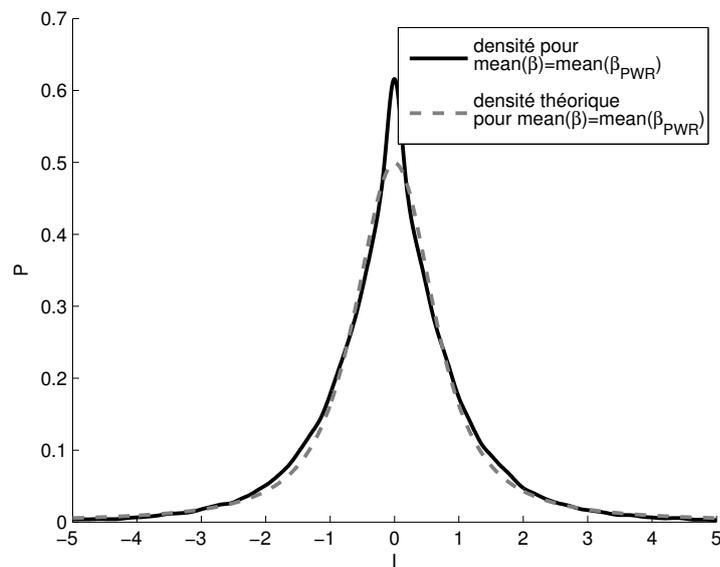


FIGURE 4.10 – Comparaison des fonctions de densité de probabilité obtenues théoriquement avec celles estimées à partir de la simulation pour le code uniforme de même moyenne que celle du code PWR.

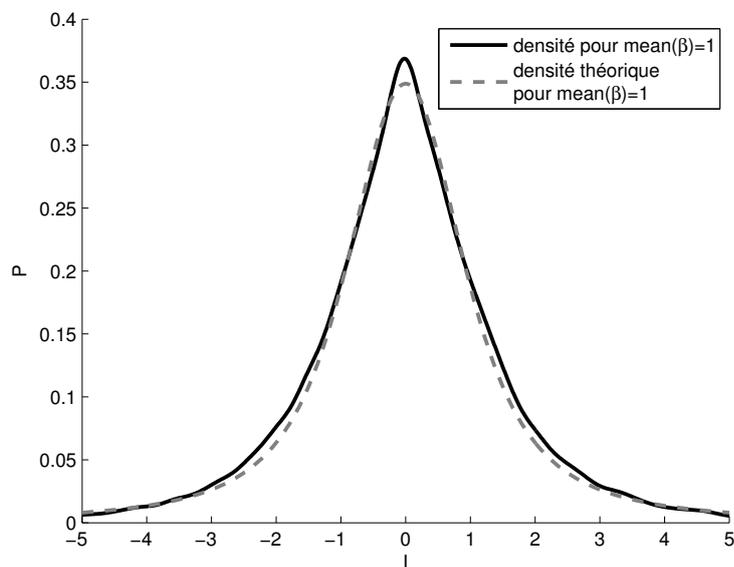


FIGURE 4.11 – Comparaison des fonctions de densité de probabilité obtenues théoriquement avec celles estimées à partir de la simulation pour le code uniforme de même moyenne que celle du code PWR.



## Conclusion

Les travaux de cette thèse ont porté sur les transmis TH-IR UWB avec des données modulées en position. Les apports principaux réalisés grâce à l'exploitation de la diversité apportée par la technique d'étalement des impulsions sont les suivants :

- l'amélioration des propriétés spectrales des signaux de données pour une meilleure utilisation du masque spectrale de la FCC ;
- la génération d'impulsions de base de courte durée avec de grande occupation spectrale ;
- et l'optimisation des performances d'un utilisateur dans un réseau ad hoc dense où les interférents d'accès multiples ont des gains nettement plus fort que le sien.

Le paramètre d'étalement intervient de manière non linéaire dans l'expression des signaux des données et dans les éléments à combiner pour former les impulsions optimales. Le premier chapitre a consisté à déterminer la technique d'optimisation la mieux adaptée pour résoudre les problèmes lorsque ce paramètre y intervient. Il existe de nombreuses techniques. Celles dites déterministes sont efficaces et particulièrement rapides pour résoudre des problèmes linéaires ou linéarisables. Bien qu'ayant parfois utilisé ces dernières dans nos travaux, nous ne nous sommes pas attardé sur leur présentation du fait qu'elles sont bien connues et les applications pour les mettre en œuvre, foisonnent. Pour les autres types de problèmes, il faut

avoir recours aux techniques aléatoires. Une étude comparative de ces techniques basée leur capacité à résoudre divers types de problèmes et à intégrer des variables mixtes, a permis de retenir les métaheuristiques. Parmi les métaheuristiques, la plus simple à implémenter est l'algorithme génétique. C'est également l'une des plus efficaces. Elle a la particularité de fournir de meilleurs résultats quelle que soit la distribution choisie pour les opérations numériques aléatoires. Nous avons présenté dans ce premier chapitre, les éléments essentiels à l'utilisation et la compréhension de cet outil.

Les outils nécessaires à la poursuite des travaux étant bien définis, nous présentons, dans le chapitre suivant, à partir d'un état de l'art précis mais non exhaustif, les solutions suggérées pour réduire les raies et les crêtes dans les signaux TH-IR. Une analyse de ces propositions révèle que la présence des raies est principalement due au caractère périodique de ces signaux. Par conséquent, la proposition que nous avons faite va dans le sens de la réduction de cette périodicité. Cette alternative consiste en un code chargé de la modification de l'étalement des impulsions au sein des symboles informatifs. Baptisé PWR, ce code apporte un lissage des signaux bien plus efficace que les meilleurs codes de la littérature, à savoir les codes TH et les codes de polarisation des impulsions. Une particularité de notre proposition est sa capacité à déformer le spectre. Cette capacité devient un inconvénient lorsque les déformations engendrées entraînent le non-respect de la réglementation. Par contre, il est possible de l'exploiter pour augmenter l'occupation spectrale du signal de la donnée concomitamment au lissage. L'utilisation de l'algorithme génétique permet d'atteindre ce double objectif.

La suite de ce chapitre est consacrée à la génération d'impulsions optimales. Nous partons de la méthode de combinaisons linéaire des impulsions exploitant le concept des filtres RIF. En l'état, cette technique ne fait que varier l'amplitude des impulsions qu'elle décale régulièrement. Sachant que l'étalement a un effet important sur l'allure du spectre, nous ajoutons au processus, la variation de la largeur des impulsions. Cette modification a pour conséquence de générer des impulsions qui réalisent des occupations spectrales tout aussi importantes mais avec des largeurs moins grandes. Comme nous l'avons montré dans le dernier chapitre,

l'avantage de ces impulsions plus courtes dans le temps, est qu'elles permettent de construire des données plus résistantes aux interférences.

Le code PWR proposé pour le lissage du spectre des signaux TH-IR et les impulsions sont testés dans un environnement multiutilisateur où ils sont utilisés pour la transmission des données. Même si les modèles de calcul du taux d'erreurs existants peuvent être appliqués à tout type d'impulsions, ils ne prennent pas en compte les séquences PWR. Par conséquent, dans le chapitre 3, nous avons étendu l'un des modèles existant, notamment celui présenté dans [52], à ce code. Le modèle que nous avons établi est assez général pour être appliqué à plusieurs contextes, notamment, les contextes multiutilisateurs et multi-trajets. En nous appuyant sur les travaux dans [105] qui révèlent l'efficacité des antennes directives dans la réduction des trajets multiples, nous avons limité l'application du modèle au cas multiutilisateur. Les simulations montrent que l'utilisation du codage de l'étalement des impulsions des données apporte une nette résistance aux interférences d'accès multiple. De plus, les résultats calculés par le modèle collent parfaitement avec ceux obtenus par les simulations de type Monte-Carlo. Les expériences ont aussi montré que l'occupation spectrale joue surtout un grand rôle dans l'amélioration des performances face au bruit gaussien. Ce résultat est tout à fait intuitif en ce sens que le gain de puissance dû à une meilleure occupation spectrale amène les signaux à mieux se dégager du bruit thermique généré par l'électronique du couple émetteur, récepteur. Par contre, elle n'entraîne aucune amélioration au niveau de l'immunité aux interférences. Une impulsion sous optimale, au sens du masque, muni d'un code PWR optimale, sera plus robuste dans un environnement multiutilisateur.

Une des pistes possibles pour la suite de ces travaux est l'application du modèle du taux d'erreur binaire que nous avons obtenu aux trajets multiples. Pour que le modèle reste précis, il faut que les lois de probabilité qui décrivent ces trajets soient suffisamment fidèles. Plusieurs propositions pour celle régissant les gains des liens ont été formulées dans la littérature. La plus utilisée, mais qui ne fait pas encore l'unanimité est la loi *log-normale* donnée par [106] :

$$20 \log_{10}(h_l) \propto \mathcal{N}(\bar{h}, \sigma_h^2),$$

où  $\sigma_h^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2$  avec  $\sigma_1$  et  $\sigma_2$  les variances des *clusters* et des trajets au sein d'un *cluster*, respectivement.  $\bar{h}$  représente le gain moyen sur l'ensemble des trajets. Celle régissant les délais d'arrivée des liens est donnée par une loi de poisson. Cette dernière représente assez fidèlement la répartition temporelle des trajets.

Il serait également intéressant de pousser l'étude entamée au chapitre 4 qui montre que la loi  $\alpha$ -stable est un bon modèle pour l'interférence. Ceci impacte les stratégies de détection au niveau du récepteur.

Enfin, si nous avons entamé ce travail nous n'avons pas pu le finaliser pour ce manuscrit, il serait bien de réellement mettre en œuvre le générateur d'impulsions pour en évaluer la complexité et la faisabilité dans les systèmes réels.

# Bibliographie

- [1] K. KOUAKOU et al. « Pulse shaping with width randomisation for IR-UWB signal ». In : *Wireless Technology Conference (EuWIT), 2010 European*. Sept. 2010, p. 157–160.
- [2] K. KOUASSI et al. « Multiple-access interference management in TH-PPM UWB systems with pulse width randomisation ». In : *Ultra-Wideband (ICUWB), 2011 IEEE International Conference on*. Sept. 2011, p. 165–169.
- [3] *Wireless Sensor Network research at the Berkeley Wireless Research Center*. Berkeley Wireless Research Center. URL : [http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Research/Pico\\_Radio](http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Research/Pico_Radio).
- [4] N. RAMANATHAN et al. *The Final Frontier : Embedding Networked Sensors in the Soil*. Rapp. tech. in CENS Technical Report 68, nov. 2006.
- [5] *The ZebraNet Wildlife Tracker*. Princeton University : Dept. of Electrical Engineering, Dept. of Ecology et Evolutionary Biology. URL : <http://www.princeton.edu/~mrm/zebranet.html>.
- [6] *NEST*. Berkeley NEST. URL : <http://webs.cs.berkeley.edu/nest-index.html>.
- [7] *CitySense*. Harvard University. URL : <https://www.sensenetworks.com/products/macrosense-technology-platform/citysense/>.
- [8] *-Overlay-network Search Oriented for Information about Town Events- OSOITE literally means "address or place" in Finnish*. OSOITE. URL : <http://osoite.jp/members.html>.

- [9] *Cooperative Radio Communications for Green Smart Environments*. European Cooperation in Science et Technology (cost). URL : <http://www.ic1004.org/>.
- [10] *Réseaux hétérogènes intelligents pour situation de crise*. Agence National de la Recherche, Université de Reims. URL : [http://cosy.univ-reims.fr/~bhaggar/doc/routing\\_SOTA.pdf](http://cosy.univ-reims.fr/~bhaggar/doc/routing_SOTA.pdf).
- [11] *Building a competitive and innovative experimental facility that brings France to the forefront of Future Internet research*. French Ministry of Higher Education et Research's "Équipements d'Excellence" (Equipex). URL : <http://fit-equipex.fr/>.
- [12] D.J. WILDE et C.S. BEIGHTLER. *Foundations of optimization*. Prentice-Hall international series in industrial and systems engineering. Prentice-Hall, 1967. URL : <http://books.google.fr/books?id=P\FQAAAAMAAJ>.
- [13] Leo Sergio LIBERTI. *Reformulation and Convex Relaxation Techniques for Global Optimization*. Rapp. tech. 4OR, 2004.
- [14] Ray PÖRN, Iiro HARJUNKOSKI et Tapio WESTERLUND. « Convexification of different classes of non-convex MINLP problems ». In : *Computers amp ; Chemical Engineering* 23.3 (1999), p. 439–448.
- [15] B. BADREDDINE, B. FAOUZI et K. MEKKI. « Solving non convex Min-Max predictive controller ». In : *Information, Decision and Control, 2007. IDC '07*. Fév. 2007, p. 360–365.
- [16] Johan LÖFBERG. « Modeling and solving uncertain optimization problems in YALMIP ». In : *Proceedings of the 17th IFAC World Congress*. Seoul, South Korea, juil. 2008.
- [17] Jos F. STURM. *Using SeDuMi 1.02, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones*. 1998. URL : <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.49.6954>.
- [18] *The MOSEK optimization tools manual. Version 6.0 (Revision 126)*. Mosek. URL : <http://mosek.com>.

- [19] C.S. ADJIMAN et al. « A global optimization method, BB, for general twice-differentiable constrained NLPs — I. Theoretical advances ». In : *Computers amp; Chemical Engineering* 22.9 (1998), p. 1137–1158. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0098135498000271>.
- [20] R. SALCEDO, M.J. GONÇALVES et S.Feyo de AZEVEDO. « An improved random-search algorithm for non-linear optimization ». In : *Computers amp; Chemical Engineering* 14.10 (1990), p. 1111–1126. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/009813549085007W>.
- [21] M CARDOSO. « The simplex-simulated annealing approach to continuous non-linear optimization ». In : *Computers Chemical Engineering* 20.9 (1996), p. 1065–1080. URL : <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0098135495002219>.
- [22] Walid TFAILI. « Conception d’un algorithme de colonie de fourmis pour l’optimisation continue dynamique ». Thèse de doct. Université Paris 12-Val De Marne, 2007.
- [23] LEO SERGIO LIBERTI. « Reformulation and Convex Relaxation Techniques for Global Optimization ». Thèse de doct. Department of Chemical Engineering et Chemical Technology : Imperial College London, 2004.
- [24] Hao JIANG. « successive convexification for consistent labeling ». Thèse de doct. SIMON FRASER UNIVERSITY, 2006.
- [25] Marco Antônio LUERSEN. « GBNM : Un Algorithme d’Optimisation par Recherche Directe - Application à la Conception de Monopalmes de Nage ». Thèse de doct. l’Institut National des Sciences Appliquées de Rouen, 2004.
- [26] J.R. BRIANEZE, C.H. da SILVA SANTOS et H.E. HERNANDEZ-FIGUEROA. « Evolutionary Algorithms Applied to Microstrip Antennas Design ». In : *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*. Nov. 2007, p. 1–8.
- [27] J.H. HOLLAND. « Adaptation in natural and artificial systems ». In : *The University of Michigan Press, Ann Arbor* (1975).

- [28] Pengfei GUO, Xuezhi WANG et Yingshi HAN. « The enhanced genetic algorithms for the optimization design ». In : *Biomedical Engineering and Informatics (BMEI), 2010 3rd International Conference on*. T. 7. Oct. 2010, p. 2990–2994.
- [29] D. E. GOLDBERG. *Algorithmes génétiques : Exploration, optimisation et apprentissage automatique*. Addison-Wesley France, 1996.
- [30] Pengfei GUO, Xuezhi WANG et Yingshi HAN. « The enhanced genetic algorithms for the optimization design ». In : *Biomedical Engineering and Informatics (BMEI), 2010 3rd International Conference on*. T. 7. Oct. 2010, p. 2990–2994. DOI : 10.1109/BMEI.2010.5639829.
- [31] R T MARLER et J S ARORA. « Survey of multi-objective optimization methods for engineering ». In : *Structural and Multidisciplinary Optimization* 26.6 (2004), p. 369–395. URL : <http://www.springerlink.com/openurl.asp?genre=article&id=doi:10.1007/s00158-003-0368-6>.
- [32] Abdullah KONAK, David W. COIT et Alice E. SMITH. « Multi-objective optimization using genetic algorithms : A tutorial ». In : *Reliability Engineering & System Safety* 91.9 (sept. 2006), p. 992–1007. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6V4T-4JONY2F-2/2/97db869c46fc43f457f3d509adaa15b5>.
- [33] Jürgen BRANKE et al. « Finding knees in multi-objective optimization ». In : *In the Eighth Conference on Parallel Problem Solving from Nature (PPSN VIII). Lecture Notes in Computer Science*. Springer-Verlag, 2004, p. 722–731.
- [34] Kaisa MIETTINEN et Marko M. MÄKELÄ. « On scalarizing functions in multiobjective optimization ». In : *OR Spectrum* 24 (2 2002). 10.1007/s00291-001-0092-9, p. 193–213.
- [35] A P WIERZBICKI. « The use of reference objectives in multiobjective optimization - Theoretical implications and practical experince ». In : *Int Inst Applied System Analysis* (1979), p. 1–32.

- [36] Edmund K. BURKE et Graham KENDALL. *Search methodologies : introductory tutorials in optimization and decision support techniques / edited by Edmund K. Burke, Graham Kendall*. English. Springer, New York : 2005, p. 620. ISBN : 9780387234601 0387234608 9780387283562 0387283560.
- [37] N. SRINIVAS et Kalyanmoy DEB. « Multiobjective optimization using non-dominated sorting in genetic algorithms ». In : *Evol. Comput.* 2 (3 sept. 1994), p. 221–248. ISSN : 1063-6560. URL : <http://dx.doi.org/10.1162/evco.1994.2.3.221>.
- [38] TIMOTHY WARD ATHAN et PANOS Y. PAPALAMBROS. « A NOTE ON WEIGHTED CRITERIA METHODS FOR COMPROMISE SOLUTIONS IN MULTI-OBJECTIVE OPTIMIZATION ». In : *Engineering Optimization* 27.2 (1996), p. 155–176. URL : <http://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/03052159608941404>.
- [39] Kalyanmoy DEB et al. *A Fast and Elitist Multi-Objective Genetic Algorithm : NSGA-II*. 2000.
- [40] Mikkel JENSEN. « Guiding Single-Objective Optimization Using Multi-objective Methods ». In : *Applications of Evolutionary Computing*. Sous la dir. de Stefano CAGNONI et al. T. 2611. Lecture Notes in Computer Science. 10.1007/3-540-36605-9\_25. Springer Berlin / Heidelberg, 2003, p. 91–98. URL : [http://dx.doi.org/10.1007/3-540-36605-9\\_25](http://dx.doi.org/10.1007/3-540-36605-9_25).
- [41] Oleg I. LARICHEV, Oleg A. POLYAKOV et Alex D. NIKIFOROV. « Multi-criterion linear programming problems : (Analytical survey) ». In : *Journal of Economic Psychology* 8.4 (1987), p. 389–407. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0167487087900328>.
- [42] Abu S. M. MASUD et Xitong ZHENG. « An Algorithm for Multiple-Objective Non-Linear Programming ». In : *The Journal of the Operational Research Society* 40.10 (oct. 1989), p. 895–906.
- [43] Wojtek MICHALOWSKI et Tomek SZAPIRO. « A bi-reference procedure for interactive multiple criteria programming ». In : *Oper. Res.* 40 (2 mar. 1992), p. 247–258. ISSN : 0030-364X. DOI : 10.1287/opre.40.2.247. URL : <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=133793.133798>.

- [44] Miettinen K. *Nonlinear multiobjective optimization*. Kluwer, Boston, 1999.
- [45] Wan S. SHIN et A. RAVINDRAN. « Interactive multiple objective optimization : Survey I—continuous case ». In : *Computers & Operations Research* 18.1 (1991), p. 97–114. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/030505489190046T>.
- [46] K. MIETTINEN et MM MÄKELÄ. « Comparative Evaluation of Some Interactive Reference Point-Based Methods for Multi-Objective Optimisation ». In : *The Journal of the Operational Research Society* 50.9 (sept. 1999), p. 949–959.
- [47] Kaisa MIETTINEN et Marko M MÄKELÄ. « Interactive multiobjective optimization system WWW-NIMBUS on the internet ». In : *Comput. Oper. Res.* 27 (7-8 juin 2000), p. 709–723. URL : <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=348501.348520>.
- [48] Liuqing YANG et G.B. GIANNAKIS. « Ultra-wideband communications : an idea whose time has come ». In : *Signal Processing Magazine, IEEE* 21.6 (nov. 2004), p. 26–54. ISSN : 1053-5888. DOI : 10.1109/MSP.2004.1359140.
- [49] Zhenyu ZHANG, Fanxin ZENG et Lijia GE. « Construction of multiple-stage time-hopping sequences in time-hopping spread spectrum ultra wideband ». In : *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*. T. 2. Sept. 2004, 832–836 Vol. 2. DOI : 10.1109/VETECF.2004.1400137.
- [50] M. G. Di BENEDETTO et G. GIANCOLA. *Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals*. Prentice Hall PTR, 2004.
- [51] *In the matter of revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems, First Report and Order*. Federal Communications Commission. URL : [http://transition.fcc.gov/Bureaus/Engineering\\_Technology/Orders/2002/fcc02048.pdf](http://transition.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/Orders/2002/fcc02048.pdf).
- [52] Bo HU et N.C. BEAULIEU. « Accurate evaluation of multiple access performance in time-hopping UWB systems ». In : *Communications, 2004 IEEE International Conference on*. T. 1. Juin 2004, p. 300–305.

- [53] G. DURISI et S. BENEDETTO. « Performance evaluation and comparison of different modulation schemes for UWB multiaccess systems ». In : *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*. T. 3. Mai 2003, 2187–2191 vol.3. DOI : 10.1109/ICC.2003.1204043.
- [54] P. PAGANI et al. *Communication Ultra Large Bande : le canal de propagation radio électrique*. Lavoisier, Hermes science, 2007.
- [55] M.-G. Di BENEDETTO et B.R. VOJCIC. *Ultra wide band (UWB) wireless communications : a tutorial (Special Issue on Ultra-Wideband Communications)*. T. 4. 5. J. Comm. Networks, 2003.
- [56] Maria-Gabriella Di BENEDETTO et Luca De NARDIS. « Tuning UWB signals by pulse shaping : Towards context-aware wireless networks ». In : *Signal Processing* 86.9 (2006). Special Section : Signal Processing in UWB Communications, p. 2172–2184.
- [57] S. GLISIC. « Power Density Spectrum of the Product of Two Time-Displaced Versions of a Maximum Length Binary Pseudonoise Signal ». In : *Communications, IEEE Transactions on* 31.2 (fév. 1983), p. 281–286. ISSN : 0090-6778. DOI : 10.1109/TCOM.1983.1095801.
- [58] M.Z. WIN. « Spectral density of random UWB signals ». In : *Communications Letters, IEEE* 6.12 (déc. 2002), p. 526–528. ISSN : 1089-7798. DOI : 10.1109/LCOMM.2002.806458.
- [59] Y.-P. NAKACHE et A.F. MOLISCH. « Spectral shaping of UWB signals for time-hopping impulse radio ». In : *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 24.4 (avr. 2006), p. 738–744.
- [60] S. G. WILSON. *Digital Modulation and Coding*. Cambridge University Press, 1996 ed : Power Spectrum for general Memoryless Modulation, p. 235–236.
- [61] J. ROMME et L. PIAZZO. « On the power spectral density of time-hopping impulse radio ». In : *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*. 2002, p. 241–244. DOI : 10.1109/UWBST.2002.1006357.

- [62] R.C. QIU, H. LIU et X. SHEN. « Ultra-wideband for multiple access communications ». In : *Communications Magazine, IEEE* 43.2 (fév. 2005), p. 80–87.
- [63] G.M. MAGGIO, N. RULKOV et L. REGGIANI. « Pseudo-chaotic time hopping for UWB impulse radio ». In : *Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on* 48.12 (déc. 2001), p. 1424–1435.
- [64] Hongsan SHENG et al. « On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission ». In : *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*. T. 1. Mai 2003, p. 738–742.
- [65] L.B. MICHAEL, M. GHAVAMI et R. KOHNO. « Multiple pulse generator for ultra-wideband communication using Hermite polynomial based orthogonal pulses ». In : *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*. 2002, p. 47–51. DOI : 10.1109/UWBST.2002.1006316.
- [66] M.Z. WIN et R.A. SCHOLTZ. « On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments ». In : *Communications Letters, IEEE* 2.2 (fév. 1998), p. 51–53. ISSN : 1089-7798. DOI : 10.1109/4234.660801.
- [67] M. MATSUO, M. KAMADA et H. HABUCHI. « Design of UWB pulses based on B-splines ». In : *Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*. Mai 2005, 5425–5428 Vol. 6. DOI : 10.1109/ISCAS.2005.1465863.
- [68] B. PARR et al. « A novel ultra-wideband pulse design algorithm ». In : *Communications Letters, IEEE* 7.5 (mai 2003), p. 219–221. ISSN : 1089-7798. DOI : 10.1109/LCOMM.2003.812167.
- [69] Yunnan WU et al. « Impulse radio pulse shaping for ultra-wide bandwidth (UWB) systems ». In : *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings on*. T. 1. Sept. 2003, 877–881 Vol.1. DOI : 10.1109/PIMRC.2003.1264399.

- [70] Xiliang LUO, Liuqing YANG et G.B. GIANNAKIS. « Designing optimal pulse-shapers for ultra-wideband radios ». In : *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*. Nov. 2003, p. 349–353. DOI : 10.1109/UWBST.2003.1267862.
- [71] X. WU et al. « Orthogonal waveform design for UWB radios ». In : *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2004 IEEE 5th Workshop on*. Juil. 2004, p. 150–154. DOI : 10.1109/SPAWC.2004.1439222.
- [72] Xianren WU et al. « Optimal waveform design for UWB radios ». In : *Signal Processing, IEEE Transactions on* 54.6 (juin 2006), p. 2009–2021. ISSN : 1053-587X. DOI : 10.1109/TSP.2006.872556.
- [73] I. DOTLIC et R. KOHNO. « Design of the Family of Orthogonal and Spectrally Efficient UWB Waveforms ». In : *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of* 1.1 (juin 2007), p. 21–30. ISSN : 1932-4553. DOI : 10.1109/JSTSP.2007.897045.
- [74] Min WANG, Shuyuan YANG et Shunjun WU. « A GA-based UWB pulse waveform design method ». In : *Digital Signal Processing* 18.1 (2008), p. 65–74. ISSN : 1051-2004. DOI : 10.1016/j.dsp.2007.07.001.
- [75] Michael C. GRANT et Stephen P. BOYD. *The CVX Users' Guide Release 2.0 (beta)*. 2012. URL : <http://cvxr.com/cvx/doc/CVX.pdf>.
- [76] S. BOYD et L. VANDENBERGHE. *Convex Optimization*. Cambridge University Press, 2004.
- [77] M. HAMALAINEN, R. TESI et J. IINATTI. « On the UWB system performance studies in AWGN channel with interference in UMTS band ». In : *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*. 2002, p. 321–325. DOI : 10.1109/UWBST.2002.1006384.
- [78] F. RAMIREZ-MIRELES. « UWB M-ary N-orthogonal PPM signals in AWGN and multipath channels ». In : *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*. T. 7. Sept. 2004, 5255–5259 Vol. 7. DOI : 10.1109/VETECF.2004.1405104.

- [79] F. RAMIREZ-MIRELES. « Performance of UWB N-Orthogonal PPM in AWGN and Multipath Channels ». In : *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 56.3 (mai 2007), p. 1272–1285. ISSN : 0018-9545. DOI : 10.1109/TVT.2007.895488.
- [80] M.M. PIETRZYK et J.H. WEBER. « On the Performance of UWB-IR With Interleaved Coding Modulation and Polarity Randomization on AWGN and Multipath Fading Channels ». In : *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 57.6 (nov. 2008), p. 3578–3588. ISSN : 0018-9545. DOI : 10.1109/TVT.2008.919615.
- [81] S. NIRANJAYAN, A. NALLANATHAN et B. KANNAN. « Modeling of multiple access interference and BER derivation for TH and DS UWB multiple access systems ». In : *Wireless Communications, IEEE Transactions on* 5.10 (oct. 2006), p. 2794–2804.
- [82] J.A.N. da SILVA et M.L.R. de CAMPOS. « Performance comparison of binary and quaternary UWB modulation schemes ». In : *Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBECOM '03. IEEE*. T. 2. Déc. 2003, 789–793 Vol.2. DOI : 10.1109/GLOCOM.2003.1258347.
- [83] Omid ABEDI et John NIELSEN. « UWB Data rate and Channel Capacity in Modulation Schemes ». In : *Electrical and Computer Engineering, 2006. CCECE '06. Canadian Conference on*. Mai 2006, p. 1809–1816. DOI : 10.1109/CCECE.2006.277837.
- [84] M. HAMALAINEN et al. « On the performance comparison of different UWB data modulation schemes in AWGN channel in the presence of jamming ». In : *Radio and Wireless Conference, 2002. RAWCON 2002. IEEE*. 2002, p. 83–86. DOI : 10.1109/RAWCON.2002.1030123.
- [85] H. E. GHANNUDI et al. «  $\alpha$ -stable interference modeling and Cauchy receiver for an IR-UWB *ad hoc* network ». In : *IEEE Trans. Commun.* 58 (juin 2010), p. 1748–1757.
- [86] Pedro C. PINTO et Moe Z. WIN. « Communication in a Poisson Field of Interferers—Part I : Interference Distribution and Error Probability ». In :

- Wireless Communications, IEEE Transactions on* 9.7 (juil. 2010), p. 2176–2186. ISSN : 1536-1276. DOI : 10.1109/TWC.2010.07.060438.
- [87] H. EL GHANNUDI, L. CLAVIER et P.A. ROLLAND. « Modeling Multiple Access Interference in Ad Hoc Networks Based on IR-UWB Signals Up-Converted to 60 GHz ». In : *Wireless Technologies, 2007 European Conference on*. Oct. 2007, p. 106–109. DOI : 10.1109/ECWT.2007.4403957.
- [88] R. SCHOLTZ. « Multiple access with time-hopping impulse modulation ». In : *Military Communications Conference, 1993. MILCOM '93. Conference record. 'Communications on the Move', IEEE*. T. 2. Oct. 1993, 447–450 vol.2. DOI : 10.1109/MILCOM.1993.408628.
- [89] T. ZHANG, T.D. ABHAYAPALA et R.A. KENNEDY. *Performance of ultra-wideband correlator receiver using Gaussian monocycles*. Mai 2003. DOI : 10.1109/ICC.2003.1204045.
- [90] M.Z. WIN et R.A. SCHOLTZ. « Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications ». In : *Communications, IEEE Transactions on* 48.4 (avr. 2000), p. 679–689.
- [91] G. DURISI et G. ROMANO. « On the validity of Gaussian approximation to characterize the multiuser capacity of UWB TH PPM ». In : *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*. 2002, p. 157–161. DOI : 10.1109/UWBST.2002.1006338.
- [92] A.R. FOROUZAN, M. NASIRI-KENARI et J.A. SALEHI. « Performance analysis of time-hopping spread-spectrum multiple-access systems : uncoded and coded schemes ». In : *Wireless Communications, IEEE Transactions on* 1.4 (oct. 2002), p. 671–681. ISSN : 1536-1276. DOI : 10.1109/TWC.2002.804186.
- [93] K.A. HAMDI et Xunye GU. « On the validity of the Gaussian approximation for performance analysis of TH-CDMA/OOK impulse radio networks ». In : *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*. T. 4. Avr. 2003, 2211–2215 vol.4. DOI : 10.1109/VETECS.2003.1208781.

- [94] M. SABATTINI, E. MASRY et L.B. MILSTEIN. « A non-Gaussian approach to the performance analysis of UWB TH-BPPM systems ». In : *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*. Nov. 2003, p. 52–55. DOI : 10.1109/UWBST.2003.1267801.
- [95] G. DURISI et S. BENEDETTO. « Performance evaluation of TH-PPM UWB systems in the presence of multiuser interference ». In : *Communications Letters, IEEE* 7.5 (mai 2003), p. 224–226. ISSN : 1089-7798. DOI : 10.1109/LCOMM.2003.812171.
- [96] Sergio VERDU. *Multiuser Detection*. Cambridge, U.K. : Cambridge University Press, 1998.
- [97] Y.C. YOON et R. KOHNO. « Optimum multi-user detection in ultra-wideband (UWB) multiple-access communication systems ». In : *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*. T. 2. 2002, 812–816 vol.2.
- [98] A. TAHA et K.M. CHUGG. « A theoretical study on the effects of interference UWB multiple access impulse radio ». In : *Signals, Systems and Computers, 2002. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on*. T. 1. Nov. 2002, 728–732 vol.1. DOI : 10.1109/ACSSC.2002.1197276.
- [99] N.C. BEAULIEU et B. HU. « A Soft-Limiting Receiver Structure for Time-Hopping UWB in Multiple Access Interference ». In : *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2006 IEEE Ninth International Symposium on*. Août 2006, p. 417–421.
- [100] Hua SHAO et N.C. BEAULIEU. « A novel zonal UWB receiver with superior performance ». In : *Communications, IEEE Transactions on* 57.4 (avr. 2009), p. 1197–1206.
- [101] H. SHAO et N. C. BEAULIEU. « Analysis of a novel p-order metric UWB receiver structure with improved performance in multiple access interference ». In : *Proc. IEEE Globecom*. Washington D.C., nov. 2007, p. 4112–4117.

- [102] J. FIORINA. « WLC28-2 : A Simple IR-UWB Receiver Adapted to Multi-User Interferences ». In : *Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM '06. IEEE*. 27 2006-dec. 1 2006, p. 1–4.
- [103] I. HOSSEINI et N.C. BEAULIEU. « A TH-UWB Receiver with Near-MUD Performance for Multiple Access Interference Environments ». In : *Wireless Communications and Networking Conference, 2009. WCNC 2009. IEEE*. Avr. 2009, p. 1–6.
- [104] D.C. LANEY et al. « Multiple access for UWB impulse radio with pseudochaotic time hopping ». In : *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 20.9 (déc. 2002), p. 1692–1700.
- [105] H. EL GHANNUDI et al. « Performance of IR-UWB at 60 GHz for Ad hoc Networks with Directive Antennas ». In : *Ultra-Wideband, The 2006 IEEE 2006 International Conference on*. Sept. 2006, p. 149–154. DOI : 10.1109/ICU.2006.281531.
- [106] A F MOLISCH et al. « IEEE 802.15.4a channel model-final report ». In : *IEEE P 15* (2006), p. 802.1504–0662.
- [107] J. GIL-PELAEZ. « Note on the inversion theorem ». In : *Biometrika* 38 (3-4 1951), p. 481–482. DOI : 10.1093/biomet/38.3-4.481.
- [108] E.S. SOUSA. « Performance of a spread spectrum packet radio network link in a Poisson field of interferers ». In : *Information Theory, IEEE Transactions on* 38.6 (nov. 1992), p. 1743–1754. ISSN : 0018-9448. DOI : 10.1109/18.165447.
- [109] N. G. SHEPHARD. « From Characteristic Function to Distribution Function : A Simple Framework for the Theory ». In : 7.4 (déc. 1991), p. 519–529.



# Fonction caractéristique et densité de probabilité

Soit une variable aléatoire  $X$ ,  $\phi(\cdot)$  sa fonction caractéristique,  $f(\cdot)$  sa densité de probabilité et  $F(\cdot)$  sa fonction de répartition. Nous savons que la fonction caractéristique est définie par

$$\begin{aligned}\phi(t) &= \mathbb{E}[\exp\{i\omega X\}] \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \exp(j\omega x) dx.\end{aligned}\tag{5.1}$$

Cette expression traduit une transformée de Fourier inverse (au facteur  $2\pi$  près dans l'exponentielle) et peut être inversée,

$$f(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \phi(\omega) \exp(-j\omega x) d\omega.\tag{5.2}$$

Dans le cas des variables aléatoires symétriques, la fonction caractéristique est une fonction paire et

$$\begin{aligned}
f(x) &= \frac{1}{2\pi} \left( \int_{-\infty}^0 \phi(\omega) \exp(-j\omega x) d\omega + \int_0^{+\infty} \phi(\omega) \exp(-j\omega x) d\omega \right) \\
&= \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{+\infty} \phi(-\omega) \exp(j\omega x) d\omega + \int_0^{+\infty} \phi(\omega) \exp(-j\omega x) d\omega \right) \\
&= \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{+\infty} \phi(\omega) \exp(j\omega x) d\omega + \int_0^{+\infty} \phi(\omega) \exp(-j\omega x) d\omega \right) \\
&\quad \text{car } \phi(\cdot) \text{ est paire} \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \phi(\omega) (\exp(j\omega x) + \exp(-j\omega x)) d\omega \\
&= \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} \phi(\omega) \cos(\omega x) d\omega \tag{5.3}
\end{aligned}$$

La démonstration du théorème d'inversion a été proposée par Gil-Pelaez en 1951 [107]. Cette démonstration n'est pas toujours valable et suppose certaines propriétés de la fonction caractéristique (holomorphe<sup>1</sup> aux alentours de l'axe réel). En particulier cette propriété n'est pas vérifiée dans le cas des processus  $\alpha$ -stables qui sont souvent utilisés pour modéliser l'interférence d'accès multiples [85, 86, 108]. Il existe une autre démonstration proposée par Shephard [109] qui étend le domaine de validité de cette démonstration. S'il faut donc être prudent quant au domaine de validité du théorème d'inversion (5.13), dans le cadre de notre étude l'expression est valide.

La fonction de répartition est l'intégrale de la transformée de Fourier,

$$\begin{aligned}
F(x) &= \mathbb{P}(X \leq x) \\
&= \int_{-\infty}^x f(u) du. \tag{5.4}
\end{aligned}$$

---

1. Une fonction holomorphe est une fonction à valeurs complexes, définie et dérivable en tout point d'un sous-ensemble ouvert du plan complexe  $\mathbb{C}$ .

Notons  $\theta(\cdot)$  la fonction de Heaviside

$$\theta(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x \leq 0 \\ 1 & \text{si } x > 0 \end{cases} .$$

En utilisant (5.4), nous obtenons donc

$$\begin{aligned} F(x) &= \int_{-\infty}^x f(u) du \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} f(u)\theta(x-u) du \\ &= f(x) * \theta(x) \end{aligned} \tag{5.5}$$

où  $*$  est le produit de convolution.

En notant  $\mathcal{F}\{\cdot\}$  la transformée de Fourier, comme la densité de probabilité  $f(\cdot)$  est la transformée de Fourier de la fonction caractéristique  $\phi(\cdot)$ , nous avons donc

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{F(\cdot)\}(\omega) &= \mathcal{F}\{f(\cdot)\}(\omega)\mathcal{F}\{\theta(\cdot)\}(\omega) \\ &= \phi(\omega)\mathcal{F}\{\theta(\cdot)\}(\omega) \end{aligned} \tag{5.6}$$

Calculons tout d'abord  $\mathcal{F}\{\theta(\cdot)\}(\omega)$  :

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{\theta(\cdot)\}(\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \theta(x)e^{i\omega x} dx \\ &= \int_0^{+\infty} e^{i\omega x} dx \end{aligned} \tag{5.7}$$

Si  $\mathcal{I}(\omega) > 0$  (où  $\mathcal{I}(\cdot)$  est la partie imaginaire), alors l'intégrale (5.7) converge et nous avons

$$\mathcal{F}\{\theta(\cdot)\}(\omega) = -\frac{1}{i\omega}. \tag{5.8}$$

Soit, donc,

$$\mathcal{F}\{F(\cdot)\}(\omega) = \phi(\omega)\frac{1}{-i\omega}. \tag{5.9}$$

Obtenir  $F(\cdot)$  nécessite alors une intégrale impliquant  $\mathcal{F}\{\theta(\cdot)\}(\omega)$  et donc que cette intégrale doit être calculée le long d'un contour  $\mathcal{C}$  inclus dans le demi plan supérieur  $\{z : \mathcal{I}(z) > 0\}$ .

Nous allons alors supposer que  $\phi(\omega)$  est holomorphe au voisinage de l'axe réel.

Définissons le contour  $\mathcal{C}(\epsilon)$  comme l'union des trois intervalles suivants :

$$\begin{cases} \mathcal{C}_1 &= \{\omega : -\infty < \omega < \epsilon\} \\ \mathcal{C}_2 &= \{\omega : \omega = \epsilon e^{i\varphi}; \pi \geq \varphi \geq 0\} \\ \mathcal{C}_3 &= \{\omega : \epsilon < \omega < +\infty\} \end{cases}$$

Nous pouvons alors écrire

$$F_\epsilon(x) = \frac{1}{2\pi} \oint_{\mathcal{C}_1} \phi(\omega) \frac{1}{-i\omega} e^{-i\omega x} d\omega + \frac{1}{2\pi} \oint_{\mathcal{C}_2} \phi(\omega) \frac{1}{-i\omega} e^{-i\omega x} d\omega + \frac{1}{2\pi} \oint_{\mathcal{C}_3} \phi(\omega) \frac{1}{-i\omega} e^{-i\omega x} d\omega. \quad (5.10)$$

En utilisant le théorème des résidus sur  $\mathcal{C}_2$ , nous avons

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{i}{2\pi} \oint_{\mathcal{C}_2} \frac{\phi(\omega)}{\omega} e^{-i\omega x} d\omega = \frac{i}{2\pi} [-i\pi\phi(0)] = \frac{1}{2}\phi(0) = \frac{1}{2} \quad (5.11)$$

et en effectuant le changement de variable  $t \rightarrow -t$  pour l'intégrale sur  $\mathcal{C}_3$ , nous obtenons Nous pouvons alors écrire

$$F(x) = \frac{1}{2} + \lim_{\epsilon \rightarrow +\infty} \frac{i}{2\pi} \int_{\epsilon}^{+\infty} \frac{\phi(\omega)e^{-i\omega x} - \phi(-\omega)e^{i\omega x}}{\omega} d\omega \quad (5.12)$$

Dans le cas cas d'une fonction holomorphe, le passage à la limite est possible et donne

$$F(x) = \frac{1}{2} + \frac{i}{2\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\phi(\omega)e^{-i\omega x} - \phi(-\omega)e^{i\omega x}}{\omega} d\omega \quad (5.13)$$

Si la fonction caractéristique est paire, nous pourrions écrire

$$\begin{aligned} F(x) &= \frac{1}{2} + \frac{i}{2\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\phi(\omega) (e^{-i\omega x} - e^{i\omega x})}{\omega} d\omega \\ &= \frac{1}{2} + \frac{i}{2\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\phi(\omega) (2i \sin(-\omega x))}{\omega} d\omega \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\phi(\omega) \sin(\omega x)}{\omega} d\omega \end{aligned} \tag{5.14}$$

L'équation (5.13) n'est valide que pour des fonction  $\phi(\cdot)$  holomorphes au voisinage de l'axe réel et l'usage de ces résultats doit être réalisé avec précaution.



## Fonction de répartition de la composante de bruit blanc

$$\mathbb{E}[n^2] = \frac{N_s}{E_b} \mathbb{E} \left[ \left| \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} n(t) v_j(t - \tau_1 - jT_f) dt \right|^2 \right] \quad (5.15)$$

$$= \frac{N_s}{E_b} \mathbb{E} \left[ \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} n(t) v_j(t - \tau_1 - jT_f) dt \cdot \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} n(t) v_j(t - \tau_1 - jT_f) dt \right] \quad (5.16)$$

$$= \frac{N_s}{E_b} \mathbb{E} \left[ \sum_{j_1=0}^{N_s-1} \sum_{j_2=0}^{N_s-1} \int_{j_1T_f}^{(j_1+1)T_f} n(t) v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1T_f) dt \int_{j_2T_f}^{(j_2+1)T_f} n(t) v_{j_2}(t - \tau_1 - j_2T_f) dt \right] \quad (5.17)$$

$$= \frac{N_s}{E_b} \sum_{j_1=0}^{N_s-1} \sum_{j_2=0}^{N_s-1} \mathbb{E} \left[ \int_{j_1T_f}^{(j_1+1)T_f} n(t) v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1T_f) dt \int_{j_2T_f}^{(j_2+1)T_f} n(t) v_{j_2}(t - \tau_1 - j_2T_f) dt \right] \quad (5.18)$$

Si  $j_1 \neq j_2$ , les intervalles d'intégrations sont disjoints et les processus  $n(t)$  sont non corrélés. Dans ce cas

$$\begin{aligned}
& \mathbb{E} \left[ \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} n(t) v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f) dt \int_{j_2 T_f}^{(j_2+1)T_f} n(t) v_{j_2}(t - \tau_1 - j_2 T_f) dt \right] \\
&= \mathbb{E} \left[ \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} n(t) v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f) dt \right] \mathbb{E} \left[ \int_{j_2 T_f}^{(j_2+1)T_f} n(t) v_{j_2}(t - \tau_1 - j_2 T_f) dt \right] \\
&= \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} \mathbb{E}[n(t)] v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f) dt \mathbb{E} \int_{j_2 T_f}^{(j_2+1)T_f} \mathbb{E}[n(t)] v_{j_2}(t - \tau_1 - j_2 T_f) dt \\
&= 0
\end{aligned} \tag{5.19}$$

Il reste alors

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}[n^2] &= \frac{N_s}{E_b} \sum_{j_1=0}^{N_s-1} \mathbb{E} \left[ \left( \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} n(t) v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f) dt \right)^2 \right] \\
&= \frac{N_s}{E_b} \sum_{j_1=0}^{N_s-1} \mathbb{E} \left[ \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} n(t) v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f) \right. \\
&\quad \left. n(t') v_{j_1}(t' - \tau_1 - j_1 T_f) dt dt' \right] \\
&= \frac{N_s}{E_b} \sum_{j_1=0}^{N_s-1} \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} \mathbb{E}[n(t)n(t')] v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f) \\
&\quad v_{j_1}(t' - \tau_1 - j_1 T_f) dt dt' \\
&= \frac{N_s}{E_b} \sum_{j_1=0}^{N_s-1} \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} N_0 \delta(t - t') v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f) \\
&\quad v_{j_1}(t' - \tau_1 - j_1 T_f) dt dt'
\end{aligned} \tag{5.20}$$

En utilisant les propriétés de la fonction Dirac  $\delta(t)$ , nous avons

$$\delta(t - t') v_{j_1}(t' - \tau_1 - j_1 T_f) = \delta(t - t') v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f).$$

L'équation (5.20) devient alors

$$\begin{aligned}\mathbb{E}[n^2] &= \frac{N_s}{E_b} N_0 \sum_{j_1=0}^{N_s-1} \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} \left( \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} \delta(t-t') dt' \right) v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f)^2 dt \\ &= \frac{N_s}{E_b} N_0 \sum_{j_1=0}^{N_s-1} \int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f)^2 dt\end{aligned}\quad (5.21)$$

car, comme l'instant  $t = t'$  tombe toujours dans l'intervalle  $[j_1 T_f, (j_1 + 1)T_f]$  nous avons

$$\int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} \delta(t-t') dt' = 1.$$

Finalement, comme  $\int_{j_1 T_f}^{(j_1+1)T_f} v_{j_1}(t - \tau_1 - j_1 T_f)^2 dt = \tilde{R}(0)$ ,

$$\mathbb{E}[n^2] = \sigma_n^2 = \frac{N_s^2 N_0}{E_b} \tilde{R}(0)\quad (5.22)$$





## Modélisation et Optimisation des Transmissions Ultra-Large Bande à Impulsions Radio dans les Réseaux *ad hoc*

Cette thèse s'articule autour des transmissions ultra-large bande à impulsions radio dans les réseaux de capteurs. Ces réseaux sont capables de générer une quantité suffisamment élevée d'interférences pour rendre les communications peu fiables. La technique utilisée pour séparer les données est la modulation par position d'impulsion qui distingue les données en leur attribuant des décalages temporels différents.

Il s'agit, dans ce travail, de faire des propositions pour réduire ces interférences tout en respectant les réglementations (masques spectrales) sur les fréquences radioélectriques, imposées dans les pays où ces réseaux seront amenés à être utilisés. A titre indicatif, cette thèse ne fait référence qu'au masque américain. Toutefois, la méthodologie proposée est applicable à tout autre masque.

Les masques étant fortement restrictifs, nous nous sommes intéressés, de prime abord, à l'aménagement du spectre des signaux émis afin de permettre une utilisation optimale du peu de puissance disponible. La proposition que nous faisons permet une excellente occupation spectrale.

Ensuite, une modélisation analytique prenant en compte la précédente alternative permet d'évaluer numériquement les performances dans un cadre multiutilisateur. Ces dernières sont comparées à celles obtenues par des simulations de type Monte-Carlo. Il s'avère que le modèle est suffisamment précis pour servir de base à une optimisation, à la fois, des performances et de l'occupation spectrale. Les résultats obtenus montrent que notre proposition permet de fiabiliser les transmissions au sein des réseaux de capteurs sujets à de fortes perturbations dues à l'accès multiple.

**Mots clés :** Traitement du signal, Accès multiple, ULB impulsionnelle, Optimisation Multi-critères, Algorithme Génétique, Programmation Conique du Second Ordre

## Modeling and Optimization of Impulse Radio Ultra-Wideband Signals in *ad hoc* Networks

This thesis focuses on impulse radio Ultra-Wide Band (UWB) transmissions in *ad hoc* sensor networks. Such networks are able to generate strong enough multiple access interference to be less reliable. The method used to distinguish data is the Pulse Position Modulation where a different delay is assigned to each data type.

The purpose of this study is to suggest proposals to mitigate this issue while fitting with the radio waves regulations in the countries where these networks will operate. As a rough guide, this thesis only refers to the American UWB regulation. However, the proposed methodology is relevant to any kind of mask.

The masks are highly restrictive. We are therefore interested to the transmitted signals spectrum shapes, first, in order to guarantee an optimal use of the available power. The proposal we made for this purpose allows a very efficient usage of the spectrum.

Then an analytical model taking into account the last suggestion is built to numerically evaluate the performances in a multiple access context. These performances are compared to the ones obtained via Monte-Carlo simulations. It appears that the model is accurate enough to be used in an optimisation process. This process aims to find data signals that give the best performances and the optimal spectral occupancies, at the same time. The obtained results show that our proposal allows to make more reliable transmissions in dense *ad hoc* sensor networks.

**Keywords :** Signal Processing, Multi Access, IR-UWB, Error Probability, Multiobjective Optimisation, Genetic Algorithm, Second Order Cone Program