



Étude et évaluation de la consommation énergétique d'une balise ferroviaire fondée sur l'ULB et le retournement temporel.

Adil El Abboubi

► **To cite this version:**

Adil El Abboubi. Étude et évaluation de la consommation énergétique d'une balise ferroviaire fondée sur l'ULB et le retournement temporel.. Électronique. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2016. Français. <NNT : 2016VALE0009>. <tel-01360271>

HAL Id: tel-01360271

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01360271>

Submitted on 5 Sep 2016

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

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



Thèse de doctorat

Pour l'obtention du grade de Docteur de l'Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis

Par Adil EL ABBOUBI

École Doctorale : Sciences pour l'Ingénieur (SPI)

Discipline : Électronique

Étude et évaluation de la consommation énergétique d'une balise ferroviaire fondée sur l'ULB et le Retournement Temporel

Soutenue le 04 avril 2016 à Valenciennes devant la Commission d'Examen :

Présidente du jury :

- Raja Ellassali, Professeure à l'ENSA, Marrakech

Rapporteurs

- Maria Gabriella Di Benedetto, Professeure à l'Université La Sapienza, Rome
- Aziz Benlarbi-Delai, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie, Paris

Examineur :

- Didier Belot, RF Design Manager chez STMicroelectronics, Grenoble

Directeurs de thèse

- Fouzia Boukour, Directrice de recherche IFSTTAR, Villeneuve D'Ascq
- Marc Heddebaut, Directeur de recherche IFSTTAR, Villeneuve D'Ascq

Encadrant

- Yassin Elhillali, Maître de Conférences à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, Valenciennes

Thèse préparée au sein de l'Institut Français des Sciences et Technologies des Transports/ laboratoire Électronique Ondes et Signaux pour les Transports (IFSTTAR/LEOST) et Institut d'Electronique, de Micro-Electronique et de Nanotechnologie/ Département d'Opto-Acousto-Electronique (IEMN/DOAE)

Remerciements

Je remercie en premier lieu l'IRT Railenium pour avoir financé ce travail de recherche et porté le nouveau développement ferroviaire développé dans la partie applicative de ce travail de thèse. Je remercie également l'IFSTTAR, et tout particulièrement M. Charles Tatkeu, directeur du laboratoire COSYS-LEOST, pour son accueil, ses encouragements ainsi que pour tous les moyens qu'il a mis en place pour assurer le bon déroulement de cette thèse au sein du laboratoire.

Je tiens à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance à mes directeurs de thèse, Mme Fouzia Boukour et M. Marc Heddebaut, directeurs de recherche à l'IFSTTAR, pour leurs conseils pertinents, le temps qu'ils m'ont accordé, leur aide et leur vision commune concernant la direction de cette thèse.

Je tiens à remercier chaleureusement M. Yassin Elhillali, Maître de Conférences à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, pour son aide au niveau technique de cette thèse, le savoir-faire qu'il m'a transmis, ainsi que pour m'avoir communiqué l'envie d'apprendre une technologie essentielle dans la conception électronique.

Je présente mes remerciements M. Sébastien Lefebvre responsable de la thématique de travail WP4 et de ce dossier à Railenium pour son suivi très proche de ce travail.

Je remercie tout particulièrement Mme Maria Gabriella Di Benedetto, Professeure à l'Université La Sapienza de Rome et M. Aziz Benlarbi Delai, Professeur à l'université Pierre et Marie Curie qui ont accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Je remercie également Mme Raja Ellassali, Professeure à l'ENSA de Marrakech et M. Didier Belot, RF design manager chez STMicroelectronics qui ont bien voulu faire partie de ce jury en tant qu'examineurs.

Je tiens à exprimer mes remerciements à M. Jehanghir Khan Ingénieur de recherche à l'IEMN/DOAE pour son aide et ses conseils concernant l'implémentation des systèmes étudiés sur FPGA.

Finalement, je souhaite adresser mes très vifs remerciements, à mes parents qui m'ont accompagné pendant toutes mes années d'études, à tous les membres de ma famille proche et lointaine, à mes vieux amis et mes amis rencontrés pendant ses trois ans de thèse ainsi qu'à mes collègues de l'IFSTTAR et de Railenium.

LISTE DES FIGURES	9
LISTE DES TABLEAUX	13
<i>INTRODUCTION GENERALE</i>	17
<i>1. CHAPITRE 1 : INTRODUCTION AUX BALISES FERROVIAIRES ET ETAT DE L'ART DES COMMUNICATIONS VERTES</i>	21
INTRODUCTION DU CHAPITRE	21
1.1. SYSTEMES DE TRANSMISSION PONCTUELLE TRAINS-SOL	22
1.1.1. Le système KVB	22
1.1.1.1. Fonctionnalités	23
1.1.1.2. Équipement sol	24
1.1.1.3. Équipement bord	25
1.1.2. Système ERTMS	27
1.1.2.1. Niveau 1	28
1.1.2.2. Niveau 2	29
1.1.2.3. Niveau 3	30
1.2. LES SYSTEMES DE COMMUNICATION « VERTE »	32
1.2.1. Efficacité énergétique et réseaux mobiles	32
1.2.1.1. Nouvelle conception hardware et énergie renouvelable	32
1.2.1.2. Gestion des multiutilisateurs	35
1.2.1.3. Réseau et planification pour des communications « vertes »	35
1.2.2. Efficacité énergétique et ULB	38
1.2.2.1. Composants efficaces énergétiquement	39
1.2.2.2. Efficacité énergétique niveau réseau	40
1.2.2.3. Transmission efficace énergétiquement	41
CONCLUSION DU PREMIER CHAPITRE	42
<i>2. CHAPITRE 2 : INTRODUCTION A LA TECHNIQUE RADIO ULB</i>	45
INTRODUCTION DU CHAPITRE	45
2.1. LA TECHNIQUE RADIO ULTRA LARGE BANDE	45
2.1.1. Régulation	45
2.1.2. Les avantages de la technologie ULB	47
2.2. TECHNIQUES DE MODULATION ET D'ACCES MULTIPLE POUR LES SYSTEMES ULB	49
2.2.1. TH-ULB	49
2.2.1.1. PPM	49
2.2.1.2. TH-PPM	49
2.2.1.3. PAM	51
2.2.1.4. TH-PAM	51
2.2.1.5. PSM	52
2.2.1.6. TH-PSM	52
2.2.1.6.1. Les impulsions d'Hermite modifiées	52
2.2.1.6.2. Impulsions de Gegenbauer	54
2.2.2. DS-ULB	57
2.2.2.1. Séquences non-orthogonales	58
2.2.2.2. Séquences orthogonales	59
CONCLUSION DU DEUXIEME CHAPITRE	60
<i>3. CHAPITRE 3 : ANALYSE ENERGETIQUE DES SYSTEMES ULB MONO-UTILISATEUR ET MULTIUTILISATEURS</i>	61
INTRODUCTION DU CHAPITRE	61

3.1.	MODELE ENERGETIQUE ET CANAL DE PROPAGATION POUR LES COMMUNICATIONS ULB	61
3.1.1.	Modèle énergétique.....	61
3.2.	ANALYSE ENERGETIQUE D'UN SYSTEME ULB MONO-UTILISATEUR.....	64
3.2.1.	Modèle analytique de la consommation énergétique pour le cas mono-utilisateur.....	64
3.2.1.1.	Système ULB avec une modulation MPAM	64
3.2.1.2.	Système ULB avec une modulation MPPM.....	67
3.2.1.3.	Analyse des résultats des simulations du système mono-utilisateur	68
3.3.	ANALYSE ENERGETIQUE D'UN SYSTEME ULB MULTI-UTILISATEUR	73
3.3.1.	Modèle analytique multi-utilisateur	73
3.3.1.1.	DS-ULB avec des codes orthogonaux.....	73
3.3.1.2.	DS-ULB avec des codes non orthogonaux	74
3.3.1.3.	TH-BPSK-PSM.....	76
3.3.1.4.	TH-PAM.....	77
3.3.1.5.	TH-PPM.....	78
3.3.2.	Résultats des simulations du système en mode multi-utilisateurs	79
3.3.2.1.	Scénario 1 - Un même nombre d'utilisateurs	80
3.3.2.2.	Scénario 2 - Un débit identique	83
	CONCLUSION DU CHAPITRE 3	85
4.	CHAPITRE 4 : COMPARAISON DE LA CONSOMMATION ENERGETIQUE DES RT-ULB ET SYSTEME RT DANS LES CAS MONO ET MULTIUTILISATEURS.....	87
	INTRODUCTION DU CHAPITRE	87
4.1.	PRINCIPE DU RETOURNEMENT TEMPOREL ET CANAL DE TRANSMISSION POUR LES SYSTEMES RT-ULB	87
4.1.1.	Retournement temporel.....	87
4.1.2.	Canal de transmission.....	88
4.2.	ANALYSE ENERGETIQUE D'UN SYSTEME ULB AVEC RT ET SANS RT MONO-UTILISATEUR	90
4.2.1.	Le système RT-ULB	90
4.2.1.1.	MPAM.....	90
4.2.1.2.	MPPM	92
4.2.2.	Système ULB conventionnel.....	93
4.2.2.1.	MPAM.....	93
4.2.2.2.	MPPM	94
4.2.3.	Résultats des simulations en mode mono-utilisateur	94
4.2.3.1.	Simulations en environnement résidentiel.....	94
	Avec n est le coefficient d'affaiblissement, k est le coefficient qui présente la dépendance de la fréquence vis-à-vis de l'affaiblissement, PL_0 est le path-loss pour $d = 1m$, m est le coefficient de forme de la distribution de Nakagami, Ω la valeur moyenne du PDP et $\overline{\sigma}_\tau$ est la valeur efficace du délai de propagation.	95
4.2.3.1.1.	RT-MPAM vs. MPAM.....	95
4.2.3.1.2.	RT-MPPM vs. MPPM.....	99
4.2.3.2.	Simulations en environnement extérieur	103
4.2.3.2.1.	MPAM vs. RT-PAM.....	103
	Avec n est le coefficient d'affaiblissement, k est le coefficient qui présente la dépendance de la fréquence vis-à-vis de l'affaiblissement, PL_0 est le path-loss pour $d = 1m$, m est le coefficient de forme de la distribution de Nakagami, Ω la valeur moyenne du PDP et $\overline{\sigma}_\tau$ est la valeur efficace du délai de propagation.	103
4.2.3.2.2.	MPPM vs. RT-MPPM.....	107
4.3.	ANALYSE ENERGETIQUE D'UN SYSTEME ULB MULTI-UTILISATEURS AVEC RT OU SANS RT	110
	NOUS REPRENONS NOTRE ANALYSE EN EVALUANT CETTE FOIS LES SCENARII MULTI-UTILISATEURS.....	110
4.3.1.	TH-RT-PAM	110
4.3.2.	TH-RT-PPM.....	111
4.3.3.	TH-PAM.....	113

4.3.4.	<i>TH-PPM</i>	113
4.3.5.	<i>Résultats de simulation</i>	113
4.3.5.1.	Environnement résidentiel	113
4.3.5.1.1.	TH-PAM vs TH-RT-PAM	113
4.3.5.1.2.	TH-PPM vs. TH-RT-PPM	116
4.3.5.2.	Environnement extérieur	117
4.3.5.2.1.	TH-PAM vs. TH-RT-PAM	117
4.3.5.2.2.	TH-PPM vs. TH-RT-PPM	119
CONCLUSION DU CHAPITRE 4		120
5. CHAPITRE 5 : ANALYSE DE LA CONSOMMATION ENERGETIQUE DES SYSTEMES MISO AVEC ET SANS RT ET EXEMPLE PRATIQUE D'EVALUATION DE CONSOMMATION D'ENERGIE SUR CARTE FPGA		123
INTRODUCTION DU CHAPITRE 5.....		123
5.1.	SYSTEMES MISO-ULB.....	123
5.1.1.	<i>Le modèle MISO</i>	123
5.1.2.	<i>Analyse énergétique</i>	124
5.1.2.1.	Le système MISO-ULB	124
5.1.2.2.	Système RT-MISO-ULB	126
5.1.3.	<i>Résultats de simulation</i>	127
5.1.3.1.	Milieu résidentiel	127
5.1.3.1.1.	MISO 2x1	127
5.1.3.1.2.	MISO 4x1	133
5.1.3.2.	Milieu extérieur	136
Nous reprenons notre progression scientifique précédente appliquée cette fois à un environnement de propagation de type extérieur.		136
5.1.3.2.1.	MISO 2x1	136
5.1.3.2.2.	MISO 4x1	138
5.2.	IMPLEMENTATION FPGA.....	141
5.2.1.	<i>Emetteur 2PPM/2PAM</i>	141
5.2.2.	<i>Récepteur 2PPM</i>	145
5.2.3.	<i>Récepteur 2PAM</i>	149
CONCLUSION DU CHAPITRE 5		151
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES DE CES TRAVAUX		153
BIBLIOGRAPHIE		157
ANNEXE A.....		161
1.	CODES NON ORTHOGONAUX	161
1.1.	<i>Séquence de Gold</i>	161
1.2.	<i>Séquence de Kasami</i>	161
2.	CODES ORTHOGONAUX	162
2.1.	<i>Séquences de Walsh et Hadamard</i>	162
2.2.	<i>Les séquences OVFSF</i>	162
2.3.	<i>Les codes OVFSF ternaires</i>	163
2.4.	<i>Séquence binaire avec ZCD</i>	164
ANNEXE B.....		167
1.	CAS MONO-UTILISATEUR.....	167
1.1.	<i>Probabilité d'erreur d'un système MPAM</i>	167
1.2.	<i>Probabilité d'erreur d'un système MPPM</i>	167

2. PROBABILITE D'ERREUR D'UN SYSTEME DS-ULB.....	168
ANNEXE C.....	171
1. CAS MONO-UTILISATEUR.....	171
1.1. Probabilité d'erreur d'un système RT-MPAM.....	171
1.2. Probabilité d'erreur d'un système RT-MPPM.....	171
2. CAS MULTI-UTILISATEURS.....	172
2.1. Probabilité d'erreur d'un système TH-RT-PAM.....	172
2.2. Probabilité d'erreur d'un système TH-RT-PPM.....	173
ANNEXE D.....	175
PROBABILITE D'ERREUR D'UN SYSTEME MISO-ULB :.....	175
ANNEXE E.....	177
Description de la carte FPGA utilisée.....	177

Liste des figures

Chapitre 1

FIGURE 1.1 : VUE EXTERNE DE LA BALISE KVB INSTALLEE EN VOIE	22
FIGURE 1.2 : SYSTEME KVB UTILISANT DEUX BALISES CONSECUTIVES POUR LA DETERMINATION DU SENS DE MARCHÉ DU TRAIN	24
FIGURE 1.3 : VUE EXTERNE D'UNE BALISE MUNIE D'UN CODEUR ASSOCIE.....	24
FIGURE 1.4 : VUE EXTERNE DE L'INTERROGATEUR EMBARQUE SOUS LE TRAIN	25
FIGURE 1.5 : CALCULATEUR EMBARQUE.....	26
FIGURE 1.6 : PANNEAUX KVB : LA PARTIE SUPERIEURE PRESENTE LE PANNEAU DE VISUALISATION ET LA PARTIE INFERIEURE LE PANNEAU DE DONNEES	26
FIGURE 1.7 : SCHEMA DE PRINCIPE DU SYSTEME KVB	27
FIGURE 1.8 : FONCTIONNEMENT TYPIQUE ERTMS NIVEAU 1	28
FIGURE 1.9 : FONCTIONNEMENT TYPIQUE ERTMS NIVEAU 2	29
FIGURE 1.10 : FONCTIONNEMENT TYPIQUE ERTMS NIVEAU 3	30
FIGURE 1.11 : LINEARISATION DU PA EN UTILISANT UN DPD	33
FIGURE 1.12 : ANTENNE DE TRANSMISSION DE RESEAU MOBILE AVEC DES PANNEAUX PHOTOVOLTAÏQUES	34
FIGURE 1.13 : QUATRE COMBINAISONS DE PARTAGE SPATIO-TEMPOREL	35
FIGURE 1.14 : PRINCIPE DES RELAIS FIXES	37
FIGURE 1.15 : ARCHITECTURE D'EMETTEUR/RECEPTEUR.....	39
FIGURE 1.16 : L'EMETTEUR PROPOSE	40
FIGURE 1.17 : CONSOMMATION DE ELAR VS. AODV	41

Chapitre 2

FIGURE 2.1 : LA PIRE POUR SYSTEMES ULB AUTORISEE EN EUROPE.....	46
FIGURE 2.2 : IMPULSION ULB.....	50
FIGURE 2.3 : FONCTIONNEMENT DE LA MODULATION TH-PPM.....	50
FIGURE 2.4 : FONCTIONNEMENT DE LA MODULATION TH-PAM	51
FIGURE 2.5 : MHP D'ORDRE 0 A 3.....	53
FIGURE 2.6 : (A) CORRELATION DES MHPs (B) AUTOCORRELATION DES MHPs	54
FIGURE 2.7 : FORMES D'ONDES ISSUES DES POLYNOMES DE GEGENBAUER MODIFIES D'ORDRE 0 A 3	56
FIGURE 2.8 : (A) CORRELATION DES GEGENBAUER MODIFIES (B) AUTOCORRELATION DES GEGENBAUER MODIFIES	57
FIGURE 2.9 : EXEMPLE D'UNE SEQUENCE DS-ULB.....	58
FIGURE 2.10 : GENERATEUR DE SEQUENCES M.....	59

Chapitre 3

FIGURE 3.1 : (A) ARCHITECTURE DE L'EMETTEUR (B) ARCHITECTURE DU RECEPTEUR	65
FIGURE 3.2 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR LA 2PAM ET LA 2PPM AVEC $P_M = 10^{-3}$, $D = [5M\ 50M]$, CAS LOS	69
FIGURE 3.3 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR LA 2PAM ET LA 2PPM AVEC $P_M = 10^{-3}$, $D = [5M\ 50M]$, CAS NLOS	69
FIGURE 3.4 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR LA 2PAM ET LA 2PPM AVEC $P_M = 10^{-3}$, $D = 15\ M$, CAS LOS	70
FIGURE 3.5 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR LA 2PAM ET LA 2PPM AVEC $P_M = 10^{-3}$, $D = 15\ M$, CAS NLOS ..	71

FIGURE 3.6 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR LA MPAM ET LA MPPM AVEC $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 15$ M, CAS LOS	72
FIGURE 3.7 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR LA MPAM ET LA MPPM AVEC $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 15$ M, CAS NLOS	72
FIGURE 3.8 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR DIFFERENTS TYPES DE CODAGE AVEC $P_B = 10^{-3}$, $D = [5M 50M]$, CAS LOS	80
FIGURE 3.9 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR DIFFERENTS TYPES DE CODAGE AVEC $P_B = 10^{-3}$, $D = [5M 50M]$, CAS NLOS	81
FIGURE 3.10 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR DIFFERENTS TYPES DE CODAGE AVEC $P_B = 10^{-3}$, $D = 15$ M, CAS LOS	82
FIGURE 3.11 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR DIFFERENTS TYPES DE CODAGE AVEC $P_B = 10^{-3}$, $D = 15$ M, CAS NLOS	82
FIGURE 3.12 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR DIFFERENTS TYPES DE CODAGE AVEC $P_B = 10^{-3}$, $D = [5M 50M]$, CAS LOS	83
FIGURE 3.13 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR DIFFERENTS TYPES DE CODAGE AVEC $P_B = 10^{-3}$, $D = [5M 50M]$, CAS NLOS	83
FIGURE 3.14 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR DIFFERENTS TYPES DE CODAGE AVEC $P_B = 10^{-3}$, $D = 15$ M, CAS LOS	84
FIGURE 3.15 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE PAR DIFFERENTS TYPE DE CODAGE AVEC $P_B = 10^{-3}$, $D = 15$ M, CAS NLOS	85

Chapitre 4

FIGURE 4.1 : SYSTEME ULB AVEC RETOURNEMENT TEMPOREL : (A) ARCHITECTURE DE L'EMETTEUR (B) ARCHITECTURE DU RECEPTEUR	91
FIGURE 4.2 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES MPAM ET RT-MPAM AVEC $D = [5 20 M]$, $P_M = 10^{-3}$ ET $M = 2$, CAS LOS	95
FIGURE 4.3 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES ULB ET RT-ULB AVEC $D = [5 20 M]$, $P_M = 10^{-3}$ ET $M = 2$, CAS NLOS	96
FIGURE 4.4 : ÉNERGIE LIEE A LA TRANSMISSION (A) ET ENERGIE DES CIRCUITERIES (B).....	97
FIGURE 4.5 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE EN MPAM ET EN RT-MPAM POUR $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 10$ M, CAS LOS.....	97
FIGURE 4.6 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE EN MPAM ET EN RT-MPAM POUR $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 10$ M, CAS NLOS	98
FIGURE 4.7 : (A) ÉNERGIE LIEE A LA TRANSMISSION, (B) ENERGIE DE CIRCUITERIE.....	99
FIGURE 4.8 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES MPPM ET RT-MPPM AVEC $D = [5 20 M]$, $P_M = 10^{-3}$ ET $M = 2$, CAS LOS	100
FIGURE 4.9 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES MPPM ET RT-MPPM AVEC $D = [5 20 M]$, $P_M = 10^{-3}$ ET $M = 2$, CAS NLOS.....	101
FIGURE 4.10 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE EN MPPM ET EN RT-MPPM POUR $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 10$ M CAS LOS.....	102
FIGURE 4.11 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE EN MPPM ET EN RT-MPPM POUR $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 10$ M CAS NLOS.....	102
FIGURE 4.12 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES MPAM ET RT-MPAM AVEC $D = [5 20 M]$, $P_M = 10^{-3}$ ET $M = 2$, CAS LOS.....	104
FIGURE 4.13 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES MPAM ET RT-MPAM AVEC $D = [5 20 M]$, $P_M = 10^{-3}$ ET $M = 2$ DANS LE CAS NLOS.....	104
FIGURE 4.14 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMEE EN MPAM ET RT-MPAM POUR $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 10$ M, CAS LOS	105

FIGURE 4.15 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMÉE PAR MPAM ET RT-MPAM POUR $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 10$ M, CAS NLOS	106
FIGURE 4.16 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMÉE DES SYSTÈMES MPPM ET RT-MPPM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$ ET $M = 2$, CAS LOS	107
FIGURE 4.17 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMÉE DES SYSTÈMES MPPM ET RT-MPPM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$ ET $M = 2$, CAS NLOS	108
FIGURE 4.18 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMÉE EN MPPM ET RT-MPPM POUR $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 10$ M, CAS LOS	109
FIGURE 4.19 : ÉNERGIE TOTALE CONSOMMÉE EN MPPM ET RT-MPPM POUR $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $D = 10$ M, CAS NLOS	109
FIGURE 4.20 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES SYSTÈMES TH-RT-PAM ET TH-PAM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$, CAS LOS	114
FIGURE 4.21 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES SYSTÈMES TH-RT-PAM ET TH-PAM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$, CAS NLOS	115
FIGURE 4.22 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES SYSTÈMES TH-RT-PPM ET TH-PPM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$, CAS LOS	116
FIGURE 4.23 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES TH-RT-PPM ET TH-PPM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$, CAS NLOS	116
FIGURE 4.24 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES SYSTÈMES TH-RT-PAM ET TH-PAM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$, CAS LOS	118
FIGURE 4.25 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES SYSTÈMES TH-RT-PAM ET TH-PAM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$, CAS NLOS	118
FIGURE 4.26 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES SYSTÈMES TH-RT-PPM ET TH-PPM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$, CAS LOS	119
FIGURE 4.27 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES SYSTÈMES TH-RT-PPM ET TH-PPM AVEC $D = [5 \text{ } 20 \text{ M}]$, $P_M = 10^{-3}$ ET $M = 2$, CAS NLOS	120

Chapitre 5

FIGURE 5.1 : SYSTÈME MISO - DEUX ANTENNES SONT REPRÉSENTÉES À L'ÉMISSION	123
FIGURE 5.2 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES SYSTÈMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DE LA DISTANCE DANS LE CAS LOS (A) PUIS LE CAS NLOS (B).....	128
FIGURE 5.3 : CONTRIBUTION DE L'APPORT DE L'ÉNERGIE DE TRANSMISSION ET DES CIRCUITS DÉPENDANTS AUX SYSTÈMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DE LA DISTANCE DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B)	129
FIGURE 5.4 : CONTRIBUTION DE L'APPORT DES ÉNERGIES CONSOMMÉES PAR LES CIRCUITÉRIES SEULES DES SYSTÈMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DE LA DISTANCE DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B)	130
FIGURE 5.5 : COMPARAISON DES ÉNERGIES TOTALES CONSOMMÉES PAR LES SYSTÈMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DU NOMBRE DE SYMBOLES DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B).....	131
FIGURE 5.6 : CONTRIBUTION DE L'ÉNERGIE DE TRANSMISSION ET DES CIRCUITS DÉPENDANTS DANS LES SYSTÈMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DU NOMBRE DE SYMBOLES DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B)	132
FIGURE 5.7 : CONTRIBUTION DES ÉNERGIES CONSOMMÉES PAR LES CIRCUITÉRIES SEULES DES SYSTÈMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DU NOMBRE DE SYMBOLES DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B).....	133

FIGURE 5.8 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES RT-MISO-MPAM, MISO-MPAM, MPAM ET RT-MPAM RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DE LA DISTANCE DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B), 4 ANTENNES A L'EMISSION	134
FIGURE 5.9 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DU NOMBRE DE SYMBOLES DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B), 4 ANTENNES A L'EMISSION	135
FIGURE 5.10 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DE LA DISTANCE DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B), 2 ANTENNES A L'EMISSION	137
FIGURE 5.11 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DU NOMBRE DE SYMBOLES DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B).....	138
FIGURE 5.12 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DE LA DISTANCE DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B), 4 ANTENNES A L'EMISSION	139
FIGURE 5.13 : COMPARAISON DES ENERGIES TOTALES CONSOMMEES PAR LES SYSTEMES RT-MISO, MISO, RT-SISO ET SISO EN FONCTION DU NOMBRE DE SYMBOLES DANS LE CAS LOS (A) ET LE CAS NLOS (B) AVEC 4 ANTENNES A L'EMISSION	140
FIGURE 5.14 : (A) DEUXIEME DERIVEE GAUSSIENNE, (B) DEUXIEME DERIVEE GAUSSIENNE DECALEE	142
FIGURE 5.15 : (A) DEUXIEME DERIVEE GAUSSIENNE (B) DEUXIEME DERIVEE GAUSSIENNE DECALEE	143
FIGURE 5.16 : (A) DEUXIEME DERIVEE GAUSSIENNE COMPLEMENTAIRE (B) DEUXIEME DERIVEE GAUSSIENNE DECALEE COMPLEMENTAIRE	143
FIGURE 5.17 : SCHEMA DE L'IMPLEMENTATION D'UN EMETTEUR PPM SUR FPGA.....	144
FIGURE 5.18 : CONSOMMATION EN ENERGIE ELECTRIQUE PAR POSTES DE L'EMETTEUR PPM.....	145
FIGURE 5.19 : SCHEMA DE L'IMPLEMENTATION D'UN RECEPTEUR PPM	146
FIGURE 5.20 : (A) SIGNAL REÇU (B) SIGNAL REÇU APRES CHANGEMENT D'AMPLITUDE ET OPERATION DU COMPLEMENTAIRE	146
FIGURE 5.21 : IMPULSION REPRESENTANT LE BIT 0 ET SES TROIS DECALAGES DANS LE TEMPS.....	147
FIGURE 5.22 : IMPULSION REPRESENTANT LE BIT 1 ET SES TROIS DECALAGES DANS LE TEMPS	147
FIGURE 5.23 : SCHEMA SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR PPM.....	148
FIGURE 5.24 : CONSOMMATION EN ENERGIE ELECTRIQUE PAR POSTES DU RECEPTEUR PPM	148
FIGURE 5.25 : SCHEMA DE L'IMPLEMENTATION D'UN RECEPTEUR PAM SUR FPGA.....	149
FIGURE 5.26 : SCHEMA SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR PAM	150
FIGURE 5.27 : CONSOMMATION EN ENERGIE ELECTRIQUE PAR POSTES DU RECEPTEUR PAM.....	150

Liste des tableaux

Chapitre 1

TABLEAU 1.1 : COMPARAISON EUROBALISE ET NOUVELLE BALISE	31
---	----

Chapitre 2

TABLEAU 2.1 : LIMITATIONS EN PUISSANCE DU RAYONNEMENT ULB EN FONCTION DE LA BANDE DE FREQUENCES	46
---	----

Chapitre 3

TABLEAU 3.1: STATISTIQUES DES EVANOUISSEMENTS	64
TABLEAU 3.2: PARAMETRES DU MODELE ANALYTIQUE	68

Chapitre 4

TABLEAU 4.1 : LES PARAMETRES DU CANAL DE L'ENVIRONNEMENT RESIDENTIEL	95
TABLEAU 4.2 : TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS DE RT-MPAM VS. MPAM, CAS INDOOR	99
TABLEAU 4.3: TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS DE RT-MPPM VS MPPM CAS INDOOR	103
TABLEAU 4.4 : PARAMETRES DU CANAL EN ENVIRONNEMENT DE PROPAGATION EXTERIEUR	103
TABLEAU 4.5 : TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS DE RT-MPAM VS MPAM, CAS OUTDOOR	106
TABLEAU 4.6 : TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS DE RT-MPPM VS. MPPM CAS OUTDOOR	108
TABLEAU 4.7 : TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS DE TH-RT-MPAM VS TH-MPAM, CAS INDOOR	115
TABLEAU 4.8 : TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS DE TH-RT-PPM VS. TH-PPM, CAS INDOOR	117
TABLEAU 4.9 : TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS DE TH-RT-MPAM VS. TH-MPAM, CAS OUTDOOR ..	119
TABLEAU 4.10 : TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS DE TH-RT-MPAM VS TH-MPAM, CAS OUTDOOR .	120

Chapitre 5

TABLEAU 5.1: PARAMETRES DU MODELE	127
TABLEAU 5.2 : DIFFERENCES DE CONSOMMATION ENTRE MISO 4x1 ET MISO 2x1, CAS ENVIRONNEMENT RESIDENTIEL	135
TABLEAU 5.3 : DIFFERENCES DE CONSOMMATION ENTRE MISO 4x1 ET MISO 2x1, CAS ENVIRONNEMENT RESIDENTIEL	136
TABLEAU 5.4 : DIFFERENCES DE CONSOMMATION ENTRE MISO 4x1 ET MISO 2x1, CAS ENVIRONNEMENT EXTERIEUR	141
TABLEAU 5.5 : DIFFERENCES DE CONSOMMATION ENTRE MISO 4x1 ET MISO 2x1, CAS ENVIRONNEMENT EXTERIEUR	141
TABLEAU 5.6 : PUISSANCES CONSOMMEES SUR LA CARTE FPGA Tx/Rx 2PPM ET 2PAM	151

Glossaire

ADC : Convertisseur Analogique Numérique
AITE : Average Information Throughput Efficiency
AODV : Ad hoc On demand Distance Vector
ASK : Amplitude Shift Keying
ATP-UWSN : Adaptative Transmission Protocol for Ultra-wide band Wirless Sensor Networks
BER : Taux d'Erreurs par Bit
BPSK : Binary Pulse Shift Keying
BZD : Binary Zero-Correlation Duration
BS : Station de Base
CE : Commission Européenne
CFR : Facteur de Crête
CW : Continuos Wave
DAC: Convertisseur Numérique Analogique
DARPA : Defence Advanced Research Projects Agency
DPC : Corrélateur d'Impulsions Distribué
DPD : Digital Pre-Distortion
DS-ULB : Direct Sequence Ultra-WideBand
eLAR : Location-Aided energy-efficient Routing
ERA : Agence Ferroviaire Européenne
ERTMS : European Train Management System
Filt : Filtre
IM : Interférence Management
Int : Intégrateur
KVB : Contrôle de Vitesse par Balises
LDC : Low Duty Cycle
LOS : Champ direct
LNA : Low Noise Amplifier
LTE : Long Term Evolution
Mix : Mixeur
NLOS : Champ Indirect
MISO-ULB : Multiple Input Single Output ULB
MHP : Impulsions d'Hermite Modifiées
NATP : Protocole de Transmission Non Adaptatif
OOK : On-Off Keying
OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor
PA : Amplificateur de Puissance
PAM : Pulse Amplitude Modulation
PDF : Fonction de probabilité de densité

PG : Générateur d'Impulsions
PPM : Pulse Position Modulation
PSM : Pulse Shape Modulation
QoS : Qualité de Service
RBC : Radio Block Center
RI : Réponse Impulsionnelle
RT : Retournement Temporel
SER : Taux d'Erreurs par Symbole
SISO-ULB : Single Input Single Output ULB
SNR : Rapport Signal à Bruit
TCP : Paire Ternaire Complémentaire
TH : Time-Hopping
TH-ULB : Time Hopping Ultra-Wide Band
UEVAL : Unité d'Evaluation
ULB : Ultra Large Bande Worldwide Interoperability for Microwave Access
UWSN: Ultra-wide band Wirless Sensor Networks
ZCZ : Zone de Zéro-Corrélation
ZCD : Zero Correlation Duration

Introduction générale

Il est désormais acquis que les réseaux du futur seront intelligents et adaptatifs selon l'environnement de l'application et la qualité de service exigée à chaque instant de fonctionnement du système. Ces futurs systèmes de réseaux communiqueront à très haut débit et disposeront d'une puissance de calcul très importante. Ainsi, dans un contexte où les ressources énergétiques sont moindres et la demande en termes de débit de communication est forte, il est intéressant de proposer des solutions techniques permettant d'optimiser la consommation énergétique de systèmes pour répondre aux demandes des usagers et réduire les coûts d'exploitation. Cette optimisation est également tout particulièrement nécessaire dans le cadre de l'application ferroviaire qui constitue notre cadre d'étude.

La signalisation ferroviaire constitue une composante essentielle de ce mode de transport assurant en particulier sa sécurité. Pour une localisation précise et un transfert de données entre voie et trains efficace, les opérateurs utilisent des balises ferroviaires disposées entre les rails. Sur les dispositifs actuels, la communication entre le train et la balise s'avère de très courte durée et n'est effective que lorsque le train passe juste au-dessus de la balise, la survolant brièvement lors des passages à quelques centimètres au-dessus. Dès lors, une disposition précise des balises entre les rails est nécessaire pour le bon fonctionnement du système. En pratique, la balise reste en état de veille jusqu'à ce que le train la télé alimente lors de son passage. Cette télé alimentation est réalisée grâce à un couplage inductif train-balise, permettant un bref transfert d'énergie radiofréquence depuis le train vers la balise au sol, cette dernière convertissant en énergie électrique le signal reçu. Le train transmet dans ce but un puissant signal radiofréquence de façon continue. Ce signal est envoyé en utilisant une antenne magnétique située en dessous du train. Le temps de communication entre le train et la balise s'établit à 3-4 ms pour un train roulant à 300 km/h [1]. Par conséquent, plusieurs balises consécutives doivent être installées si l'on veut accroître la durée d'échange ou la quantité de données échangées. Le fait d'émettre continuellement un signal puissant sans réelle nécessité, la difficulté de maintenance liée à la présence de cet équipement entre les rails ainsi que la portée et donc la capacité de communication réduite des balises actuelles constituent autant de limitations importantes auxquelles nous nous sommes intéressés.

Pour remédier à ces limitations, nous développons une nouvelle génération de balise ferroviaire basée sur un lien radiofréquence qui possède une portée plus importante que le système actuel. La portée visée cette fois est de quelques mètres au lieu de quelques centimètres avec une précision de localisation maintenue, de l'ordre de quelques centimètres longitudinalement. De plus, cette balise pourra être implantée en bord de voie, et non entre les rails pour des questions de facilité de maintenance de la voie. Nous utiliserons dès lors une technique de focalisation du signal émis depuis la balise vers l'antenne embarquée sur le train. Puisque la distance de communication balise au sol interrogateur est portée à quelques mètres, une télé-alimentation par couplage inductif n'est plus possible. Disposer d'une infrastructure centrale pour alimenter toute les balises présentes sur le réseau n'est pas réaliste non plus. Une solution raisonnable et économe consiste à générer de l'énergie électrique basse tension

localement en utilisant des énergies renouvelables dont nous chercherons à limiter le plus possible les contraintes en réduisant au maximum la consommation d'énergie de l'électronique de la balise à alimenter. Dans cette optique, notre contribution consiste à développer une couche physique et à l'optimiser en termes d'énergie consommée en proposant les modulations, les techniques de codage, détection et de transmission les plus appropriées.

Pour le développement de notre balise ferroviaire de nouvelle génération, nous choisissons l'Ultra Large Bande (ULB) comme technique de communication radio sans fil. L'ULB permet la conception de systèmes d'émission et de réception économes énergétiquement, d'une complexité peu élevée, et également à bas coût. Puisque l'application visée nécessite l'emploi d'un débit de communication élevé afin d'échanger toutes les informations utiles dans un faible laps de temps et sur une portée limitée, l'ULB répond correctement à ce besoin puisque dotée d'une bande passante très importante assurant un débit de communication élevé pouvant atteindre 480 Mbps à une portée de 10 mètres [2]. Ces caractéristiques initiales semblent indiquer que l'ULB constitue un bon choix potentiel, et en font de ce fait une base de recherche crédible pour développer notre balise. Ainsi qu'indiqué précédemment, il nous faudra cependant optimiser les impulsions ULB transmises (modulation, technique d'accès au canal...) en termes de consommation énergétique, tout en assurant le haut niveau de performance nécessaire.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous mènerons une étude bibliographique rappelant le fonctionnement du système de signalisation ferroviaire puis effectuant par la suite un état de l'art des 'green communications' ou communications vertes. La première partie de ce chapitre retracera ainsi l'historique de la signalisation ferroviaire exploitant des balises en prenant l'exemple de la France puis, dans une seconde section son évolution logique depuis un système de signalisation propre à chaque pays en un système paneuropéen autorisant l'interconnexion entre plusieurs réseaux ferroviaires nationaux. Ce système de signalisation paneuropéen utilise actuellement des « eurobalises » dérivées du procédé décrit précédemment. La seconde partie de ce chapitre se focalisera sur les recherches conduites dans le domaine des communications dites 'vertes'. Dans un premier temps, nous évoquerons les optimisations qui visent l'économie d'énergie dans les réseaux cellulaires. Nous résumerons quelques études utiles à notre travail menées pour réduire l'énergie consommée par l'amplificateur de puissance des stations de base (BSs) du réseau ainsi celles portant sur l'utilisation d'énergies renouvelables pour alimenter des BSs. Nous passerons ensuite en revue certaines techniques utilisées pour assurer une gestion optimale des utilisateurs d'une cellule mobile afin d'économiser l'énergie. Pour clore cette section, nous évoquerons les techniques utilisées pour faire coopérer les cellules voisines entre elles afin de consommer moins d'énergie dans l'ensemble du réseau. Dans une dernière section, nous présenterons plusieurs travaux portant sur l'efficacité énergétique des systèmes ULB. Nous commencerons par les travaux portant sur la consommation en énergie de certains des composants électroniques clés intégrés constituant les émetteurs et les récepteurs. Ensuite, nous considérerons les recherches qui ont pour objet l'optimisation des algorithmes au niveau de la couche réseau permettant de consommer moins d'énergie. Nous concluons ce chapitre par un

point plus global portant sur les études qui optimisent la transmission des systèmes ULB permettant l'obtention d'un système efficace énergétiquement.

Dans le deuxième chapitre, nous reviendrons plus en détail sur la technique radio ULB et son utilisation. Dans une première partie, nous définirons les caractéristiques nécessaires d'un signal pour qu'il puisse être considéré ULB, et nous rappellerons la régulation en vigueur portant sur ces systèmes ULB. Celle-ci limite la puissance des systèmes pour ne pas interférer avec les systèmes sans-fil à bande étroite. Nous terminerons cette partie par un passage en revue des avantages que peut offrir un système ULB par rapport à un système à bande étroite. Dans la seconde partie, nous résumerons quelques notions utiles que nous utiliserons dans ce travail de recherche. Nous définirons des modulations utilisées dans les systèmes ULB (MPPM, MPAM, MPSM), mais aussi les deux techniques d'accès phares dans l'ULB que sont la TH-ULB et la DS-ULB. Nous clôturerons ce chapitre par une étude détaillée des codes à étalement de spectre utilisés dans la technique d'accès DS-ULB.

Dans le troisième chapitre, nous introduirons, dans une première section, le modèle énergétique de base qui servira tout au long de ce travail à l'élaboration des différents modèles énergétiques ULB développés lors de cette thèse. Nous présenterons par la suite le modèle énergétique spécifique qui compare deux différentes modulations ULB que sont la MPAM et la MPPM. Nous opérerons en fonction de la distance, du nombre de symboles et du coefficient d'affaiblissement associé au canal de transmission. Nous terminerons ce chapitre par étendre notre modèle au cas multi-utilisateurs pour relever l'influence de l'interférence entre utilisateurs sur la consommation énergétique d'un système de communication ULB donné. Ce modèle comparera les deux techniques d'accès au signal TH-ULB et DS-ULB. Cette comparaison sera menée en deux temps. Dans un premier temps, nous fixerons le nombre d'utilisateurs du réseau et nous comparerons les deux techniques multi-utilisateurs en fonction de la distance et du coefficient d'affaiblissement. Dans un second temps, nous fixerons le débit (la longueur de la trame) et nous comparerons également les deux systèmes en fonction de la distance et du coefficient d'affaiblissement.

Dans le quatrième chapitre, nous décrivons la technique de focalisation du signal transmis par retournement temporel (RT). Cette technique permet de focaliser l'énergie rayonnée depuis un émetteur vers une zone d'espace particulière, par exemple associée à un utilisateur donné. Cette focalisation dans une zone d'espace déterminée des signaux rayonnés depuis la balise, là où, dans notre application, le train attend une réception de données issues du sol, permet de réduire la pollution électromagnétique dans d'autres directions de l'espace non exploitées et limite également la capacité d'interception des signaux par des récepteurs non souhaités. Nous présenterons à ce stade un modèle énergétique qui compare un système ULB associé à une technique RT et un système ULB conventionnel. La comparaison sera menée dans un canal de m-Nakagami et prendra en compte les paramètres d'environnement de propagation associés au canal de propagation de type IEEE 802.15.4a. Les simulations seront entreprises en deux temps et utiliseront initialement les paramètres de propagation d'un environnement résidentiel puis, d'un environnement extérieur. Comme dans le troisième chapitre, nous étendrons ensuite ce nouveau modèle pour inclure l'influence des interférences multi-utilisateurs sur la consommation énergétique d'un système ULB utilisant le retournement

temporel et pour les comparer à celles d'un système conventionnel, ceci dans les deux environnements considérés précédemment.

Dans le cinquième et dernier chapitre, nous développerons dans la première partie un modèle énergétique complémentaire qui compare un système Multi Output Single Input (MISO) avec et sans RT à un système Single Input Single Output (SISO) avec et sans RT dans les deux environnements considérés résidentiel et extérieur. Dans la seconde partie, nous implémenterons deux systèmes ULB sur FPGA en utilisant le langage VHDL, le premier utilise une modulation PAM et le deuxième utilise une modulation PPM, le but de cette démarche est de servir de base à la validation de l'apport des méthodes proposées et de calculer les bilans associés de consommation des systèmes directement sur carte. Cela permettra de confronter les résultats théoriques de cette thèse avec les résultats pratiques obtenus sur FPGA.

La dernière partie de ce mémoire sera consacrée à la conclusion générale ainsi qu'aux perspectives déduites pouvant susciter de futurs travaux de recherches.

1. Chapitre 1 : Introduction aux balises ferroviaires et état de l'art des communications vertes

Introduction du chapitre

Dans un contexte où les ressources énergétiques sont plus en plus sollicitées et la demande en termes de débit de communication s'avère sans cesse plus importante, il est intéressant de proposer des solutions techniques permettant d'optimiser la consommation énergétique de systèmes d'échanges de données. Cette optimisation est également nécessaire dans le cadre de l'application ferroviaire que nous souhaitons concevoir, où les équipements sont disposés en pleine voie, sans source d'énergie basse tension accessible à proximité, mais dont il faut toutefois assurer une alimentation en énergie électrique que nous chercherons à limiter le plus possible.

Ce mémoire de thèse porte sur le développement d'algorithmes de communication à implémenter dans une balise ferroviaire de nouvelle génération installée tous les quelques kilomètres le long de la voie. Cette balise possède la double fonction d'assurer des échanges de données trains-sol au vol ainsi que la relocalisation absolue et précise des trains lorsqu'ils passent à portée. Une nouvelle génération de balise est envisagée dans ce travail de recherche. Celle-ci doit être économe sur le plan de sa consommation électrique afin de pouvoir être alimentée sans connexion directe à un réseau d'alimentation en énergie électrique, le plus souvent non disponible localement. Cette alimentation peut, à titre d'exemple, s'effectuer à l'aide d'énergie solaire convertie en énergie d'alimentation électrique ou par une autre source d'énergie locale de faible puissance. Afin de réaliser les fonctions de communication et de localisation nécessaires avec cette contrainte, cette balise doit de ce fait utiliser une technologie radio efficace sur le plan de la consommation en énergie électrique. Nous ferons donc appel à une nouvelle discipline scientifique nommée « les communications vertes » [3] afin de pouvoir étudier la faisabilité de ce nouveau système de localisation/communication ferroviaire.

Dès lors, ce premier chapitre est consacré, d'une part, à proposer un état de l'art des systèmes de transmission ferroviaire sol/véhicule à courte portée, de type balises. Dans une première partie, nous présenterons deux types de balise ferroviaire en commençant par le système initial, dit contrôle de vitesse par balise (KVB), de contrôle de vitesse par balise. Celui-ci est actuellement largement déployé dans le monde et son évolution technologique, l'eurobalise est devenue un élément nécessaire à l'interopérabilité ferroviaire sur les réseaux européens. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présenterons les recherches académiques menées dans le domaine des réseaux mobiles dits verts les plus en rapport avec notre sujet de recherche. Nous clôturerons ce chapitre par l'analyse de travaux de recherche qui traitent de

l'efficacité énergétique des systèmes de communication ultra large bande (ULB) et de leurs applications.

1.1. Systèmes de transmission ponctuelle trains-sol

Dans ce qui suit nous introduisons un système de contrôle de vitesse parmi d'autres et son évolution.

1.1.1. Le système KVB

Au cours des années 70, plusieurs accidents de chemin de fer sont venus rappeler que la sécurité des transports ferroviaires n'est pas strictement garantie et qu'il existait notamment certaines failles techniques à combler. Les accidents ont continué de se produire dans les années 80 et les experts ont remarqué que les franchissements de signaux d'arrêt, entraînant normalement l'arrêt indispensable à la sécurité des trains, restaient à un niveau élevé. Tous ces éléments ont convaincu les opérateurs ferroviaires que la conduite des trains fondée uniquement sur un contrôle humain n'était pas suffisante afin d'assurer le niveau de sécurité souhaité pour ce mode de transport. Il fallait donc envisager l'instauration d'un système de contrôle de vitesse complétant et contrôlant la surveillance menée par les conducteurs et s'imposant si nécessaire. Ce système a pour objectif la diminution des franchissements des signaux d'arrêt en supplantant aux défaillances des conducteurs. Le système KVB est ainsi apparu afin de réaliser cette fonction [4-6].

Le KVB contrôle la vitesse du train à l'aide de balises situées à la voie. Une de ces balises est représentée figure 1.1 [4]. Une particularité de ce système est de lui associer la visualisation, sur le pupitre de la cabine, d'informations d'aide à la conduite. A l'époque de son choix puis de son adoption par la SNCF, ce système de contrôle était le seul à respecter le cahier de charges imposé en termes de coût, de délai de mise en œuvre nécessaires aux expériences programmées sur sites pilotes.



Figure 1.1 : Vue externe de la balise KVB installée en voie

Ce système KVB satisfait plusieurs contraintes qui permettent un bon fonctionnement du système ferroviaire et une sécurité accrue capable de prévenir les accidents ou tout dérapage sur les voies. Il autorise en effet :

- l'arrêt de toute circulation avant les signaux d'arrêt fermés ou un point protégé,
- le respect des limitations de vitesse permanentes ou temporaires générées par le centre de contrôle,
- la gestion de la défaillance du contrôleur humain dans le cas de non-respect d'une limitation de vitesse ou des consignes d'arrêt,
- et s'abstient de toute action si le contrôleur humain respecte les règles de sécurité.

1.1.1.1. Fonctionnalités

Le système KVB assure le contrôle automatique de la vitesse et de franchissement de certains signaux d'arrêt fermés. Il exploite pour ce faire un calculateur embarqué sur les motrices. Le calculateur prend en compte à la fois les informations caractérisant le mobile (bord) et les données caractérisant la voie et la position des signaux (sol) afin de déterminer une courbe de contrôle de vitesse à ne pas dépasser. Celle-ci intègre le temps de réaction de chaque équipement du train. Les données sont transmises du sol vers le bord grâce aux balises installées le long de la voie ferrée. Lorsqu'une vitesse critique est atteinte, le KVB envoie un signal sonore pour prévenir l'opérateur humain de la nécessité d'une opération urgente de sa part afin de ramener la vitesse à une valeur acceptable par le système. Si cette action du conducteur n'est pas effectuée rapidement, le KVB déclenche l'arrêt automatique du train par freinage d'urgence irréversible jusqu'à l'arrêt. Une nouvelle autorisation de marche devra alors être demandée par le conducteur auprès du contrôleur au sol, après cet arrêt total.

La transmission sol vers bord est également utilisée dans plusieurs opérations telles que la commande des portes et l'embarquement variable, le verrouillage des portes des toilettes des voitures lors du passage dans les tunnels, la commande des équipements d'étanchéité lorsque des trains de type TGV traversent les tunnels, le franchissement des sectionnements et sections de séparation (automatisme ou boucle de rattrapage), ainsi que la commutation automatique du système et du canal radio sol-trains.

Il existe en pratique deux techniques différentes pour contrôler la vitesse :

- lorsque la transmission des données entre bord et sol ne s'effectue que de manière discrète, uniquement à l'endroit des balises, on parle de contrôle de vitesse ponctuelle ;
- lorsque la vitesse du mobile est surveillée continuellement à l'aide d'une radio sol-trains continue, on parle de contrôle continu. Généralement, ce système continu est couplé au système ponctuel lorsque les deux sont disponibles [4].

1.1.1.2. Équipement sol

Les balises fixées entre les rails sont d'aspect extérieur telles que représentées sur la figure 1.1 précédente. Elles sont soit autonomes et transmettent des données programmées une fois pour toute, un localisant par exemple, soit associées à des codeurs permettant l'envoi de données dynamiques. Le nombre minimal de balise utilisé dans le système KVB est de 2 (figure 1.2) [5] Cette disposition est nécessaire afin de déterminer, à partir de l'ordre de lecture des balises, dans quel sens le mobile circule. On parle de balises fixes lorsque l'information transmise par cette dernière est invariable. Dans le cas où la balise est reliée à un codeur (figure 1.3) [5], celle-ci permet notamment la répétition d'informations de la signalisation latérale par feux ainsi que d'autres installations de sécurité. On parle dans ce cas de balise commutable.



Figure 1.2 : Système KVB utilisant deux balises consécutives pour la détermination du sens de marche du train

Les données transmises par les balises contiennent plusieurs informations qui concernent la vitesse telles que la vitesse limite autorisée, la vitesse cible (que le train doit atteindre), et la vitesse d'exécution. Une fois la vitesse cible transmise, la décélération du train est contrôlée avec pour objectif d'arriver à cette vitesse en une distance donnée. Par contre, la vitesse d'exécution est transmise pour le contrôle immédiat de cette vitesse. Ainsi, la vitesse d'exécution d'un franchissement de signal d'arrêt fermé est nulle.



Figure 1.3 : Vue externe d'une balise munie d'un codeur associé

Ces balises ferroviaires fonctionnent selon un mode de transpondeur. Les données sol sont transmises par la balise vers les trains en utilisant l'énergie d'activation à 27 MHz émise de façon continue depuis tous les trains puis, convertie en énergie d'alimentation électrique qui permet à son tour l'envoi depuis la balise vers l'interrogateur-train de signaux de données à la fréquence de 4,5 MHz. Puisque les positions des balises ne sont pas a priori connues des trains, l'énergie radiofréquence d'activation des balises doit être émise en permanence par tous les trains. Celle-ci est coupée lors de l'arrêt des trains en gare afin de limiter les perturbations vers les usagers riverains. Dans les systèmes actuels, il existe deux sortes de technologies qui cohabitent, une purement analogique qui existe depuis les débuts du système, et une seconde numérique, développée par la suite.

1.1.1.3. Équipement bord

L'équipement de bord se compose principalement des éléments suivants :

- Une antenne télé-alimente les balises passives et récupère en retour les informations (figure 1.4) [5]. Cette antenne se situe sous les trains et y est positionnée de manière très précise afin de maintenir un couplage maîtrisé interrogateur-train - balise.



Figure 1.4 : Vue externe de l'interrogateur embarqué sous le train

- Un calculateur (figure 1.5) [5] constitue l'unité d'évaluation (UEVAL). Il génère des courbes de contrôle avec des éléments captés de l'environnement et des éléments propres au train comme l'odométrie et la tachymétrie. Le calculateur analyse le comportement du mobile et ordonne le cas échéant son arrêt immédiat, ou informe le conducteur des éventuelles opérations à mener.



Figure 1.5 : Calculateur embarqué

- Un panneau de données (figure 1.6) [4] qui transmet au calculateur les caractéristiques du mobile telles que la classe du train, la vitesse, la distance concernée et le coefficient de décélération requis.
- Un panneau de visualisation (figure 1.6) qui informe le mécanicien du mode de fonctionnement du KVB.

Les données bord nécessaires pour les calculateurs sont constituées de la classe du train (automoteur, marchandise ou voyageur), de la vitesse maximale en km/h, de la longueur exprimée en centaines de mètres, du coefficient de décélération et de la présence de frein électropneumatique.

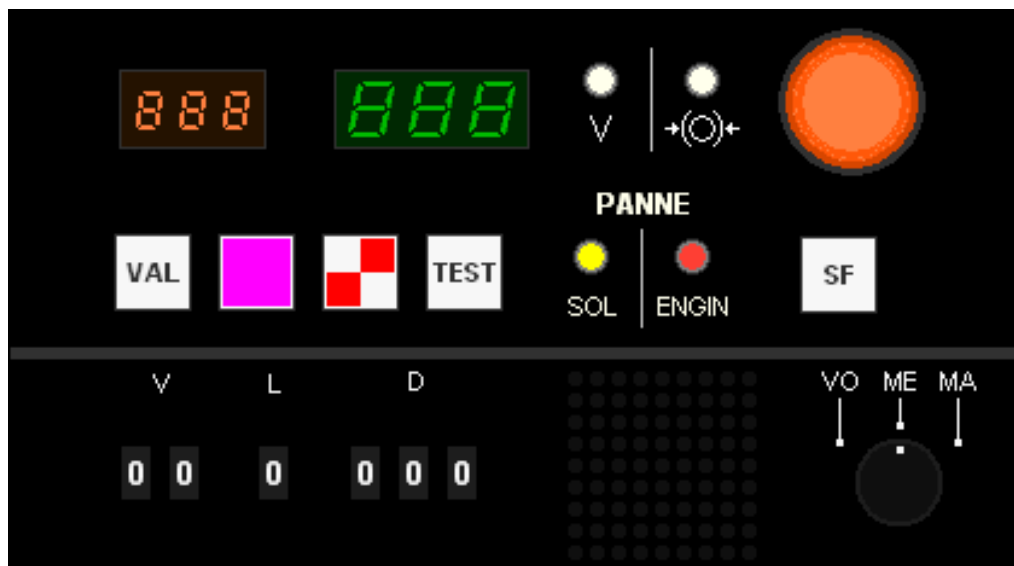


Figure 1.6 : Panneaux KVB : La partie supérieure présente le panneau de visualisation et la partie inférieure le panneau de données

La figure 1.7 [6] suivante résume le principe de fonctionnement et les différents équipements sol et bord du système de contrôle de vitesse par KVB.

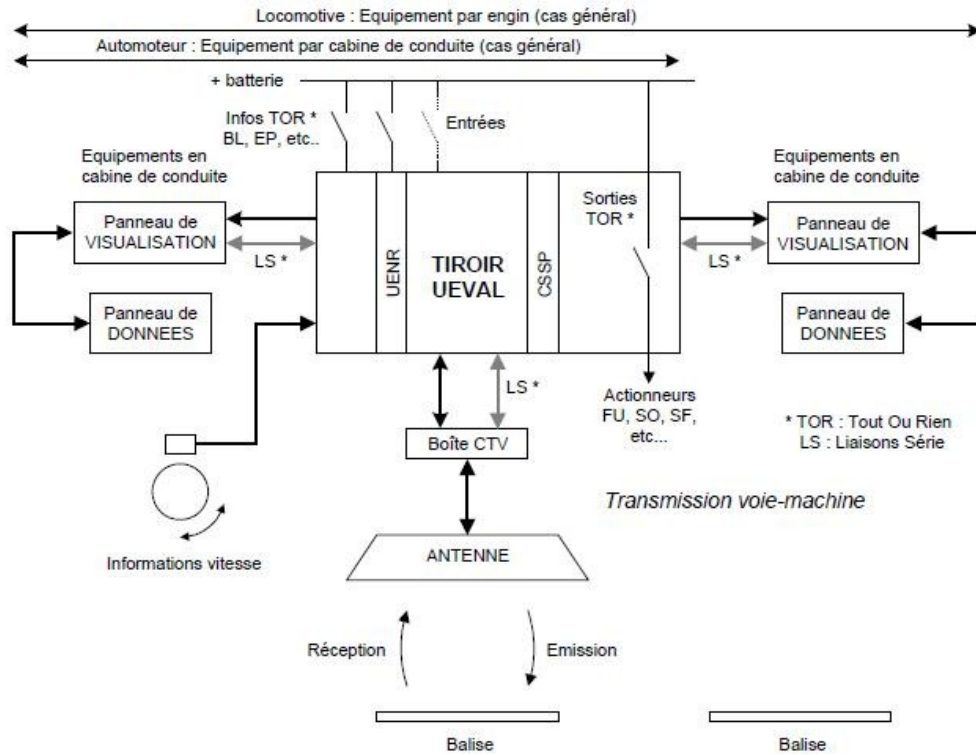


Figure 1.7 : Schéma de principe du système KVB

1.1.2. Système ERTMS

L'existence de plusieurs systèmes européens de contrôle de vitesse hérités du passé a constitué dès les années 1990 un problème pénalisant l'intégration du système ferroviaire européen. En effet, afin de permettre la circulation des trains au-delà des frontières, il était nécessaire d'installer à bord des trains autant de systèmes de signalisation à bord des trains que de nations à traverser. C'est encore le cas actuellement pour les trains Thalys et Eurostar. Cette contrainte s'avère coûteuse et augmente la complexité du système de contrôle de vitesse que le train intègre. D'où le besoin d'un système européen capable d'homogénéiser, entre autres, le système de contrôle de vitesse dans tous les pays de l'union européenne, facilitant l'interopérabilité ferroviaire entre ces pays [7].

La réponse à cette demande d'intégration est un système appelé European Train Management system (ERTMS) initié par la Commission européenne. Il s'agit d'un système de signalisation unique, paneuropéen qui permet aux trains équipés de systèmes et composants ERTMS de circuler sur n'importe quel réseau utilisant la technologie ERTMS. Ce système a aussi pour but d'augmenter la capacité des infrastructures ferroviaires, de réduire les coûts d'investissement, d'exploitation et de maintenance des équipements de signalisation, de favoriser l'émergence d'applications concourant à une meilleure gestion des circulations (fluidification, marches optimisées, conduite assistée, voire pilotage automatique..), et d'ouvrir les marchés nationaux pour autoriser plus de concurrence, bénéfique à l'utilisateur.

Le système ERTMS propose trois niveaux notés 1 à 3.

1.1.2.1. Niveau 1

Le niveau 1 ERTMS est conçu de façon à être déployable sur les lignes conventionnelles qui exploitent une signalisation latérale automatique lumineuse. Comme pour le système KVB, la communication entre le sol et le train s'effectue grâce à une balise, appelée cette fois eurobalise. Elle est également disposée entre les rails et adjacente à la signalisation latérale. Cette balise est connectée au centre de contrôle des trains situé au sol pour transmettre les informations sur l'état d'occupation de la voie. En recevant ces informations, l'équipement de contrôle à bord du train calcule automatiquement la vitesse maximale du train et la distance du prochain point de freinage en prenant en compte les caractéristiques du freinage du train et les données de la voie. Les informations calculées sont ensuite affichées aux conducteurs directement sur le pupitre de commande du train. La vitesse est supervisée de manière continue par le système de contrôle à bord.

Le niveau 1 ERTMS permet l'interopérabilité du réseau et apporte une sécurité optimale, puisque le train s'arrête automatiquement s'il dépasse la vitesse maximale instaurée dans une zone particulière. La figure 1.8 [8] illustre le fonctionnement et les différents équipements utilisés dans ce niveau ERTMS. Dans ce cas de figure, les balises servent à la fois à la communication sol-train et à la relocalisation précise des trains permettant de compenser de loin en loin les dérives de l'odométrie embarquée fréquemment fondée sur l'utilisation conjointe de la mesure du tour de roue et d'un radar Doppler.

- ETCS : système européen de contrôle des trains.
- RBC : Radio Block Centre est cabine de signalisation informatisée qui gère l'espacement entre deux circulations.
- BTM : Interface pour lire les messages contenus dans les balises.
- DMI : Driver-Machine interface permet au conducteur de s'interfacer avec le train.

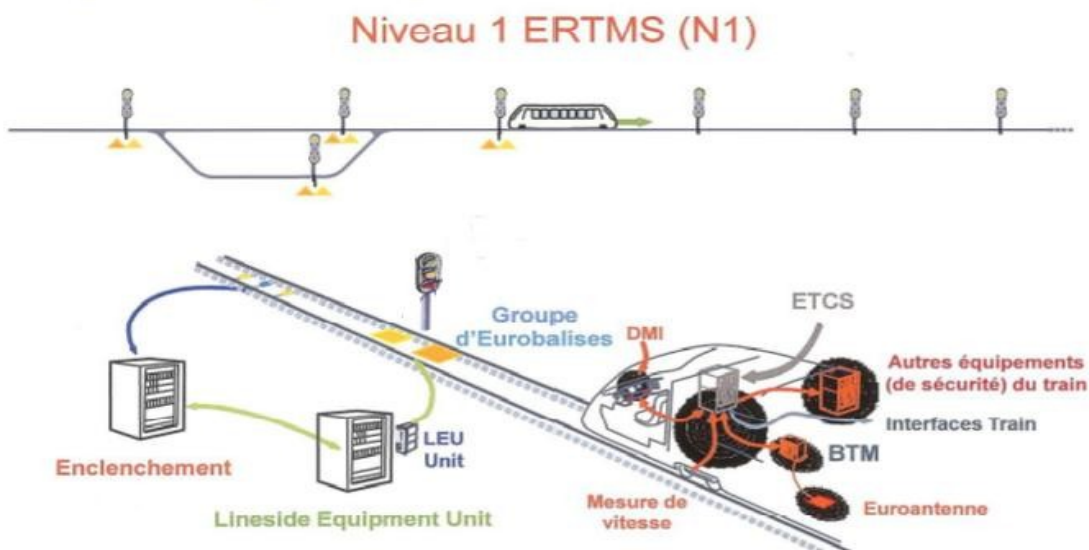


Figure 1.8 : Fonctionnement typique ERTMS niveau 1

1.1.2.2. Niveau 2

Contrairement à l'ERTMS niveau 1, ERTMS niveau 2 n'a pas besoin de signalisation latérale pour échanger les informations sol-train. Les informations nécessaires sont échangées périodiquement à l'aide d'une liaison radio exploitant le protocole GSM-Railway via une infrastructure de radiotéléphonie cellulaire propriétaire installée le long des voies. Les balises utilisées dans ce niveau sont des balises fixes, elles transmettent des informations comme la vitesse maximale autorisée à cette section de la ligne, le point kilométrique... La liaison radio permet l'échange de toutes les données dynamiques d'exploitation ferroviaire rafraichies très fréquemment. Ceci permet au train de rouler à sa vitesse maximale tout en gardant une distance de sécurité vis-à-vis du train suivant pour être en mesure de déclencher un freinage immédiat si besoin.

ERTMS niveau 2 contribue à la réduction des coûts liés à la maintenance de la ligne en supprimant la signalisation latérale. Ce niveau permet aussi d'augmenter la capacité des lignes puisque le train circule à sa vitesse optimale, ce qui signifie plus de sillons ferroviaires possibles.

ERTMS niveau 2 apporte également le même degré d'interopérabilité et de sécurité que ERTMS niveau 1. Dans ERTMS niveau 2, les trains reçoivent des autorisations de mouvement (Movement Authority - MA) élaborées par un RBC (Radio Block Center) interfacé avec le système de cantonnement (circuit de voie ou compteurs d'essieux) et les postes (enclenchement et contrôle des itinéraires).

Le fonctionnement et les différents équipements utilisés dans ERTMS niveau 2 sont illustrés figure 1.9 [8].

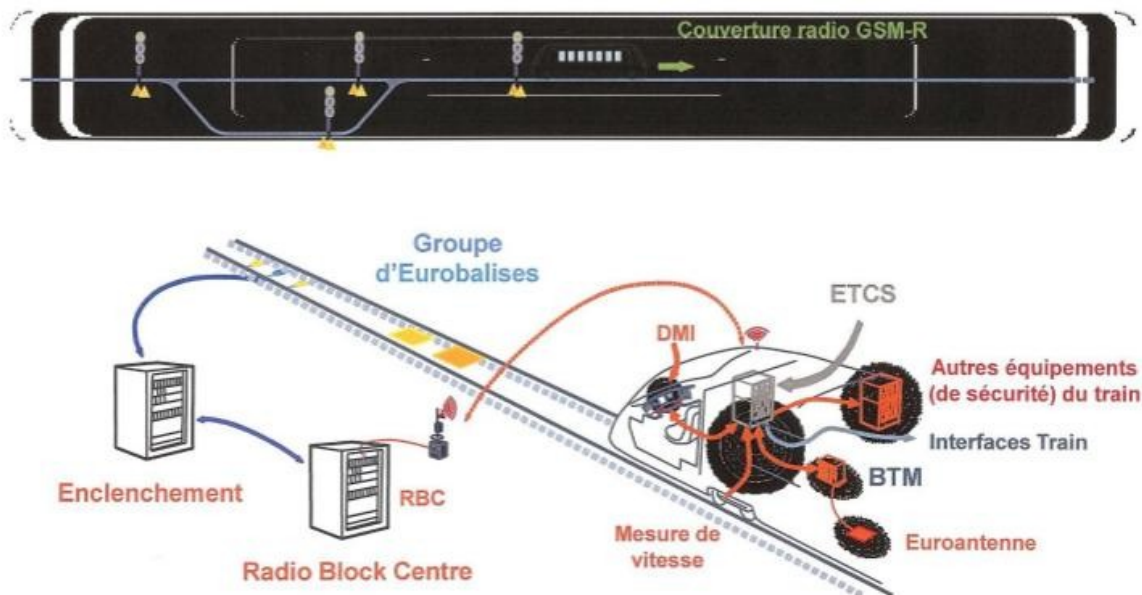


Figure 1.9 : Fonctionnement typique ERTMS niveau 2

1.1.2.3. Niveau 3

ERTMS niveau 3 est encore à l'étude et n'a pas connu à ce jour de réelle implémentation. Tandis que dans ERTMS niveaux 1 et 2, on utilise un principe de cantons fixes délimités une fois pour toutes à la voie et dans lesquels un seul train peut être présent à la fois, ERTMS niveau 3 introduit une technologie de canton mobile, accompagnant le train lors de son déplacement. Dans ERTMS niveau 3, les positions et vitesses des trains sur la ligne sont envoyées de façon continue au RBC. Les trains reçoivent en retour une autorisation de marche valable pendant une période de temps limitée. Ces informations sont obligatoirement rafraichies périodiquement et permettent de maintenir l'espace de sécurité nécessaire entre les trains. Ceci permet à nouveau d'augmenter la densité de trains sur la voie.

Le fonctionnement et les différents équipements utilisés dans ERTMS niveau 3 sont illustrés figure 1.10 [8].

Il est possible d'évoluer d'un niveau ERTMS à un autre, le système permettant cette migration. Par exemple le passage du niveau 1 à niveau 2 s'effectue en supprimant la signalisation latérale, en installant un réseau radio et un RBC et en maintenant les balises pour le positionnement. En passant au niveau 3 on supprimera les cantons de voie et les systèmes de détection d'occupation des cantons par les trains mais on ajoutera notamment un contrôle d'intégrité des trains.

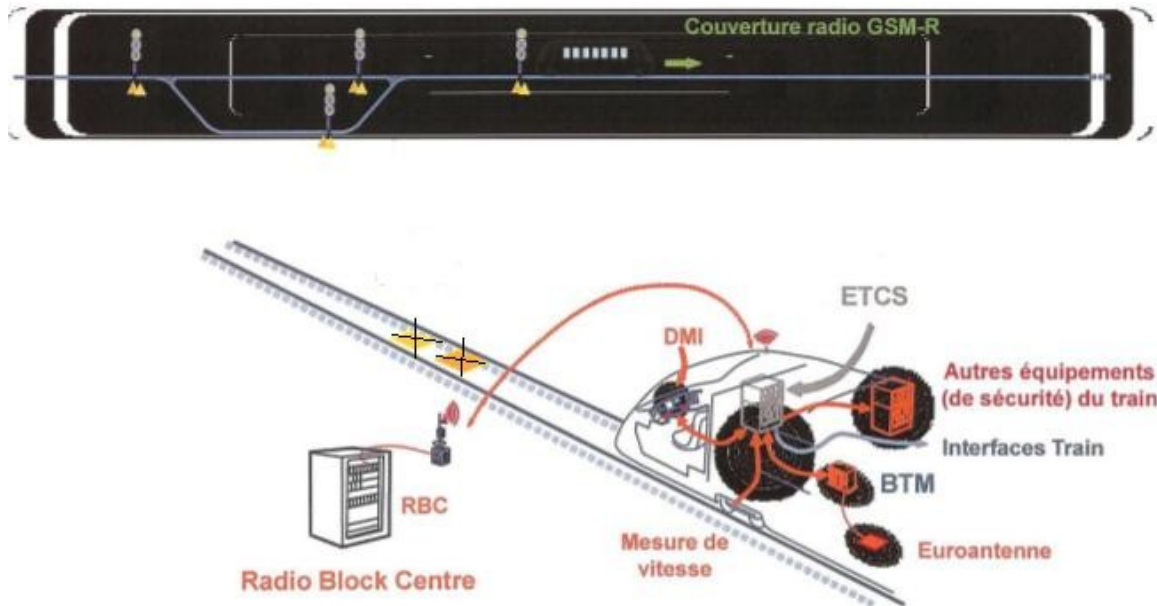


Figure 1.10 : Fonctionnement typique ERTMS niveau 3

Pour ces trois niveaux, nous retenons qu'il est fait un usage massif de balises assurant des fonctions de communication et de localisation.

De manière plus technique, la balise utilise une antenne à boucle magnétique afin de limiter le rayonnement électromagnétique non désiré hors emprise ferroviaire. Le train télé alimente la balise en émettant un signal de puissance émise égale à 20 W centré sur la fréquence 27,095 MHz. Pour transmettre les informations du sol au train, la balise réfléchit un signal modulé en 2-FSK avec une fréquence centrale de 4,234 MHz. La déviation de fréquence est $\pm 282,24$ kHz. Les deux états logiques 0 et 1 de la transmission de données sont associés respectivement aux fréquences de 3,951 MHz et 4,516 MHz. Le lien radio autorise un débit de 564,48 kbit/s, soit une transmission d'un bit en 1,77 μ s. Le message contenu dans la balise est encapsulé dans une trame de 341 bits ou 1033 bits. Le train utilise deux formes de signaux pour activer la balise, soit un signal ASK (Amplitude Shift-Keying) permettant de transmettre un signal d'horloge, soit un signal CW (Continuous Wave) pour ne transmettre que l'énergie de télé alimentation. Le temps activation de la balise requis pour la première modulation est 250 μ s et de 150 μ s pour la seconde. Le réveil de la balise se fait lorsque le train est pratiquement à la verticale de la balise, ce qui impose de fortes contraintes car la portée est très limitée.

La balise visible figure 1.1, fortement exposée aux projections de ballast, est abritée dans une enveloppe polyester verte chargée en verre. Les dimensions de la balise sont 450x320x55 mm et pèse 4,4 kg, sans les câbles. La balise est conforme à la norme IP67 (résistante à la poussière et l'eau) et est opérationnelle entre -25 et 70° C.

En dépit de son déploiement important et de ses bonnes performances, ce système peut désormais être conçu à l'aide de techniques plus modernes. L'idée générale que nous portons est de proposer une nouvelle génération de balise radio qui opère à des portées de quelques mètres, tout en assurant une localisation relative très précise et qui remplacera les balises actuelles. De plus, cette balise ne sera plus positionnée entre les rails mais en bord de voie pour faciliter les opérations de maintenance lors de l'entretien de la voie. En lieu et place d'une télé alimentation depuis le train, une alimentation locale utilisant des énergies renouvelables (solaire, éolienne..) sera recherchée. Le tableau 1 résume les spécificités dont notre balise doit disposer vis-à-vis de celle existante.

Tableau 1.1 : Comparaison eurobalise et nouvelle balise

Communication	Spécifications eurobalise	Spécifications nouvelle balise
Fréquence	4,234 MHz	500 MHz ou 1.5 GHz entre 3,11 GHz et 4,8 GHz
Modulation	2-FSK	Choix de modulation adaptatif pour obtenir la plus faible consommation possible
Débit	564,48 Kbit/s	Quelques dizaines de Mbit/s
Portée	Portée très petite limitée à 0,2m (couplage magnétique)	Portée qui peut atteindre une dizaine de mètres

1.2. Les systèmes de communication « verte »

Ces dernières années, le nombre d'appareils communicants tels que les téléphones mobiles et les objets connectés a énormément augmenté. L'utilisateur souhaite notamment disposer de plus en plus de débit utile lui permettant de bénéficier d'un service de haut niveau. Il en résulte un besoin croissant pour des réseaux performants qui opèrent partout et en permanence. Cette demande grandissante pose un problème croissant de consommation énergétique lorsque l'on sait que l'énergie totale consommée par les infrastructures des réseaux mobiles, les réseaux de communication filaire et internet représente 3% de l'énergie électrique consommée dans le monde. Cette valeur est encore amenée à croître si la conception d'infrastructures de télécommunication plus économes en énergie n'est pas mise en avant. Il faut aussi trouver des solutions économes pour les équipements mobiles puisque les progrès dans la technologie des batteries ne compensent pas le besoin d'énergie croissant lié au développement des performances de ces équipements. Un des plus sérieux challenges des systèmes de communication du futur concerne donc l'efficacité énergétique. Cette efficacité n'est pas seulement bénéfique à l'environnement avec une diminution de l'empreinte carbone puisque les télécommunications représentent 2% de l'émission mondiale, elle l'est aussi pour les opérateurs de télécommunications pour lesquels la consommation énergétique de l'infrastructure des réseaux mobiles est égale à 50% des dépenses [9]. Récemment, les industriels et les chercheurs académiques ont pris au sérieux le problème de la consommation énergétique et nous présentons dans ce qui suit quelques résultats de recherches menées dans ce domaine de l'efficacité énergétique des réseaux de radiocommunication mobiles. Ainsi, les recherches en cours traitant de la prochaine génération de réseaux mobiles 5G mettent la consommation énergétique en préoccupation centrale, ce qui constitue un développement majeur par rapport à la 4G.

1.2.1. Efficacité énergétique et réseaux mobiles

Comme nous avons évoqué plus haut, la consommation énergétique des réseaux de radiotéléphonie mobile représente la moitié des dépenses des opérateurs de télécommunications. Ce problème économique grandissant a poussé les opérateurs à chercher des techniques permettant de réduire la consommation énergétique. Ils ont ainsi étudié systématiquement la consommation de tous les composants et équipements du réseau mobile. Les études ont montré que le bloc qui consomme le plus d'énergie est constitué par la station de base (BS) [10]. Les BSs, à elles seules, sont responsables de 60 à 80 % de la consommation du réseau mobile. Nous présenterons dans cette partie quelques résultats de recherche qui visent à la réduction de la consommation de la BS afin de rendre cet équipement plus efficace énergétiquement.

1.2.1.1. Nouvelle conception hardware et énergie renouvelable

Le nombre d'abonnements mobiles a explosé ces dernières années et l'émergence de nouveaux services multimédia comme la vidéo à la demande, le streaming de contenu multimédia, le cloud et les jeux en ligne ont généré un besoin de débit de données très important. Pour prendre en compte ce problème, les opérateurs de télécommunication avec l'aide des régulateurs du secteur ont déployé de nouvelles normes de réseaux sans fil comme

UMTS, WiMax et LTE. Ces techniques sont capables de transmettre une quantité conséquente de données en exploitant une bande passante fixe. Un problème majeur de ses normes est leur sensibilité face aux distorsions de l'amplificateur de puissance (Power Amplifier - PA) des BSs. Les distorsions du PA dégradent la qualité du signal et diminuent la portée par conséquent. De ce fait, les opérateurs sont obligés, soit de réduire la puissance du signal transmis, soit d'utiliser des PAs plus puissants mais linéaire pour garder la même couverture. En choisissant des PAs plus puissants les opérateurs augmentent la consommation énergétique des BSs et par conséquent leurs dépenses. La puissance consommée par un PA compte pour 30% de l'énergie totale consommée par une BS. Concevoir des PAs efficaces énergétiquement constitue ainsi une solution pour obtenir des BSs plus économes.

Pour contrer ces problèmes de distorsion, Texas instruments [10] a imaginé deux solutions :

- La première solution consiste à ajouter un bloc de pré-distorsion numérique adaptatif (digital pre-distortion (DPD)). Le DPD est une technique qui compare le signal de sortie déformé avec le signal d'entrée non déformé. Après cette opération, le bloc DPD ajoute un signal opposé en phase à la distorsion de la sortie afin d'éliminer la distorsion. On peut dire que DPD possède la capacité d'étendre la linéarité du PA. La DPD étend la linéarité du PA de 2 à 3 dB ce qui s'avère très significatif. La figure 1.11 illustre le fonctionnement du bloc DPD. En étendant la linéarité du PA, un PA moins puissant peut ainsi assurer la couverture requise par le système. La linéarité du PA détermine ainsi le degré de son efficacité énergétique. En outre, le PA dissipe moins de chaleur, ce qui contribue à diminuer le nombre d'équipements utilisés pour le refroidissement et aide à réduire les dépenses opérationnelles de l'opérateur.

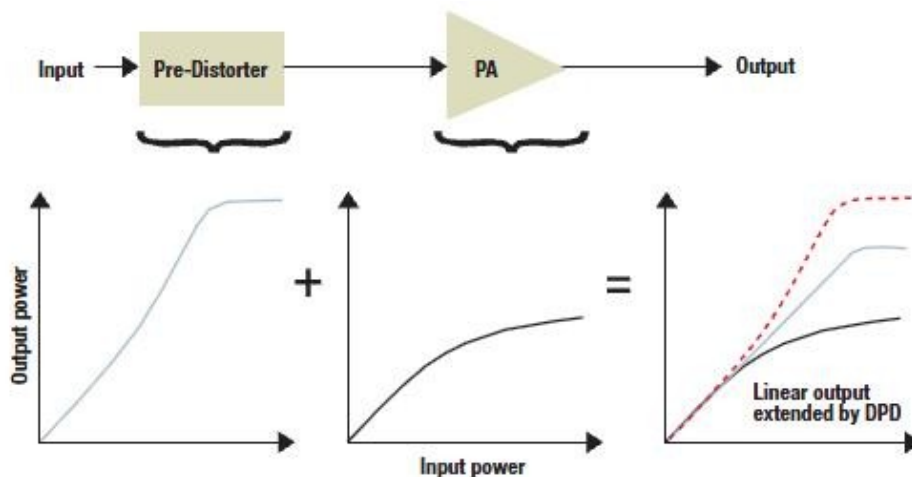


Figure 1.11 : Linéarisation du PA en utilisant un DPD

- La seconde technique consiste à réduire le facteur de crête (CFR). Cette technique introduit un algorithme unique pour éliminer la hauteur excessive du signal de pic en ajoutant un signal inverse au lieu d'écarter le signal.

L'écrtage du signal est en effet proscrit car il ajoute une distorsion supplémentaire au signal de sortie.

Dans l'article [11], des chercheurs italiens, avec le concours de l'opérateur Vodafone, ont voulu tester l'impact énergétique que peuvent avoir les énergies renouvelables telles que les énergies photovoltaïques et éoliennes sur la consommation énergétique des réseaux de téléphonie mobile. Ils ont installé des sources d'énergie renouvelable sur des sites de transmission de signal mobile, à proximité des BSs. La figure 1.12 présente un site de ce type qui exploite l'énergie photovoltaïque comme source d'énergie électrique. Les résultats ont montré qu'en utilisant ces nouvelles sources d'énergie, on pouvait économiser de 10 à 20% de l'énergie électrique selon les conditions environnementales, c'est-à-dire disposer d'assez d'heures d'ensoleillement ou d'assez d'heures de vent pour générer l'énergie nécessaire. De cette façon, cette technique contribue également à la réduction de l'émission de gaz à effet de serre.

L'équipementier de télécommunications Ericsson fait également partie des industriels qui a développé des solutions pour diminuer la consommation des opérateurs de télécoms [12]. Ses ingénieurs ont installé dans des sites ruraux et des sites éloignés du réseau électrique l'équipement BS RBS 2111 optimisé en termes de consommation électrique. La spécificité de cette BS réside dans l'utilisation d'une source d'énergie locale complémentaire qui peut être solaire ou éolienne. La RBS réduit la consommation électrique par 50% et n'exploite désormais que 50 m² de panneaux solaires pour fonctionner contre 200 m² initialement. De plus, Ericsson a développé récemment une nouvelle génération de BSs, la RBS2216. Cette dernière peut fonctionner dans des environnements thermiques plus élevés. Ceci permet l'utilisation de techniques alternatives de refroidissement. Les résultats de déploiement ont ainsi permis de réaliser 60% de réduction de l'énergie utilisée pour le refroidissement.



Figure 1.12 : Antenne de transmission de réseau mobile avec des panneaux photovoltaïques

1.2.1.2. Gestion des multiutilisateurs

Dans une BS, la consommation énergétique du PA et le système de refroidissement de ce dernier constitue les postes essentiels de consommation en énergie électrique et, ainsi que nous l'avons vu plus haut, en diminuant la consommation du PA, on diminue la consommation totale de la BS. En planifiant un bon management d'interférence (Interference Management - IM), nous pouvons compenser l'effet de la réduction de l'énergie de transmission sur la qualité de service, surtout dans les petites cellules où il existe un nombre limité d'utilisateurs. Dans [13], les chercheurs ont étudié deux sortes de partage d'énergie, un partage temporel et un partage spatial ainsi que leurs effets sur le planning de l'IM. Dans le scénario spatial, ils partagent la puissance d'une façon adaptative à travers les BSs du réseau, en fonction de la topologie et la distribution des utilisateurs. Dans le scénario temporel, la puissance disponible dans chaque BS varie dans le temps en fonction de la variation des caractéristiques des canaux des utilisateurs de telle sorte que la réduction de puissance reste la même. Ces chercheurs ont imaginé quatre combinaisons de partage comme le représente la figure 1.13. Ils ont aussi analysé l'impact de ces combinaisons sur la consommation totale de la BS. Après des simulations extensives, trois observations concernant l'effet du partage spatio-temporel sur l'efficacité énergétique ont été mises en évidence :

- En comparant le partage spatio-temporel avec le non partage, ils ont obtenu un gain au niveau de l'économie d'énergie et performances du système ; le gain énergétique s'avère toutefois supérieur au gain en performances.
- Si la régulation diminue la puissance disponible à transmettre le gain du partage spatio-temporel s'avère plus élevé.
- En utilisant un simple partage spatial on obtient quasiment le même gain au niveau économie d'énergie.

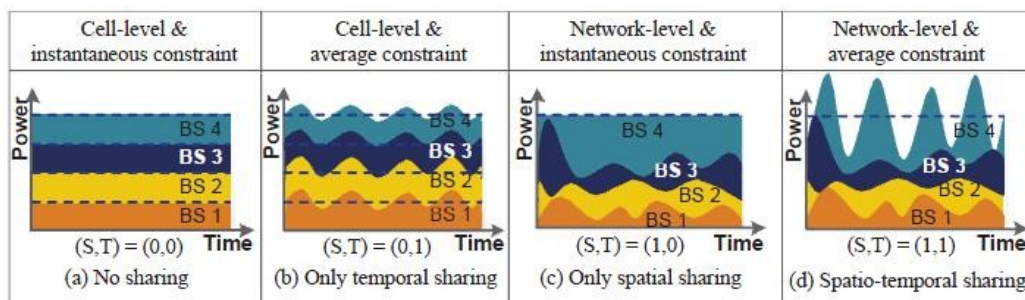


Figure 1.13 : Quatre combinaisons de partage spatio-temporel

La figure 1.13 illustre le cas sans partage (a) avec un partage temporel (b), avec un partage spatial (c) et avec un partage spatio-temporel (d).

1.2.1.3. Réseau et planification pour des communications « vertes »

Nous savons que la taille de la cellule dans les réseaux mobiles détermine la consommation énergétique de cette cellule et que la consommation diminue avec la taille de la cellule. Intui

Nous pouvons imaginer qu'une bonne planification ainsi qu'une coopération entre des cellules de tailles différentes peuvent réduire la consommation globale du réseau mobile. Dans cette logique, dans [14], les auteurs ont essayé d'étudier l'impact de la taille des cellules sur la consommation d'énergie. Ils ont obtenu que des cellules de différentes tailles sont plus économes pour gérer différentes charges. Ce résultat s'explique par la variation du trafic pendant la journée, aucune cellule n'est ainsi la plus efficace en permanence. Ils ont également montré qu'en faisant varier la taille de la cellule constamment et arbitrairement selon la demande du trafic permet de réduire l'énergie totale du réseau de 46%. Le caractère arbitraire de l'expérience pourrait générer des contraintes sur le bon fonctionnement du réseau. De ce fait, les auteurs ont introduit une architecture cellulaire multicouche qui détecte la demande du trafic à des emplacements différents et sélectionne la meilleure taille possible à partir d'un ensemble de choix instauré par l'opérateur. Le but est de disposer d'une architecture dynamique et automatique qui réduit la taille des cellules lorsqu'une capacité élevée est demandée, et étend celle-ci lorsque la charge est réduite. Avec un système à deux couches, soit deux tailles de cellules disponibles, ils ont ainsi réussi à réduire la consommation de 40%.

Dans une vision de planification de déploiement dans un but d'économie d'énergie, l'article [15] introduit une approche stochastique utilisant la programmation mixte en nombres entiers pour modéliser et résoudre le problème de l'emplacement des BSs dans une perspective d'économie d'énergie. Cette technique identifie une allocation optimale des BSs en tenant compte de la distribution des utilisateurs. L'algorithme considère le trafic dans les zones de couverture tout au long de la journée et s'avère capable d'ajouter les projections de croissance du trafic pour gérer les changements futurs. Les emplacements des BSs sont choisis à partir d'un ensemble d'emplacements possibles prédéfinis par l'opérateur et représentatifs de la réalité terrain. Cet algorithme de planification d'emplacement a réalisé une économie de 96% en comparaison avec une planification sans l'algorithme décrit dans l'article [15].

La communication coopérative constitue une technique de communication qui a vu le jour ces dernières années afin de d'élargir les rayons des cellules mobiles et d'augmenter simultanément la capacité de ces cellules. L'utilisation des relais dans les réseaux mobiles a étendu la durée de charge de la batterie des équipements mobiles, ce qui est bénéfique dans une perspective d'économie d'énergie. L'intégration des relais dans le fonctionnement des réseaux permet de diviser le trajet entre BS et le mobile ou l'inverse en plusieurs morceaux là où l'effet de canal est plus favorable. Cette division permet l'allocation d'énergie de transmission réduite pour les BSs et les relais. La communication coopérative se fait de deux façons différentes :

Relais fixes :

L'installation de relais fixes dans des cellules du réseau mobile (figure 1.14) permet de gérer plusieurs utilisateurs en utilisant moins d'énergie. Les relais fixes n'ont pas besoin d'équipements pour être raccordés au réseau car la communication entre eux et les BSs se fait par voie radio. Donc on peut assurer une bonne couverture sans consommer l'énergie liée au composant du réseau comme on le pratique dans le cas des BSs. Différents travaux

derecherche ont été menés pour trouver l'emplacement optimal des relais dans le réseau et ainsi économiser le maximum d'énergie possible. Dans [16], les auteurs ont étudié l'impact énergétique de la communication coopérative en prenant en compte un trafic asymétrique (charge de données différente pour les liens montant ou uplink et descendant ou downlink). Le but de cette démarche est de trouver l'emplacement optimal des relais pour l'uplink et le downlink. Ils ont initié ce travail en trouvant le débit adéquat qui permet au terminal mobile de consommer le moins d'énergie. Ils ont ensuite examiné les régions de coopération pour illustrer les effets de la coopération sur la consommation globale du système et trouver l'emplacement idéal pour un maximum d'économie d'énergie. Leurs simulations ont montré que la combinaison - emplacement optimal du relais et débit optimal - apporte une économie d'énergie substantielle.

Coopération entre utilisateurs :

Cette approche consiste à utiliser les utilisateurs du réseau en tant que relais. L'article [17] examine la coopération entre terminaux mobiles dans un réseau pour transmettre l'information à la BS en utilisant des relais fixes. Ses auteurs ont comparé la solution qui utilise la coopération intra-réseau (relais) et la solution qui utilise la coopération entre utilisateurs. Les simulations ont montré que la distance entre la BS et les terminaux joue un rôle essentiel dans l'économie d'énergie. Lorsque les utilisateurs sont proches de la BS, la coopération entre utilisateurs consomme plus d'énergie électrique que la coopération intra-réseaux. Cependant, lorsque les utilisateurs sont loin de la BS et que la distance entre les deux utilisateurs est limitée par rapport à la distance à la BS, alors la coopération entre utilisateurs consomme moins que la coopération intra-réseaux.

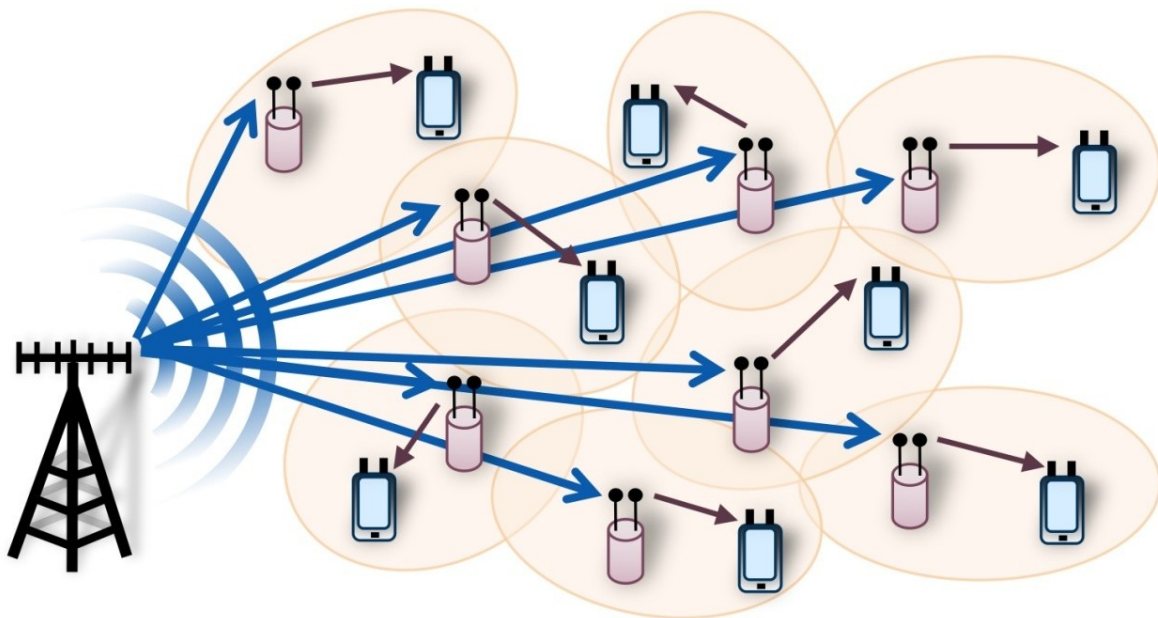


Figure 1.14 : Principe des relais fixes

L'étude bibliographique révèle également une autre méthode pour réduire la consommation énergétique du réseau mobile. Celle-ci consiste à éteindre les BS dans des cellules inutilisées lorsque le trafic des données le permet, tout en assurant une qualité de service (QOS)

acceptable. Alcatel Lucent [18] propose ainsi une méthode automatique pour éteindre les cellules non nécessaires au fonctionnement, en modifiant la topologie du réseau et réduisant la puissance rayonnée. Cette méthode fait appel à des techniques comme la réduction de la bande passante et le micro-sleep des cellules. Le challenge que ses ingénieurs ont relevé est d'assurer une bonne couverture et une bonne QoS tout en consommant le moins d'énergie possible. Dans [19], les auteurs ont dérivé des politiques d'efficacité énergétique dans des réseaux 'verts' en utilisant des outils multi-modulaires. Premièrement, dans le cas d'un centre de contrôle, ils ont proposé une politique énergétique optimale qui a pour but de maximiser le throughput du système en tenant en compte un certain pourcentage de BSs désactivées. En second, ils ont proposé une autre politique énergétique optimale consistant à employer chaque BS d'une façon décentralisée pour minimiser le buffer des données qui arrivent tout en gardant le période de veille dans le long terme de la BS supérieure à un seuil prédéterminé. Ces deux politiques aident à désactiver les BSs et à maintenir des réseaux efficaces. L'article [20] propose ainsi deux méthodes de sélection de BSs à éteindre pour économiser l'énergie. La première permet de réaliser une économie de 26% et la seconde une économie de 40%.

1.2.2. Efficacité énergétique et ULB

La technique radio Ultra Large Bande ou ULB est une technique de communication sans fil permettant de transmettre une grande quantité de données sur un large spectre de fréquences tout en utilisant une faible puissance d'émission. Cet étalement d'énergie permet au système d'être robuste aux interférences créées par les autres systèmes sans fil à bande plus réduite. La bande passante importante de ces systèmes ULB permet aussi intrinsèquement une localisation très précise [21]. L'émetteur ULB, dans sa version à impulsions, transmet une ou plusieurs impulsions très brèves associés à chaque donnée à transmettre. Afin d'obtenir un bon niveau de performance, l'émetteur et le récepteur doivent être synchrones pour pouvoir récupérer le signal transmis. Afin de ne pas affecter les autres systèmes de communication, l'organisme de régulation des télécommunications américain, la FCC a limité la bande passante des systèmes ULB au spectre entre 3,1 GHz et 10,6 GHz et la puissance de transmission qui ne doit pas dépasser -41 dBm/MHz. On trouve la technologie ULB dans plusieurs domaines tels que :

- La communication ;
- Les systèmes de vision radar au travers des murs et du sol ;
- Les réseaux de capteurs ;
- La localisation indoor ;
- Les radars autonomes.

Nous nous intéressons désormais plus particulièrement aux travaux de recherche qui ont pour but la réduction de consommation des systèmes de communication ULB. Pour cette technique radio particulière, il existe différentes façons de réduire la consommation énergétique. Quelques-unes sont rappelées dans la section suivante.

1.2.2.1. Composants efficaces énergétiquement

Dans la référence [22], les auteurs présente le design et l'implémentation d'un générateur d'impulsions qui utilise la technologie CMOS pour la réalisation d'un émetteur ULB multi-bandes destiné à une transmission radio non-cohérente. L'architecture de l'émetteur récepteur est représentée figure 1.15.

Un système ULB qui exploiterait toute la bande autorisée de 3,1 à 10,6 GHz opérerait avec une puissance de bruit élevée à sa réception ainsi qu'en présence de nombreuses interférences en provenance d'autres services à bande moins large.

Pour obtenir de meilleures performances, il est préférable d'utiliser une bande passante plus étroite d'où le recours à trois bandes de 528 MHz située entre 3,1 GHz et 5,1 GHz dans la conception de ce générateur. Celui-ci génère des impulsions multi-bandes grâce à une opération de commutation interne de l'oscillateur. La simulation et les résultats de mesures ont montré que ce nouveau générateur est à faible consommation puisque l'énergie consommée est égale à 16 pJ par impulsion émise. Un tel générateur peut être intégré dans un émetteur ULB peu complexe et globalement à faible consommation.

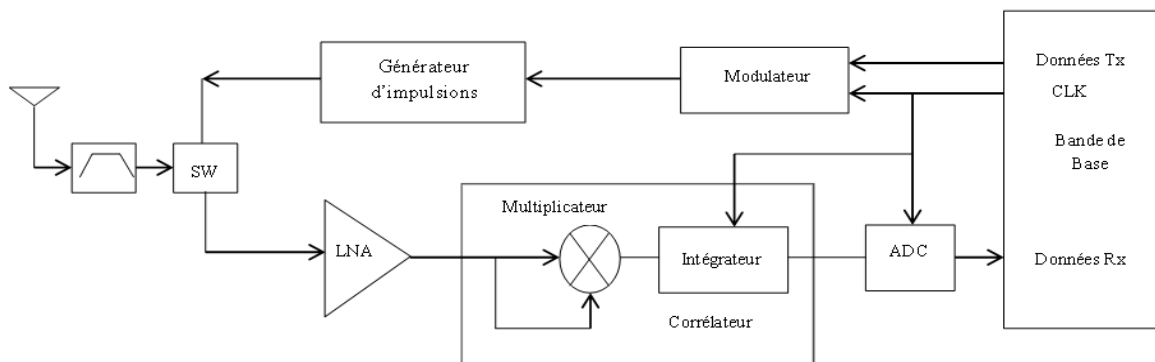


Figure 1.15 : Architecture d'émetteur/récepteur

Dans [23], un émetteur schématisé figure 1.16 génère une impulsion étroite à l'aide d'un circuit numérique simple. Afin de minimiser l'énergie consommée, l'impulsion est modulée avant la phase de formation de l'impulsion. L'impulsion passe ensuite à travers un PA qui met également en forme l'impulsion modulée pour respecter le masque de régulation de la FCC. L'émetteur est implémenté en utilisant la technologie 0.18- μm CMOS et les simulations ont montré une haute efficacité énergétique à un débit de donnée élevé.

L'article [24] propose un corrélateur d'impulsions distribué (DPC) dans le but de réaliser un récepteur ULB reconfigurable pour une détection d'impulsion très rapide. Un récepteur basé sur le DPC a été implémenté utilisant la technologie 0,18 μm CMOS, le corrélateur a montré une dissipation énergétique très satisfaisante en consommant 40 pJ par impulsion générée et 190 pJ par impulsion pour tout le récepteur.

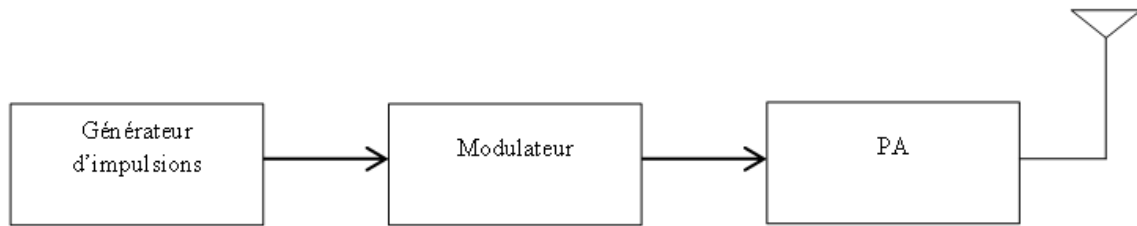


Figure 1.16 : L'émetteur proposé

1.2.2.2. Efficacité énergétique niveau réseau

Dans cette section, nous abordons un autre champ applicatif de l'ULB qui concerne les réseaux de capteurs sans fil. Un réseau de capteur constitue une technologie utilisée dans plusieurs domaines de la vie quotidienne comme la gestion d'inventaire, le repérage, la localisation, la santé, la sécurité et le transport.

Ces capteurs sont capables d'acquies un paramètre, de calculer et de transmettre une information. Ils sont généralement conçus pour être autonomes et pour être installés en des situations géographiques où l'énergie électrique est inexistante. De ce fait, la consommation énergétique constitue un enjeu majeur qui doit être pris en compte dans la planification et le fonctionnement du réseau. Nous avons indiqué plus haut que l'ULB constitue une technique de communication connue pour sa réalisation peu complexe et pour sa consommation réduite, elle s'avère donc également très compatible avec une utilisation dans de tels réseaux de capteurs.

Dans [25], l'emplacement physique des capteurs constitue une donnée primordiale pour le routage du réseau. La technique ULB est adoptée pour localiser les capteurs précisément. Il est difficile de trouver un routage optimal pour tout le réseau. De ce fait, une solution de routage sous-optimale est développée en utilisant les emplacements des capteurs dans le réseau. Cette solution consiste à trouver le chemin entre le capteur émetteur et le capteur destinataire qui aide à produire la transmission la plus économe énergétiquement.

La figure 16 compare la consommation d'énergie par paquet envoyé du nouvel protocole de routage 'location-aided energy-efficient routing' (eLAR) et un protocole de routage connu 'Ad hoc on demand distance vector' (AODV). Ce nouveau protocole eLAR améliore de façon notable la consommation totale du réseau comme on peut l'observer figure 1.17. Le protocole eLAR s'avère particulièrement efficace puisqu'il choisit une connexion directe entre deux capteurs ou une connexion avec des capteurs intermédiaires dans le seul but de consommer moins d'énergie.

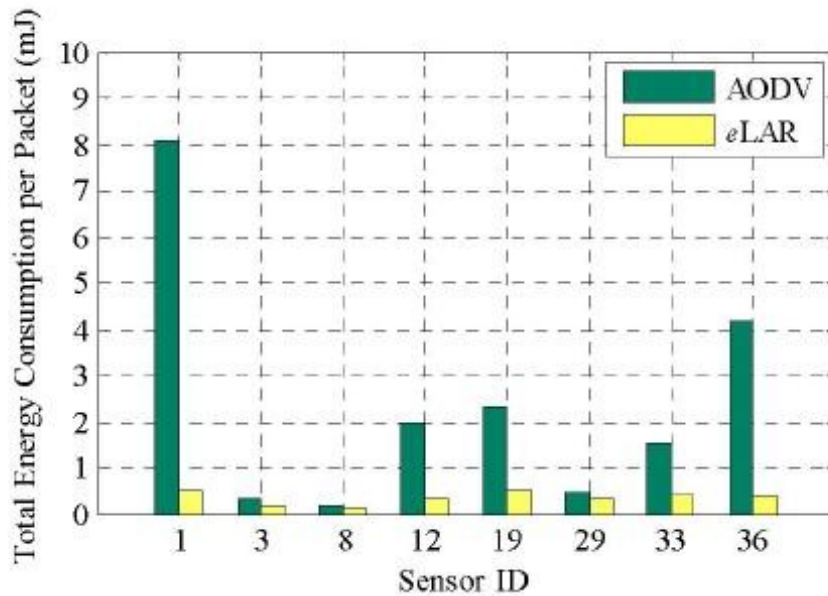


Figure 1.17 : Consommation de eLAR vs. AODV

L'idée générale portée par l'article [26] est de trouver le chemin le plus économique énergétiquement pour prolonger la durée de vie du réseau de capteurs dans sa globalité en cherchant le meilleur lien possible avec une bonne QoS. Les auteurs proposent un algorithme efficace énergétiquement qui supporte plusieurs métriques à lien adaptatif selon la position du capteur, la qualité du lien et la capacité du prochain capteur sur le chemin du récepteur destinataire. Les performances de ces métriques ont été testées dans un réseau de capteurs avec une topologie aléatoire et une topologie fixe. Les simulations ont prouvé que la sélection du meilleur lien utilisant la diversité spatiale des capteurs est exploitée efficacement et qu'en choisissant le capteur disposant de la batterie la plus chargée, on prolonge la durée de vie du réseau.

1.2.2.3. Transmission efficace énergétiquement

Dans [27], les auteurs ont introduit et analysé un protocole de transmission adaptatif efficace énergétiquement qui s'appelle 'adaptive transmission protocol for ultra wideband wireless sensor networks' (ATP-UWSN) destiné aux réseaux de capteurs. Ce protocole détermine les paramètres de communication adéquats pour un lien de transmission donné en respectant un BER cible. Les paramètres variables sont le débit du code et la longueur du code d'étalement de spectre. Ces derniers sont optimaux par rapport aux conditions du canal. L'ATP-UWSN utilise un code correcteur d'erreur RCPC et l'étalement de spectre se définit comme le nombre d'impulsions utilisées pour transmettre un bit de donnée. Ce protocole réduit la consommation énergétique et l'influence des interférences en choisissant un niveau élevé de correction d'erreur lorsque les conditions du canal le permettent. De plus, lorsque le niveau des interférences lié à l'activité des autres capteurs augmente, le protocole répond par une augmentation de la longueur du code d'étalement. L'ATP-UWSN traite chaque paquet de données d'une façon individuelle. Les paramètres de transmission sont obtenus grâce à l'état précédent du canal. Ce dernier est conditionné par le multi-trajet, l'évanouissement et le degré des interférences. Ces conditions sont déterminées au niveau du récepteur. Lorsque le

récepteur calcule le débit du code et la longueur du code d'étalement, il envoie un paquet de contrôle à l'émetteur pour adapter le lien de communication pour la prochaine transmission. Pour évaluer leur protocole, les auteurs l'ont comparé avec un protocole de transmission non adaptatif (NATP) en utilisant une unité de mesure appelée 'average information throughput efficiency' (AITE) qui est le produit de l'avancement de la transmission en distance vers la destination finale et le throughput local par unité d'énergie transmise. Les résultats ont montré que l'ATP-UWSN consomme beaucoup moins que le NATP puisque l'ATP-UWSN marque une valeur plus élevée de l'AITE pour l'ensemble des distances considérées. Les auteurs ont conclu que l'ATP-UWSN constitue un protocole de communication efficace énergétiquement en mesure de prolonger la durée de vie du réseau de capteurs.

Comme on l'a vu dans ce chapitre, les systèmes de communication ULB sont connus pour leur débit élevé et leur consommation énergétique basse. Nous adoptons donc un système ULB pour notre nouvelle balise de communication. Lors du chapitre suivant nous poursuivrons cette démarche et présenterons les techniques de transmission utilisées dans les systèmes ULB pertinentes vis-à-vis de notre application.

Conclusion du premier chapitre

Dans ce premier chapitre, nous avons introduit les fonctionnalités d'une nouvelle génération de balise ferroviaire disposant de performances supplémentaires à celle exploitée actuellement et que nous souhaitons concevoir. Cette nouvelle balise doit être économe en terme de consommation énergétique pour pouvoir être alimentée localement sans avoir recours à un réseau d'énergie d'alimentation basse tension. De ce fait, d'une part il faut estimer l'énergie nécessaire pour le bon fonctionnement et d'autre part, il faut optimiser cette consommation en utilisant des techniques de modulation et de codage les plus économes possible. Afin de préciser les performances attendues, nous avons initialement effectué un bref rappel portant sur les systèmes de signalisation ferroviaire en insistant sur la balise KVB actuelle et de sa déclinaison Eurobalise développée pour contribuer à l'interopérabilité ferroviaire européenne. Nous intéressant tout particulièrement au développement d'algorithmes de communication permettant de limiter la consommation en énergie des dispositifs, nous avons résumé quelques secteurs clés de la communication dite « verte ». Dans un premier temps, nous nous sommes concentrés sur les travaux de recherches qui ont pour but la diminution de l'énergie consommée par les réseaux de téléphonie mobile. Cette consommation constitue un poste très conséquent de dépenses d'entretien des réseaux mobiles dont la tendance est à la hausse puisque la demande de déploiement de nouvelles cellules est grandissante. Nous avons rappelé que les équipements des réseaux mobiles qui consomment le plus d'énergie sont les BSs. Pour réduire la consommation de ces dernières, les chercheurs ont en particulier travaillé à la réduction de consommation du PA des BSs, et en conséquence à la réduction de l'énergie liée aux moyens de refroidissement. D'autres chercheurs ont utilisé des sources d'énergie renouvelable placées à côté des BSs, exploitant une nouvelle génération de BSs économes.

De nouvelles techniques ont également vu le jour et ont été incluses directement dans le réseau pour réduire la consommation de ce dernier. C'est le cas de l'utilisation de relais pour réduire la puissance de transmission ainsi que celui de l'utilisation d'algorithmes pour éteindre les cellules où le nombre d'utilisateurs actifs est inférieur à un certain seuil. Dans un second temps, nous avons mis en avant certaines recherches qui traitent plus spécifiquement de la consommation énergétique en radio ULB. Des travaux se sont focalisés sur la réduction de consommation en énergie des composants d'émetteur et récepteur. D'autres travaux ont également développé des algorithmes de transmission en mesure d'optimiser la communication tout en consommant le moins d'énergie possible. C'est dans cette voie particulière que nous poursuivrons notre travail.

2. Chapitre 2 : Introduction à la technique radio ULB

Introduction du chapitre

Nous avons montré lors du premier chapitre que le choix de l'ULB comme technique radio pour notre système de communication présente certains avantages techniques majeurs. Ce deuxième chapitre sera consacré à l'introduction de la technique Ultra Large Bande ainsi qu'aux différents éléments nécessaires pour établir un modèle analytique de l'énergie consommée au niveau de la couche physique d'une communication ULB.

Pour ce faire, nous commencerons par effectuer un historique de la technologie radio ULB et des limitations posées par les régulateurs afin de limiter les interférences avec les systèmes déjà existants. Par la suite, nous illustrerons les deux techniques majeures d'accès au canal dans l'ULB, qui sont la 'time hopping Ultra-WideBand' (TH-ULB) et la 'direct sequence Ultra-WideBand' (DS-ULB). Nous nous attarderons sur les modulations et types de codages associés à ces deux techniques.

2.1. La technique radio Ultra Large Bande

2.1.1. Régulation

Nous rappelons qu'un signal est classé en tant que signal ULB si et seulement si sa fréquence fractionnelle est supérieure à 25%. La bande fractionnelle du signal est calculée en utilisant la formule suivante [29] :

$$B_f = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f} \quad (2.1)$$

Où f_H et f_L représentent les fréquences de coupures supérieures et inférieures à -3 dB respectivement.

En 2002, la Federal Communications Commission FCC, qui constitue l'agence responsable de réguler les systèmes de télécommunication aux États-Unis, a permis l'utilisation de l'ULB pour des applications commerciales. Elle a limité par la même occasion la puissance rayonnée des systèmes ULB [29]. La FCC a diminué également la limite de la bande fractionnelle qui

doit être maintenant simplement supérieure à 20 %. Elle a ajouté en outre une définition alternative qui décrit tout signal avec une bande passante supérieure ou égale à 500 MHz comme un signal ULB, quelle que soit sa bande fractionnelle. Les deux fréquences de coupures f_H et f_L sont en outre évaluées à -10 dB actuellement. Le tableau 2.1 [28] résume les limitations de rayonnement électromagnétique que le FCC a établi pour les applications ULB indoor et outdoor.

Tableau 2.1 : Limitations en puissance du rayonnement ULB en fonction de la bande de fréquences

Fréquences (MHz)	Indoor	Outdoor
	PIRE (dBm/MHz)	PIRE (dBm/MHz)
960-1610	-75,3	-75,3
1610-1990	-53,3	-63,3
1990-3100	-51,3	-61,3
3100-10600	-41,3	-41,3
Au-delà de 10600	-51,3	-61,3

En ce qui concerne l'Union Européenne, la Commission Européenne (CE) a généré un rapport en 2009 stipulant les spécifications que les appareils ULB doivent respecter pour être autorisés. Ce rapport a pour but de réguler l'utilisation de l'ULB à des fins commerciales. Similaire aux restrictions liées à la puissance de rayonnement aux États-Unis, la Commission autorise un rayonnement maximal de -41,3 dBm/MHz dans la bande 6000-8500 MHz avec une bande passante minimale égale à 500 MHz. La CE autorise aussi une puissance maximale de -41,3 dBm/MHz dans la bande 3400-4800 MHz moyennant un faible temps de cycle (LDC : low duty cycle). Le temps de cycle doit ainsi respecter un temps maximal de transmission inférieur à 5% d'une seconde et inférieur à 0,5% d'une heure. La figure 2.1 [32] illustre la densité spectrale moyenne de puissance autorisable sur le territoire européen en fonction de la fréquence.

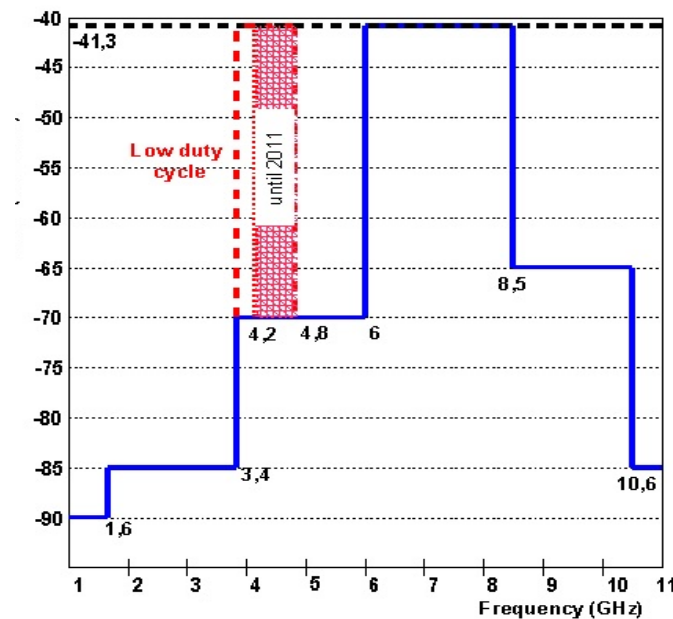


Figure 2.1 : La PIRE pour systèmes ULB autorisée en Europe

La bande 4200-4800 était autorisée, sans utilisation de LDC, dans la limite d'une puissance maximale de -41,3 dBm/MHz jusqu'à fin décembre 2010.

2.1.2. Les avantages de la technologie ULB

La technologie ULB offre certains avantages par rapport aux technologies à bande étroite notamment grâce à la transmission qui se base sur l'envoi d'impulsions de durées brèves. Dans cette section, nous rappelons quelques avantages liés à cet emploi [28].

- **Capacité du canal**

Les systèmes ULB possèdent une capacité de transmission liée à la largeur du canal qui s'avère très importante et qui constitue un des avantages majeurs de cette technologie. La capacité du canal peut être définie comme le nombre maximal de données qu'un canal peut supporter par seconde. Cette forte capacité s'exprime en exploitant la formule de Hartley-Shannon :

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (2.2)$$

où C est la capacité maximale du canal, B la bande passante du système, SNR le rapport signal à bruit. A partir de cette formule de Hartley-Shannon, nous déduisons qu'une bande passante de quelque GHz est capable de garantir une capacité ou un débit de plusieurs Gb/s. Cependant, puisque les régulateurs aux États-Unis et en Europe limitent la puissance de rayonnement des systèmes ULB, les applications ULB atteignent en général un débit maximal de l'ordre de 480 Mb/s lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur est inférieure ou égale à 10 m. Pour des applications qui demandent une portée plus importante, un compromis entre débit et distance doit être envisagé.

- **Fonctionnement assuré avec un SNR bas**

Si nous revenons à la formule 2.2, la relation entre la capacité et le SNR est logarithmique. En conséquence, les systèmes ULB peuvent opérer dans des conditions de communication dégradées avec un SNR relativement bas et pourront assurer un bon fonctionnement grâce à leurs bandes passantes conséquentes.

- **Architecture simple**

Les systèmes ULB impulsionnels présentent l'avantage d'être simples à réaliser avec un coût bas. A la différence des systèmes à bande étroite, les systèmes ULB sont des systèmes impulsionnels qui utilisent la propagation d'une impulsion brève et n'ont pas besoin de fréquences porteuses, ce qui supprime le besoin d'un oscillateur pour transposer le signal modulé à la fréquence de travail et d'un oscillateur à la réception pour revenir en bande de base. Cette simplicité de conception des équipements d'émission et de réception permet une implémentation intégrale notamment en technologie CMOS de l'émetteur et du récepteur comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent. En utilisant la technologie CMOS, nous disposons de systèmes miniatures accessibles à des coûts de production faibles.

- **Spectre similaire à un signal de bruit**

Les systèmes ULB présentent un spectre d'émission semblable à celui d'un bruit grâce à la puissance moyenne de transmission limitée et aux caractéristiques pseudos-aléatoires du signal émis. Cette propriété rend le signal ULB difficile à détecter et à intercepter, car avec une puissance d'émission si faible, les récepteurs non adaptés doivent être disposés à très faible portée pour espérer une détection. De plus, les impulsions ULB sont modulées dans le temps avec un code pseudo-aléatoire unique à chaque communication et il devient improbable de pouvoir capter le signal si la plage temporelle exacte est inconnue. En d'autres termes, il faut une synchronisation de qualité entre l'émetteur et le récepteur pour pouvoir reconstituer le signal émis. La capacité anti-compromission s'avère donc élevée et la technologie ULB peut être utilisée dans des applications qui demandent une sûreté renforcée. Ces éléments constituent une des raisons essentielles de l'utilisation de cette technique pour des applications militaires, bien avant que les régulateurs s'y intéressent.

- **Résistance aux effets de multi-trajets**

Dans tout système de communication sans fil, la présence d'obstacles génère des problèmes de multi-trajets. Les systèmes à bande étroite sont très sensibles à ces problèmes à cause des interférences du signal principal avec les signaux des trajets secondaires. Dans le cas des systèmes ULB, l'impulsion émise dure de l'ordre de quelques nanosecondes. De ce fait, les trajets secondaires décalés dans le temps, souvent de valeurs bien supérieures à cette durée, n'ont pas la possibilité temps d'interférer avec le trajet principal. Cependant, cette immunité face aux multi-trajets dépend essentiellement de l'environnement de propagation, de l'application et du nombre d'impulsions transmises par donnée émise. En effet, pour les applications ULB indoor (intérieur d'un bâtiment, laboratoire en l'occurrence) par exemples, la présence des obstacles dégrade le signal et rend nécessaire l'utilisation des récepteurs ou égaliseurs complexes afin de remédier aux problèmes des multi-trajets. Ceci augmente la complexité du système global et grève son coût de fabrication.

- **Excellente résolution temporelle**

Les systèmes ULB transmettent une impulsion très brève dans le domaine temporel. Cette propriété donne un avantage à la technologie ULB en la rendant intrinsèquement précise dans le cas du développement de techniques de localisation exploitant la mesure de temps de vol des signaux. L'ULB peut être donc utilisée dans des applications de localisation exigeant une forte précision [31].

- **Détection au-travers d'obstacles**

Les systèmes ULB possèdent une bonne capacité de pénétration des obstacles grâce aux basses fréquences présentes dans le spectre ULB. Contrairement aux technologies à bande étroite, l'ULB peut être exploitée pour développer des applications de localisation à travers certains murs et des applications de visions derrière des obstacles comme les radars 'through the wall' [33]. Cela s'avère d'autant plus faisable lors de l'exploitation des fréquences basses de la bande ULB.

La section suivante introduit maintenant quelques modulations parmi celles les plus utilisées dans l'ULB, présente les deux techniques majeures d'accès au canal en ULB et se termine par une présentation des codes d'étalement de spectre habituellement employés.

2.2. Techniques de modulation et d'accès multiple pour les systèmes ULB

Dans cette section, nous revenons sur les modulations et les deux techniques phares d'accès au canal utilisées dans l'ULB.

2.2.1. TH-ULB

Dans cette section nous décrivons la technique d'accès de type Time-Hopping (TH) et les modulations les plus souvent associées à cette technique [34].

2.2.1.1. PPM

La modulation PPM 'Pulse Position Modulation' est souvent utilisée par les systèmes ULB [35-38]. Cette modulation alloue à chaque symbole une fenêtre temporelle propre. De ce fait, les différents symboles sont modulés grâce à un décalage dans le temps.

2.2.1.2. TH-PPM

Un signal TH-PPM peut s'écrire sous la forme suivante [39] :

$$S_{TH-PPM}^{(k)}(t) = \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - d_{j/N_s}^{(k)}\delta) \quad (2.3)$$

Dans cette expression, $S_{TH-PPM}^{(k)}(t)$ représente le signal émis par l'utilisateur k , $p(t)$ est l'impulsion ULB présentée figure 2.2 normalisée pour satisfaire $\int_{-\infty}^{+\infty} p^2(t)dt = 1$. Les autres paramètres peuvent être décrits comme :

- $\sqrt{\frac{E_b}{N_s}}$ est un facteur de normalisation pour que tout le système ait la même énergie par bit notée E_b .
- N_s est le nombre d'impulsions utilisées pour transmettre un bit de donnée. Il est appelé code de répétition.
- T_f est la durée d'une trame ULB, les différentes impulsions sont espacées de cette durée. La durée de trame peut s'écrire en fonction de la durée d'une impulsion comme suit : $T_f = \beta T_b$, le facteur β prend des valeurs entre 100 et 1000, ce que se traduit en un temps de cycle très bas.
- $c_j^{(k)}$ représente le code ou la séquence TH. Il s'agit d'une variable pseudo-aléatoire appartenant à l'intervalle $0 \leq c_j^{(k)} \leq N_h$ où N_h est le nombre de sauts. Cette séquence est utilisée afin d'éviter les collisions qui peuvent arriver à cause de l'accès multiple au canal. Elle est unique pour chaque utilisateur. En d'autres termes, cette séquence

rajoute un décalage l'impulsion de $c_j^{(k)}T_c$ (le T_c est la durée d'un saut avec $T_f \geq N_h T_c$) et le récepteur doit connaître la valeur de la séquence pour pouvoir récupérer la donnée envoyée.

- δ est le paramètre de modulation PPM et $d_{j/N_s}^{(k)}$ est le bit d'information qui prend des valeurs dans $\{0, 1\}$.

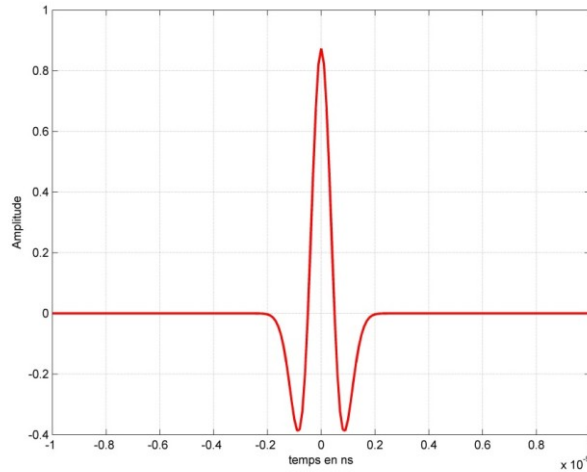


Figure 2.2 : Impulsion ULB

Pour mieux expliquer le fonctionnement du système TH-PPM, la figure 2.3 représente une modulation PPM associée à un utilisateur donné. Nous prenons une séquence TH $c_j^{(k)} = [1002]$ dont le nombre de sauts est $N_h = 2$ et le nombre d'impulsions pour transmettre un bit $N_s = 4$. La durée d'une trame est donc $T_f = 3T_c$ et la durée d'un symbole est $T_s = 4T_f$. Concrètement, si nous voulons transmettre le bit 0, nous envoyons 4 impulsions ULB espacées par T_f et codées selon la séquence TH. Pour transmettre le bit 1, nous effectuons la même démarche avec l'application d'un décalage temporel.

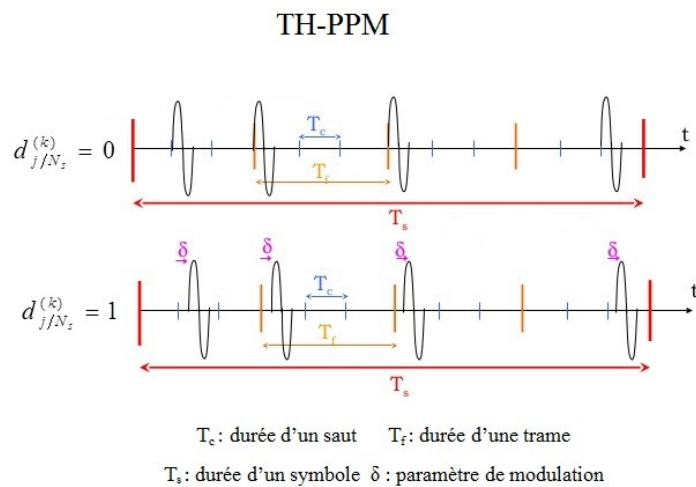


Figure 2.3 : Fonctionnement de la modulation TH-PPM

2.2.1.3. PAM

À la différence de la PPM, la PAM ‘Pulse Amplitude Modulation’ exploite l’amplitude du signal comme technique de modulation et présente une alternative de choix pour la PPM [40-41]. La PAM possède plusieurs variantes. Des systèmes peuvent ainsi utiliser plusieurs niveaux d’amplitude, on qualifie ces modulations de MPAM ; des systèmes peuvent utiliser des amplitudes antipodales, on les qualifie dans ce cas de BPSK ‘Binary Pulse Shift Keying’. D’autres systèmes exploitent une valeur d’amplitude pour moduler le bit 1 et l’absence de modulation pour moduler le bit 0, selon une technique dite OOK ‘On-Off Keying’.

2.2.1.4. TH-PAM

Le signal TH-PAM peut s’écrire de la façon suivante [39] :

$$S_{TH-PAM}^{(k)}(t) = \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} d_{j/N_s}^{(k)} p(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c) \quad (2.4)$$

- $d_{j/N_s}^{(k)}$ est le paramètre de modulation, il prend les valeurs 1 et -1 pour transmettre le bit 1 et le bit 0 respectivement.
- Les autres paramètres sont identiques à ceux de la modulation PPM.

La figure 2.4 illustre une modulation TH-PAM à deux niveaux assimilable à une modulation BPSK. Le système est paramétré de la même façon que celui de la modulation TH-PPM, la différence réside dans le fait que le coefficient de décalage n’est plus utilisé. La modulation s’effectue en inversant les impulsions pour différencier le bit 0 du bit 1 comme nous pouvons le constater sur cette figure 2.4.

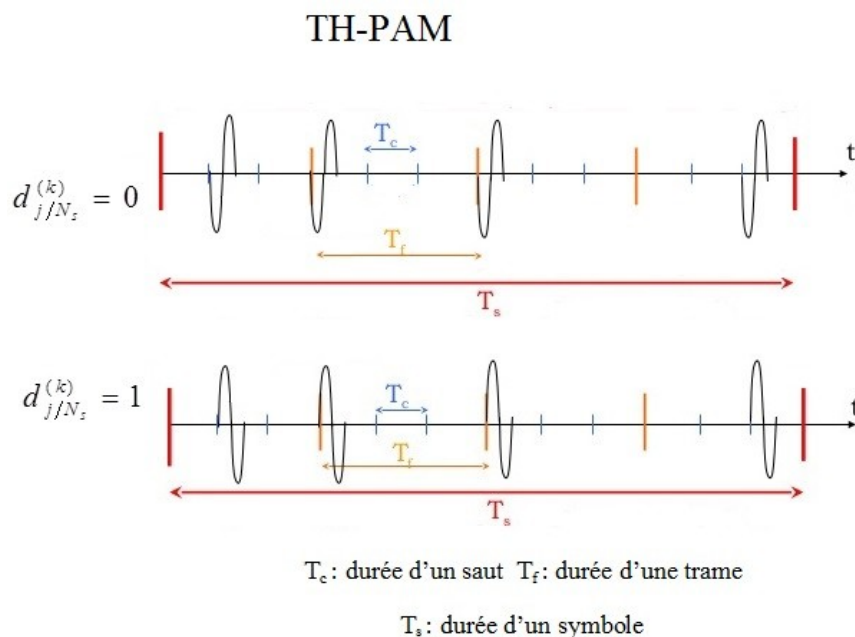


Figure 2.4 : Fonctionnement de la modulation TH-PAM

2.2.1.5. PSM

La modulation PSM ‘Pulse Shape Modulation’ constitue une modulation ULB alternative aux deux modulations PPM et PAM précédentes. Cette technique permet de moduler l’information en utilisant la forme d’onde à transmettre. La PSM utilise souvent des impulsions orthogonales entre elles. Cette configuration permet d’éliminer fortement les interférences multi-utilisateurs et les interférences inter-symboles. Nous rappelons dans ce qui suit quelques formes d’ondes impulsionnelles orthogonales exploitées pour cette modulation PSM [42].

2.2.1.6. TH-PSM

Un signal TH-PSM utilisant des impulsions orthogonales peut s’écrire selon l’équation suivante :

$$S_{TH-PSM}^{(k)}(t) = \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p^{(k)}(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c) \quad (2.5)$$

Où $p^{(k)}(t)$ est l’impulsion propre à l’utilisateur k .

Quelques impulsions utilisées en ULB sont décrites dans ce qui suit.

2.2.1.6.1. Les impulsions d’Hermite modifiées

Les impulsions d’Hermite modifiées (MHP) [43] sont des impulsions orthogonales entre elles parfois utilisées pour construire une modulation à plusieurs niveaux M . On utilise également la particularité selon laquelle, en faisant varier l’ordre de l’impulsion, la durée de cette dernière ne varie pas significativement.

Les impulsions d’Hermite peuvent être générées en utilisant la relation de récurrence suivante :

$$h_n(t) = (-1)^n e^{t^2/2} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2/2}) \quad (2.6)$$

Avec $h_0(t) = 1$

Pour n de 1 à 4 par exemple les impulsions d’Hermite sont égales à :

$$h_1(t) = t$$

$$h_2(t) = t^2 - 1$$

$$h_3(t) = t^3 - 3t$$

$$h_4(t) = t^4 - 6t^2 + 3$$

De ces exemples, nous pouvons déduire deux relations de récurrence pour retrouver les différentes impulsions :

$$h_{n+1}(t) = th_n(t) - \frac{d}{dt} h_n(t) \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt} h_n(t) = nh_{n-1}(t)$$

A partir de ces deux équations, nous pouvons dériver l'équation différentielle qui possède comme solution les impulsions d'Hermite :

$$\frac{d^2}{dt^2} h_n(t) - t \frac{d}{dt} h_n(t) + nh_n(t) = 0 \quad (2.6)$$

Cependant, pour satisfaire les demandes de la modulation PSM, nous devons modifier les impulsions d'Hermite pour les rendre orthogonales. Nous pouvons obtenir les MHP comme suit :

$$P_{MHP}^{(n)}(t) = (-1)^n e^{-t^2/4} h_n(t)$$

$$P_{MHP}^{(n)}(t) = (-1)^n e^{t^2/4} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2/2}) \quad (2.7)$$

La figure 2.5 illustre quatre MHP d'ordre n de 0 à 3 :

$$P_{MHP}^{(0)}(t) = e^{-t^2/4}$$

$$P_{MHP}^{(1)}(t) = te^{-t^2/4}$$

$$P_{MHP}^{(2)}(t) = (t^2 - 1)e^{-t^2/4}$$

$$P_{MHP}^{(3)}(t) = (t^3 - t)e^{-t^2/4}$$

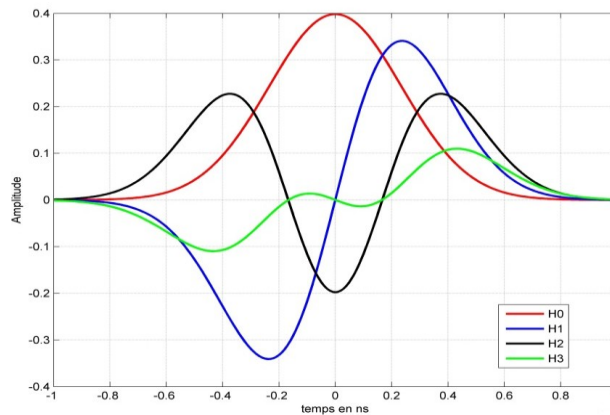


Figure 2.5 : MHP d'ordre 0 à 3

Figure 2.6, les deux graphes (a) et (b) illustrent la corrélation et l'autocorrélation des MHP d'ordre 0 à 3 respectivement. Nous observons sur ces deux graphes que la corrélation entre les différents ordres des MHP est nulle autour de 0, tandis que l'autocorrélation présente un pic autour de zéro. Nous concluons que les MHP présentent les bonnes propriétés d'orthogonalité requises pour la modulation PSM.

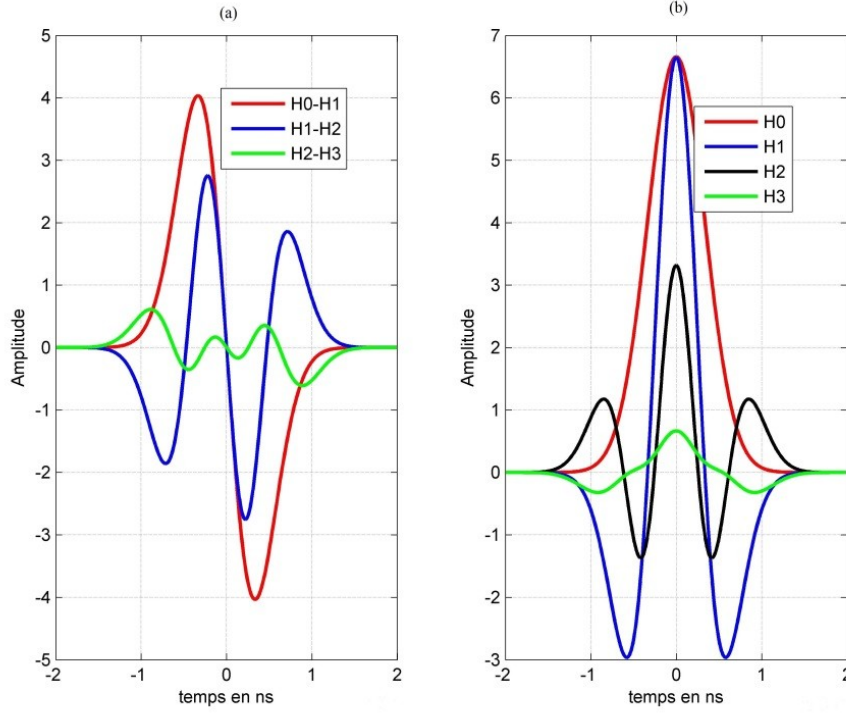


Figure 2.6 : (a) corrélation des MHPs (b) autocorrélation des MHPs

2.2.1.6.2. Impulsions de Gegenbauer

Les polynômes de Gegenbauer constituent une alternative également employée aux MHP [44]. Ces polynômes sont définis sur l'intervalle $[-1, 1]$. Les polynômes de Gegenbauer sont obtenus à partir de l'équation de récurrence (2.8) et satisfont l'équation différentielle (2.9) :

$$G_n(\beta, x) = 2 \frac{n + \beta - 1}{n} G_{n-1}(\beta, x) - \frac{n + 2\beta - 2}{n} G_{n-2}(\beta, x) \quad (2.8)$$

Où $G_0(\beta, x) = 1$, $G_1(\beta, x) = 2\beta x$, $\beta > 1/2$ et $n > 1$ avec n est nombre naturel.

$$(1 - x^2) \frac{d^2}{dt^2} G_n(\beta, x) - (2\beta + 2)x \frac{d}{dt} G_n(\beta, x) - n(n + 2\beta + 2)G_n(\beta, x) = 0 \quad (2.9)$$

Lorsque l'on fait varier le coefficient β , les polynômes de Gegenbauer coïncident avec d'autres séries polynômes connus. Ainsi, pour $\beta = 1$ les polynômes de Gegenbauer sont

assimilables à des polynômes de Legendre, à des polynômes de Chebyshev pour $\beta = 1$ et au symbole de Kronecker si $\beta = 0$.

Les premiers ordres de polynôme de Gegenbauer s'écrivent de la manière suivante :

$$G_0(\beta, x) = 1$$

$$G_1(\beta, x) = 2\beta x$$

$$G_2(\beta, x) = -\beta + 2\beta(1 + \beta)x^2$$

$$G_3(\beta, x) = -2\beta(1 + \beta)x + \frac{4}{3}(1 + \beta)(2 + \beta)x^3$$

Les polynômes de Gegenbauer utilisent la fonction de pondération $w(\beta, x) = (1 - x^2)^{\beta-1/2}$ et, pour que deux polynômes $G_n(\beta, x)$ et $G_m(\beta, x)$ (avec $n \neq m$) soient orthogonaux sur l'intervalle $[-1, 1]$, il faut qu'ils respectent la condition suivante :

$$\int_{-1}^1 w(\beta, x) G_n(\beta, x) G_m(\beta, x) dx = 0 \quad (2.10)$$

Pour utiliser les polynômes de Gegenbauer dans un système ULB, il est nécessaire qu'ils soient directement orthogonaux et limités dans le temps. Afin de pouvoir obtenir ces caractéristiques, nous pouvons multiplier l'impulsion $G_n(\beta, x)$ par la racine carrée de la fonction de pondération. De cette façon, l'impulsion ULB retenue basée sur les polynômes de Gegenbauer modifiés s'écrit [44] :

$$GU_n(\beta, x) = \sqrt{w(\beta, x)} G_n(\beta, x) \quad (2.11)$$

Les polynômes de Gegenbauer d'ordre n de 0 à 3 pour $\beta = 1$ sont présentés par les expressions :

$$GU_0(\beta, x) = (1 - x^2)^{1/4}$$

$$GU_1(\beta, x) = 2x(1 - x^2)^{1/4}$$

$$GU_2(\beta, x) = (4x^2 - 1)(1 - x^2)^{1/4}$$

$$GU_3(\beta, x) = (8x^3 - 4x)(1 - x^2)^{1/4}$$

La figure 2.7 illustre ces polynômes de Gegenbauer modifiés d'ordre n de 0 à 3 pour $\beta = 1$:

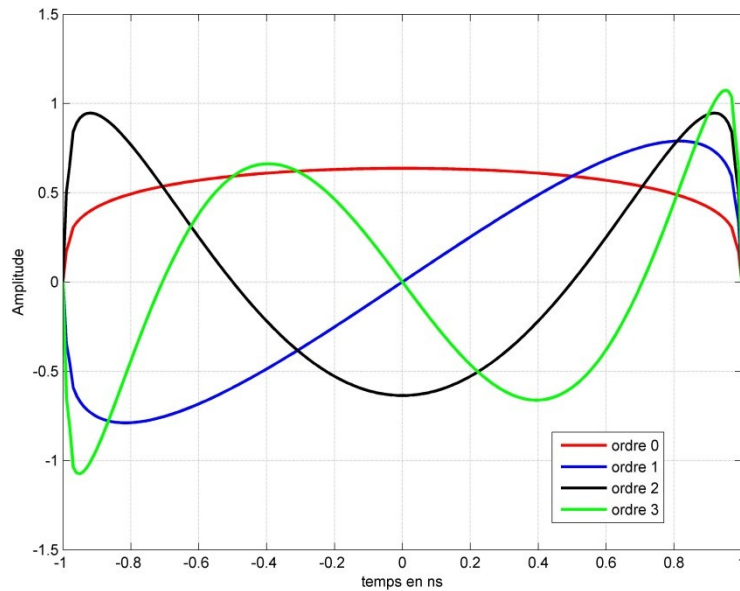


Figure 2.7 : Formes d'ondes issues des polynômes de Gegenbauer modifiés d'ordre 0 à 3

Figure 2.8, les deux graphes (a) et (b) illustrent respectivement la corrélation et l'autocorrélation de la fonction de Gegenbauer modifiée d'ordre 0 à 3. Nous constatons que la corrélation entre les différents ordres est nulle autour du 0, tandis que l'autocorrélation présente un pic autour de zéro. Nous remarquons que ces fonctions présentent de meilleures propriétés d'orthogonalité que les formes d'ondes obtenues à partir des polynômes d'Hermite. En effet, les valeurs de corrélation et autocorrélation en fonction de l'ordre ne varient pas significativement. Si nous prenons l'autocorrélation autour du zéro, les quatre ordres utilisés pour la comparaison présentent la même valeur d'autocorrélation.

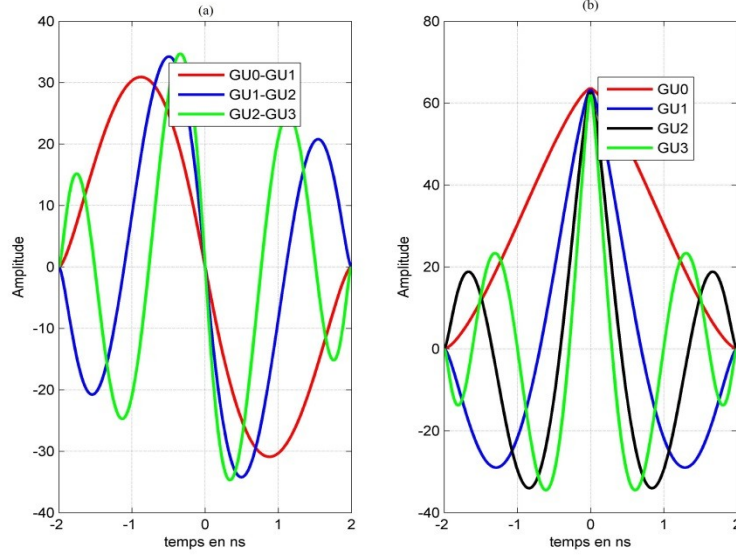


Figure 2.8 : (a) corrélation des Gegenbauer modifiés (b) autocorrélation des Gegenbauer modifiés

2.2.2. DS-ULB

Dans cette section nous introduisons la technique d'accès au signal DS-ULB. Cette technique associe une modulation BPSK et une séquence d'étalement de spectre pour transmettre le signal. La DS-ULB opère dans deux bandes de fréquences indépendantes. La première, correspondant à la bande inférieure du spectre ULB autorisé s'étend de 3,1 GHz à 4,85 GHz, la seconde bande occupe la partie supérieure du spectre, elle est comprise entre 6,2 GHz et 9,7 GHz [45]. Un signal DS-ULB s'écrit de la façon suivante :

$$S_{DS}^{(k)}(t) = \sqrt{\frac{E_b}{N_c}} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} d_j^{(k)} c_n^{(k)} p(t - jT_f - nT_c) \quad (2.12)$$

Dans cette expression, $S_{DS}^{(k)}(t)$ présente le signal de l'utilisateur k , $p(t)$ est l'impulsion ULB normalisée pour satisfaire la condition $\int_{-\infty}^{+\infty} p^2(t) dt = 1$. Les paramètres du signal peuvent être décrits comme suit :

- $\sqrt{\frac{E_b}{N_c}}$ est un facteur de normalisation qui est calculé de façon que tout le système présente la même énergie par bit E_b .
- N_c est le nombre de chips utilisés pour transmettre un bit de donnée.
- $c_n^{(k)}$ est une séquence à étalement de spectre unique allouée à un utilisateur k , les valeurs de cette séquences appartiennent à l'ensemble $\{-1, 1\}$.
- T_f est la durée d'une trame, T_c est la durée d'un chip avec $T_f = N_c T_c$.
- T_s est la durée d'un symbole et à la différence du TH-ULB, la durée d'un symbole est égale à la durée d'une trame $T_b = T_f$.

- $d_j^{(k)}$ est le bit ou le symbole d'information à transmettre, il prend ses valeurs dans l'ensemble $\{-1,1\}$.

La technique DS-ULB utilise deux types de codes à étalement de spectre (orthogonaux et non orthogonaux).

Nous présenterons dans le reste de la section une étude bibliographique pour introduire quelques codes souvent utilisés par la technique DS-ULB. La figure 2.9 illustre un exemple d'une séquence DS-ULB [45].

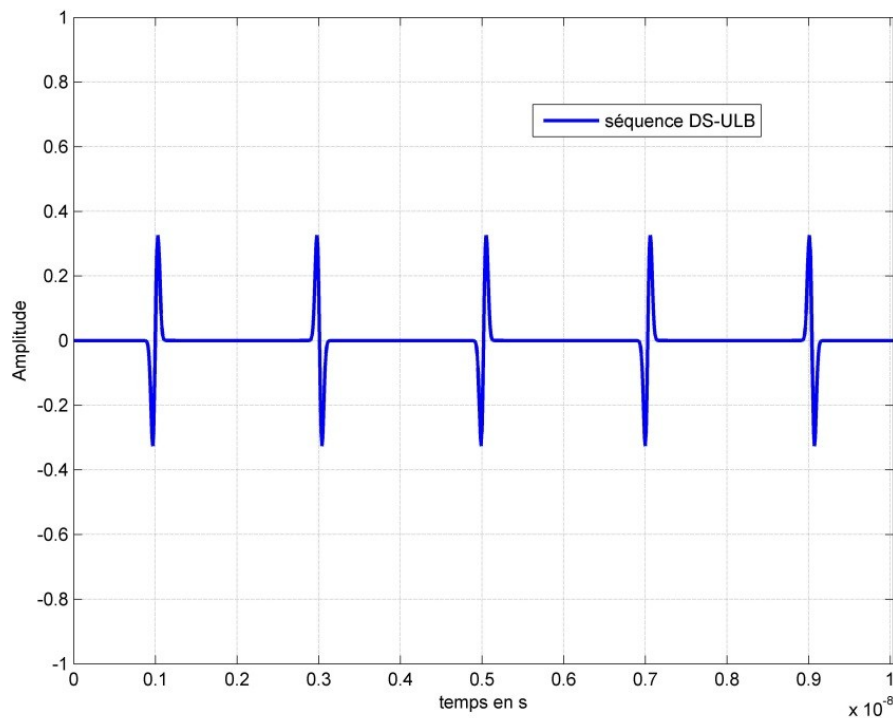


Figure 2.9 : Exemple d'une séquence DS-ULB

2.2.2.1. Séquences non-orthogonales

Les séquences non orthogonales se construisent à partir des séquences m et sont des séquences binaires générées à partir d'un polynôme de degré $m > 0$ [46] :

$$g(x) = g_m x^m + g_{m-1} x^{m-1} \dots g_1 x + g_0 \quad \text{avec } g_m = g_0 = 1$$

Les séquences m respectent l'équation de récurrence suivante :

$$x^m = g_{m-1} x^{m-1} + g_{m-2} x^{m-2} \dots g_1 x + g_0 \pmod{2} \quad (2.13)$$

Pour générer une séquence m on utilise un registre à décalage et un circuit ou exclusif (figure 2.10). Lorsque l'interrupteur est fermé $g_i = 1$ et, à la sortie du registre, les 1 se transforment en -1 et les 0 en 1.

On peut obtenir $n = 2^m - 1$ séquences à partir d'un polynôme générateur avec une période de n bits $c = (c_0, c_1, \dots, c_{n-1})$. A l'instant i l'état des registres est $s = s_i(m-1), s_i(m-2), \dots, s_i(0)$ avec la valeur de sortie $c_i = s_i(0)$. L'ensemble des séquences obtenues du polynôme générateur est constitué de la séquence c et $2^m - 2$ décalage de c que l'on peut noter par T^j avec $j \in [1, N-1]$.

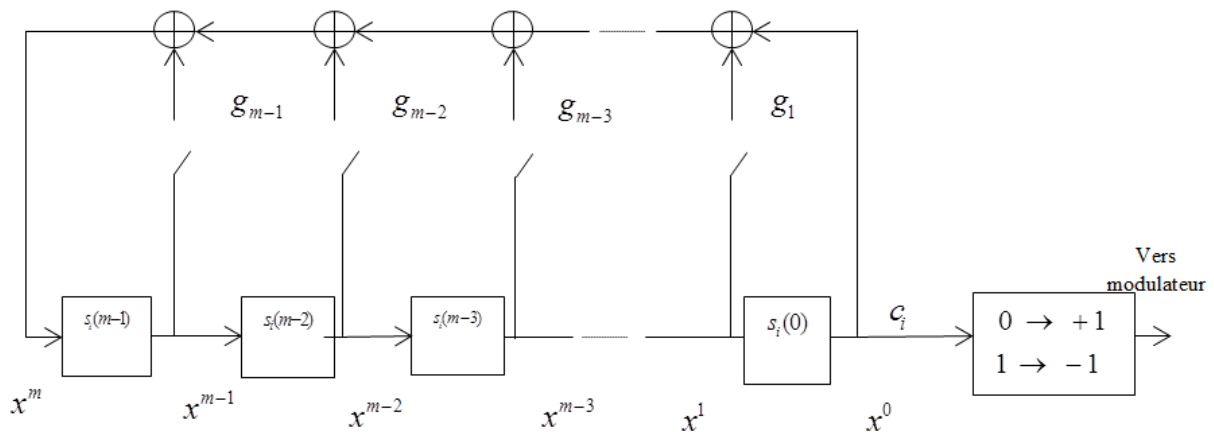


Figure 2.10 : Générateur de séquences m

Les séquences m ont une valeur d'autocorrélation parfaite mais la valeur d'inter-corrélation présente des pics très importants, ce qui rend ce genre de séquence peu efficace dans un environnement multi-utilisateurs. Il est possible de trouver un ensemble de séquences avec des valeurs de pics moins importantes mais le nombre de codes disponible rend en pratique l'ensemble inutilisable dans une application comme la CDMA par exemple. La solution consiste à générer d'autres genres de séquences binaires qui présentent des valeurs d'inter-corrélations petites avec un nombre de code suffisant.

Pour générer des ensembles de séquences de bonnes valeurs d'inter-corrélation, on utilise des paires de séquences dites paires préférentielles. Ce genre de séquences admet des valeurs d'inter-corrélation dans l'ensemble $\{-1, -t(m), t(m)-2\}$.

$$\text{Avec } t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 & \text{si } m \text{ est impair} \\ 2^{(m+2)/2} + 1 & \text{si } m \text{ est pair} \end{cases} \quad (2.14)$$

A partir de ces paires on peut extraire les séquences de Gold [47-48] et les séquences de Kasami [49-50]. Il n'existe pas de paires préférentielles pour $m = 4, 8, 12, 16$ ou même pour tout $m \equiv 0 \pmod{4}$ (modulo 4).

2.2.2.2. Séquences orthogonales

On utilise les séquences orthogonales pour améliorer l'efficacité de la bande passante des systèmes à étalement de spectre.

Les séquences orthogonales présentent la caractéristique suivante:

$$\sum_{k=0}^{M-1} \phi_i(k\tau)\phi_j(k\tau) = 0 \quad \text{pour } i \neq j \quad (2.15)$$

$\phi_i(k\tau)$ et $\phi_j(k\tau)$ sont des membres orthogonaux d'un ensemble orthogonal et τ : la durée d'un symbole.

Nous donnons ci-après quelques exemples de codes orthogonaux :

- Les codes de Walsh et Haddamard [51] ;
- Les séquences 'Orthogonal Variable Spreading Factor' (OVSF) sont des codes orthogonaux de longueur variable [52] ;
- Les codes OVSF ternaires sont des codes OVSF couplés avec une zone de zéro-corrélation (ZCZ) [53-54] ;
- Une séquence binaire avec 'Zero Correlation Duration' (ZCD) [55-57].

Nous détaillons les définitions des codes orthogonaux et non orthogonaux vus dans ce chapitre dans l'annexe A située à la fin de ce mémoire.

Conclusion du deuxième chapitre

Dans ce deuxième chapitre du mémoire, nous avons défini l'ULB en tant que technique de transmission radio et nous avons ensuite évoqué les règles d'utilisation que les régulateurs ont instaurées pour réduire les interférences avec les systèmes existants. Nous avons présenté les avantages de la technique ULB par rapport aux systèmes à bande étroite. Puis, dans une deuxième section, nous avons introduit les techniques d'accès multiple TH-ULB et DS-ULB ainsi que les modulations associées les plus utilisées telles que la PPM, la PAM et la PSM. Par la suite, nous avons explicité les différentes techniques de codes à étalement de spectre associés à cette technique.

Nous utilisons désormais les modulations et les techniques d'accès au signal présentées dans ce chapitre pour développer un modèle énergétique ULB pour trouver le système ULB qui consomme le moins possible.

3. Chapitre 3 : Analyse énergétique des systèmes ULB mono-utilisateur et multiutilisateurs

Introduction du chapitre

Ce troisième chapitre de la thèse a pour but de décrire le modèle énergétique utilisé afin de calculer la consommation totale au niveau de la couche physique d'un système de communication ULB. Pour ce faire, nous commencerons par décrire le modèle énergétique générique utilisé pour modéliser la consommation du système et nous sélectionnerons un modèle de canal utilisé en ULB. Nous déduirons par la suite le modèle analytique spécifique pour calculer et comparer la consommation totale d'un système ULB selon la modulation utilisée (MPPM, MPAM). Notre objectif reste celui d'obtenir le système le plus économe niveau énergie. À la fin de ce chapitre, nous étendrons notre modèle analytique afin qu'il soit capable de gérer le cas multi-utilisateurs. Pour cela, nous comparerons la consommation énergétique des deux techniques d'accès au canal souvent utilisés dans l'ULB à savoir la DS-ULB et la TH-ULB. Cette étape nous permettra de trouver l'ensemble de codages le plus optimal en termes de consommation énergétique.

3.1. Modèle énergétique et canal de propagation pour les communications ULB

Dans cette section nous introduisons le modèle énergétique utilisé le long de cette thèse et nous décrivons le canal de propagation sélectionné pour la liaison ULB.

3.1.1. Modèle énergétique

Afin d'étudier la consommation énergétique d'un système de communication ULB, nous prenons en compte tous les composants électroniques de l'émetteur et du récepteur.

Pour envoyer une séquence de données notée N , nous considérons une durée d'émission notée T . Nous supposons que notre système de communication composé d'un récepteur et d'un émetteur opère selon trois modes différents [58].

- Le mode actif : dans ce mode le système est en phase de transmission de l'information, ce mode dure un temps déterminé que l'on note T_{ac} . Dans ce mode tous les composants électroniques sont en état de marche et consomment de l'énergie électrique.
- Le mode de veille : lorsqu'il n'y a pas d'information à transmettre, l'émetteur et le récepteur entrent en mode de veille. La durée pendant laquelle ces deux derniers restent au repos est notée T_{sl} . Dans ce mode, un nombre limité de composants électroniques sont actifs et consomment de l'énergie.

- Le mode transitoire : ce mode correspond au passage du mode de veille au mode actif. Le temps pendant lequel le système reste dans ce mode est noté T_{tr} . Le passage du mode actif au mode de veille est très bref et de ce fait il ne sera pas considéré.

La durée requise pour envoyer un message binaire de longueur N est :

$$T = T_{sl} + T_{tr} + T_{ac} \quad (3.1)$$

Dans un travail précédent [58], les auteurs ont négligé le temps de transition du mode actif au mode de veille puisque que celle-ci est brève. Cependant, ces chercheurs prennent en compte le passage du mode de veille au mode actif parce que durant cette période un synthétiseur de fréquence est mis en fonctionnement qui consomme de l'énergie. Puisque dans notre système ULB impulsionnel nous n'employons pas de synthétiseur, l'énergie totale consommée pour envoyer un message composé de N bits s'écrit :

$$E = P_{ac}T_{ac} + P_{sl}T_{sl} \quad (3.2)$$

Avec P_{ac} et P_{sl} qui représentent les puissances du mode actif et du mode de veille respectivement. La puissance du mode actif inclut la puissance de transmission P_t et la puissance consommée par les composants électroniques P_c . P_c combine les puissances de consommation du récepteur et de l'émetteur notées P_{cr} et P_{ct} respectivement. Nous détaillerons ces puissances dans les sections suivantes puisque ces dernières peuvent changer en fonction de la modulation et/ou de la séquence de codage utilisée. Pour l'émission du signal nous utilisons un amplificateur de puissance (PA). Sa puissance est liée à la puissance de transmission par la relation suivante : $P_{pa} = aP_t$ où $a = \frac{\xi}{\eta} - 1$ avec ξ le rapport de la puissance moyenne à la puissance de crête et η est le rendement de l'amplificateur [58]. Ces valeurs dépendent de la classe de l'amplificateur et de la modulation utilisée. L'énergie totale par bit s'écrit sous la forme :

$$E_T = \frac{[(1 + a)P_t + (P_c - P_{pa})]T_{ac}}{N} \quad (3.3)$$

P_t : Puissance d'émission, $P_c = P_{ct} + P_{cr}$ est la puissance consommée par les circuits lors de l'émission et de la réception et N la longueur du message binaire.

3.1.2. Le canal de propagation pour les communications ULB

Dans la référence [58], les auteurs ont utilisé un canal AWGN pour le calcul de l'énergie de transmission. Ce modèle-là ne s'avère pas totalement adapté pour notre application puisque la communication ULB est riche en multi-trajets dus aux réflexions multiples. Nous adopterons de ce fait le canal ULB IEEE 802.15.4a [59] et un modèle d'arrivée des multi-trajets adapté que nous détaillerons plus bas.

Le canal ULB identifié IEEE 802.15.4a est un canal qui a été développé par ‘the task group 802.15.4a’ afin d’élaborer une couche physique alternative pour les réseaux de capteurs et les systèmes de communication similaires qui utilisent la couche MAC IEEE 802.15.4. Ce standard est adapté aux systèmes de communication économes en énergie avec un débit entre quelques kbit/s et plusieurs Mbit/s, le standard considère également les systèmes de localisation.

Pour notre modèle analytique de calcul de l’énergie consommée par le système de communication ULB, nous utilisons la modélisation des amplitudes des différents trajets figurant dans le standard IEEE 802.15.4a. Celle-ci s’effectue à l’aide d’une distribution de Nakagami-m et nous combinons ceci avec un modèle ULB qui comprend plusieurs valeurs d’évanouissement afin d’obtenir une analyse globale. Le standard IEEE 802.15.4a utilise un système de cluster pour décrire l’arrivée des différents trajets du signal. Chaque cluster est composé de plusieurs rayons et l’arrivée de ses clusters et rayons est modélisée à l’aide d’une distribution de Poisson. Dans notre modèle et pour des raisons de simplification, nous avons choisi d’opter pour une modélisation déterministe où les différentes composantes des multi-trajets sont espacées par une durée fixe, nous pouvons écrire la réponse impulsionnelle du canal sous la forme :

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - l\tau) \quad (3.4)$$

où α_l est l’amplitude liée au trajet $l=1, \dots, L$, δ l’impulsion de Dirac et τ le délai entre deux trajets successifs. Il a été montré dans l’article [60] que les deux modèles d’arrivée de trajets aléatoires et déterministes procurent les mêmes résultats. Ce modèle de canal apparaît satisfaisant pour notre analyse.

Dans le cas général, le gain du canal pour un coefficient d’évanouissement z et une distance d entre l’émetteur et le récepteur peut s’exprimer par la formule suivante :

$$G_d = \frac{P_t}{P_r} = M_l G_1 (d / d_0)^z \quad (3.5)$$

Où P_t et P_r représentent la puissance transmise et la puissance reçue respectivement, M_l la marge du gain, $G_1 = (4\pi)^2 / g_t g_r \lambda^2$ est le gain constant pour $d_0 = 1$ m en espace libre qui peut être obtenu à partir des gains de l’antenne d’émission g_t et de l’antenne de réception g_r et à partir de longueur d’onde λ .

Alors, le signal à bruit (SNR) instantané lié à un trajet l s’exprime comme : $\gamma_l = \frac{\alpha_l^2 P_t}{G_d N_0 B}$, et

le SNR instantané moyen d’un trajet l est :

$$\bar{\gamma}_l = \frac{\Omega_l P_t}{G_d N_0 B} \quad (3.6)$$

Avec $\Omega_l = E\left[|\alpha_l|^2\right]$ profil de retard de puissance ou ‘power delay profile’ (PDP). N_0 est la densité du bruit blanc et B est la bande passante du système.

Dans ce cas, la fonction de densité de probabilité (Probability density function : PDF) peut être écrite comme suit [61] :

$$f_\gamma(\gamma_l) = \frac{m^m \gamma_l^{m-1}}{(\gamma_l)^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma_l}{\gamma_l}\right) \quad (3.7)$$

Où m est le coefficient de forme de la distribution de m -Nakagami et $\Gamma(m) = \int_0^{+\infty} x^{m-1} e^{-x} dx$ est la fonction gamma avec $\text{Re}(\Gamma(m)) > 0$.

Les évanouissements en ULB sont des variables aléatoires z avec $z = \mu_z + n\sigma_z$ et $n = [-0.75, 0.75]$ [62]. Les valeurs de la moyenne μ_z et la variance σ_z du coefficient d'évanouissement changent si l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe (LOS) et visibilité indirecte (NLOS). Les statistiques correspondantes aux évanouissements sont présentées dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1: Statistiques des évanouissements

z	LOS		NLOS	
	μ_z	σ_z	μ_z	σ_z
	1.7	0.3	3.5	0.98

3.2. Analyse énergétique d'un système ULB mono-utilisateur

Dans cette section nous analysons la consommation d'un système ULB utilisant une modulation MPAM et un autre système ULB utilisant cette fois une modulation MPPM.

3.2.1. Modèle analytique de la consommation énergétique pour le cas mono-utilisateur

Nous comparons dans cette partie deux systèmes ULB l'un utilisant la modulation MPAM et l'autre la modulation MPPM.

3.2.1.1. Système ULB avec une modulation MPAM

Comme nous l'avons rappelé lors du chapitre précédent, la modulation MPAM est l'une des modulations principalement utilisées en ULB. Cette modulation consiste à associer différents niveaux d'amplitude avec différents symboles M avec le nombre de bit par symbole $n = \log_2(M)$.

Nous commencerons cette analyse par le développement des expressions des puissances associées aux composants électroniques de l'émetteur et du récepteur :

La puissance des composants de l'émetteur est la somme des puissances de ces derniers. La circuiterie de l'émission est composée d'un générateur d'impulsions (PG), d'un amplificateur de puissance PA et d'un filtre (Filt),

La puissance consommée par l'émetteur s'exprime donc de la façon suivante :

$$P_{ct} = P_{pg} + P_{pa} + P_{filt} \quad (3.8)$$

Avec P_{pg} : puissance du PG, P_{pa} : puissance du PA et P_{filt} : puissance Filt

Pour la réception, nous utilisons un récepteur de Rake partiel utilisant la technique de combinaison à rapport maximal (MRC) [63-64]. La puissance consommée par les composants utilisés dans le récepteur est dès lors égale à la somme des puissances consommées par le LNA, un intégrateur (Int), un mélangeur (mix), un filtre (Filt) et un convertisseur analogique numérique (ADC). Cette puissance s'exprime en utilisant l'équation (3.5) :

$$P_{cr} = P_{LNA} + L(P_{mix} + P_{int}) + P_{filr} + P_{ADC} \quad (3.9)$$

où L constitue le nombre de branches du récepteur de Rake, Avec P_{LNA} : puissance du LNA, P_{mix} : puissance du mixeur, P_{int} : puissance de l'Int, P_{filr} : puissance du Filr et P_{ADC} : puissance de l'ADC.

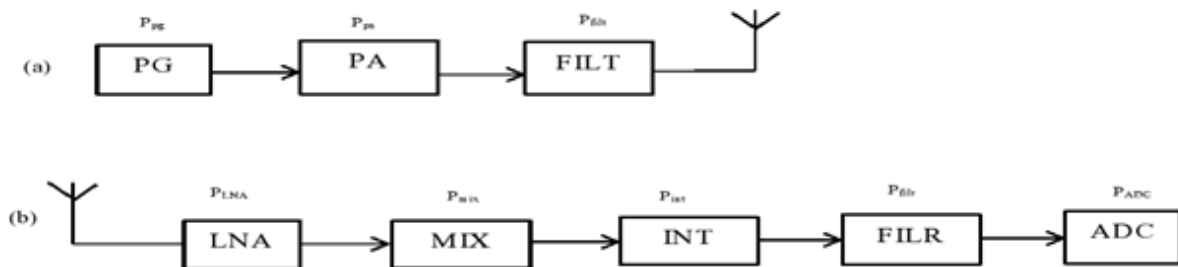


Figure 3.1 : (a) architecture de l'émetteur (b) architecture du récepteur

Alors la probabilité d'erreur conditionnée sur le SNR instantané γ_l est :

$$P_M(\gamma) = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6 \sum_{l=1}^L \gamma_l}{M^2 - 1}}\right) \quad (3.10)$$

Avec $Q(\cdot)$ est la fonction erf(), γ_l est le SNR instantané lié au canal l et M le nombre de symbole.

En utilisant [65] et [66], nous pouvons trouver une borne supérieure à la probabilité d'erreur d'un système ULB utilisant une modulation MPAM de la manière suivante :

$$P_M = \int \int \dots \int_0^{+\infty} P_M(\gamma_l) f_\gamma(\gamma_l) d\gamma_1 \dots d\gamma_L \leq \frac{M-1}{M} \prod_{l=1}^L I(\bar{\gamma}_l) \quad (3.11)$$

Avec $I(\bar{\gamma}_l) = (1 + \frac{3\bar{\gamma}_l}{m(M^2-1)})^{-m}$ Le calcul est détaillé dans l'annexe B.1.1.

Dans le cas où les canaux L sont identiquement distribués et ils ont le même SNR moyen $\bar{\gamma}$ et $\Omega_l = \Omega$ profil de retard de puissance ou 'power delay profile' (PDP), l'expression (3.10) peut être simplifiée en :

$$P_M = \frac{M-1}{M} (1 + \frac{3\bar{\gamma}}{m(M^2-1)})^{-mL} \quad (3.12)$$

A partir de l'équation (3.11) nous pouvons extraire le SNR moyen et l'exprimer en fonction de la probabilité d'erreur P_M , le facteur de forme la distribution de Nakagami m, le nombre de symboles M et le nombre de branches du récepteur L. Alors, le SNR moyen est égal à :

$$\bar{\gamma} = \frac{m(M^2-1)}{3} ((\frac{MP_M}{M-1})^{-1/mL} - 1) \quad (3.13)$$

En utilisant les deux relations (3.6) et (3.13) nous déduisons la puissance d'émission comme suit :

$$P_t = \frac{m(M^2-1)}{3} ((\frac{MP_M}{M-1})^{-1/mL} - 1) \frac{G_d N_0 B}{\Omega} \quad (3.14)$$

Nous pouvons écrire la durée du mode actif en fonction de la durée d'un symbole $T_{ac} = \frac{NT_s}{\log_2(M)}$ avec $T_s = \frac{\beta}{B}$. Donc, la période de temps actif peut être écrite en fonction de

la longueur de la séquence à transmettre N, du nombre de symboles M, de la durée du cycle β et de la bande passante B : $T_{ac} = \frac{N\beta}{B \log_2(M)}$.

Alors,

$$P_t T_{ac} = \frac{m\beta(M^2-1)}{3} ((\frac{MP_M}{M-1})^{-1/mL} - 1) \frac{G_d N_0 N}{\Omega \log_2(M)} \quad (3.15)$$

Enfin, en remplaçant l'équation (3.15) dans l'équation (3.3) nous obtenons l'équation (3.16) qui permet de calculer la consommation par bit en énergie totale d'un système ULB utilisant une modulation MPAM :

$$E_{MPAM} = (1+a) \frac{m\beta(M^2-1)}{3} ((\frac{MP_M}{M-1})^{-1/mL} - 1) \frac{G_d N_0 N}{\Omega \log_2(M)} + \frac{(P_c - P_{pa})T_{ac}}{N} \quad (3.16)$$

Avec P_{pa} : puissance du PA, P_c : puissance des circuiteries et N : le Nombre de bits à envoyer.

3.2.1.2. Système ULB avec une modulation MPPM

La modulation MPPM constitue également une des modulations les plus utilisées en ULB. Cette technique MPPM propose de mapper M symboles à M décalages de temps différents.

Un système ULB avec une modulation MPPM utilise un émetteur quasi semblable à celui d'un émetteur ULB intégrant une modulation MPAM. De ce fait, la puissance d'un émetteur ULB utilisant la modulation MPPM est exprimée de la même façon que dans l'équation (3.8).

En réception, les composants sont les mêmes, la différence réside dans le fait que la modulation MPPM utilise M décalages pour moduler le signal donc le temps de traitement à la réception doit être multiplié par M afin de pouvoir détecter l'impulsion par un corrélateur. Alors la puissance de consommation au niveau du récepteur est:

$$P_{cr} = P_{LNA} + LM(P_{mix} + P_{int}) + P_{filtr} + P_{ADC} \quad (3.17)$$

L est le nombre de branches du récepteur de Rake.

Alors la probabilité d'erreur conditionnée sur le SNR instantané γ_l s'écrit :

$$P_M(\gamma) = (M - 1)Q(\sqrt{\sum_{l=1}^L \gamma_l}) \quad (3.18)$$

A partir des références [65] et [66], la probabilité d'erreur d'une modulation MPPM est bornée par :

$$P_M = \int \int \dots \int_0^{+\infty} P_M(\gamma_l) f_{\gamma}(\gamma_l) d\gamma_1 \dots d\gamma_L \leq \frac{M-1}{2} \prod_{l=1}^L I(\bar{\gamma}_l) \quad (3.19)$$

Avec $I(\bar{\gamma}_l) = (1 + \frac{\bar{\gamma}_l}{2m})^{-m}$ (le calcul est détaillé dans l'annexe B.1.2). Pour simplifier l'expression nous supposons que les différents canaux L sont identiquement distribués et qu'ils ont le même SNR moyen. L'expression (3.19) devient :

$$P_M = \frac{M-1}{2} (1 + \frac{\bar{\gamma}_l}{2m})^{-mL} \quad (3.20)$$

En utilisant l'équation (3.20) nous pouvons écrire le SNR moyen sous la forme suivante :

$$\bar{\gamma} = 2m \left(\left(\frac{2P_M}{M-1} \right)^{-1/mL} - 1 \right) \quad (3.21)$$

En rapprochant les relations (3.6) et (3.21), nous trouvons cette fois la puissance de transmission d'un système ULB utilisant une modulation MPPM :

$$P_t = 2m \left(\left(\frac{2P_M}{M-1} \right)^{-1/mL} - 1 \right) \frac{G_d N_0 B}{\Omega} \quad (3.22)$$

Alors,

$$P_t T_{ac} = 2m\beta \left(\left(\frac{2P_M}{M-1} \right)^{-1/mL} - 1 \right) \frac{G_d N_0 N}{\Omega \log_2(M)} \quad (3.23)$$

Finalement, l'énergie totale consommée par un système ULB qui utilise une modulation MPPM s'exprime par l'équation (3.24) :

$$E_{MPPM} = 2m\beta(1+a) \left(\left(\frac{2P_M}{M-1} \right)^{-1/mL} - 1 \right) \frac{G_d N_0 N}{\Omega \log_2(M)} + \frac{(P_c - P_{pa}) T_{ac}}{N} \quad (3.24)$$

où β est la durée du cycle, a est le coefficient lié au PA (page 60), G_d est le gain du canal, M : le nombre de symbole, N le nombre de bits à envoyer, Ω le PDP moyen, P_c : puissance des circuiteries, P_{pa} puissance du PA et T_{ac} le temps quand le système est actif.

3.2.1.3. Analyse des résultats des simulations du système mono-utilisateur

Dans cette partie, nous calculons l'énergie totale consommée par un système ULB utilisant la MPAM puis par un système ULB utilisant la MPPM. Le but de cette évaluation numérique est de comparer l'efficacité énergétique des deux modulations développées plus haut. Nous explorons plusieurs paramètres pour ces expériences. Cependant, nous prenons une bande passante avec une valeur minimale de $B = 500$ MHz, de fréquence centrale $f_c = 3.46$ GHz située au milieu de la bande [3,21 GHz, 3,71 GHz]. Les autres paramètres de notre modèle analytique nécessaires pour effectuer le calcul numérique sont définis tableau 3.2 suivant.

Tableau 3.2: Paramètres du modèle analytique

$f_c = 3.46 \text{ GHz}$	$\alpha = 0.78$	$N_0 = -170 \text{ dBm / Hz}$
$\beta = 150$	$N = 10^6$	$P_{pg} = 25.2 \text{ mW}$
$P_{LNA} = 7.68 \text{ mW}$	$P_{mix} = 15 \text{ mW}$	$P_{pg} = 2.5 \text{ mW}$
$P_{ADC} = P_{DAC} = 7.6 \text{ mW}$	$P_{filt} = P_{flr} = 2.5 \text{ mW}$	$L = 4$
$P_e = 10^{-3}$	$M_l = 40 \text{ dB}$	$G_l = 33.2 \text{ dB}$
$\Omega = 1$		

Les expériences ont été réalisées dans les deux environnements LOS et NLOS. Le paramètre de forme de la distribution de Nakagami-m est $m = 0.7$ [59], il est fixe pour toutes les simulations.

Figures 3.2 et 3.3, nous représentons E_{MPAM} et E_{MPPM} , soit l'énergie consommée par le système ULB utilisant la MPAM, et l'énergie consommée par le système ULB utilisant la MPPM en fonction de la portée de la liaison. Nous considérons initialement et successivement la 2PAM et la 2PPM dans le cas LOS ($z = 1,7$) puis dans le cas NLOS ($z = 3,5$), $P_M = 10^{-3}$, $d = [5\text{m } 50\text{m}]$.

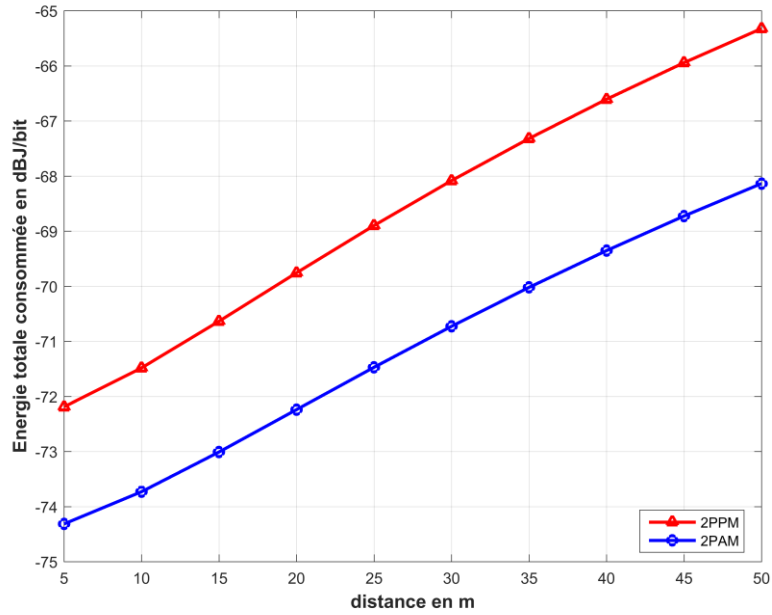


Figure 3.2 : Énergie totale consommée par la 2PAM et la 2PPM avec $P_M = 10^{-3}$, $d = [5m\ 50m]$, cas LOS

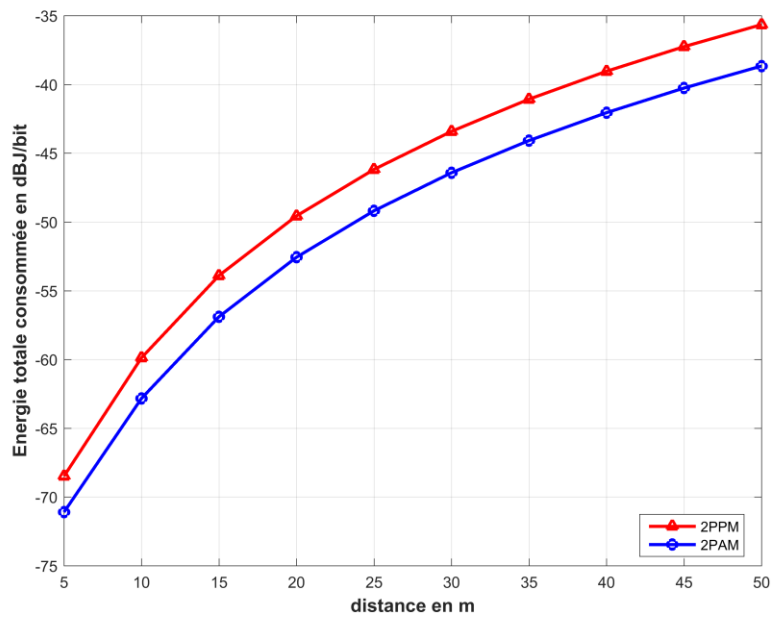


Figure 3.3 : Énergie totale consommée par la 2PAM et la 2PPM avec $P_M = 10^{-3}$, $d = [5m\ 50m]$, cas NLOS

Dans le cas LOS, nous obtenons que la modulation 2PAM est plus efficace que la 2PPM en termes d'énergie consommée. La puissance de transmission nécessaire pour la modulation 2PPM est plus grande que celle de la modulation 2PAM puisque la puissance consommée par la circuiterie 2PPM nécessite le double de temps de traitement à la réception.

Dans le cas NLOS, le système utilisant la modulation 2PAM consomme également systématiquement moins que le système utilisant la modulation 2PPM pour toutes les distances considérées. L'explication présentée dans le cas LOS précédent reste valable, la

seule différence ici est que l'énergie consommée augmente plus rapidement avec l'augmentation de la distance pour les deux modulations. Cette augmentation rapide est due à un facteur d'affaiblissement deux fois plus grand en NLOS.

Figures 3.4 et 3.5, sur une ordonnée dilatée, nous représentons E_{MPAM} et E_{MPPM} , soit l'énergie consommée par le système ULB utilisant la MPAM et l'énergie consommée par le système ULB utilisant la MPPM en fonction du coefficient d'affaiblissement z de propagation avec à nouveau $M = 2$ pour la MPAM, $M = 2$ pour la MPPM dans le cas LOS ($z = [1,45 \ 1,95]$) et, $M = 2$ pour la MPAM et $M = 2$ pour la MPPM dans le cas NLOS ($z = [2,8 \ 4,8]$), $P_M = 10^{-3}$, $d = 15$ m.

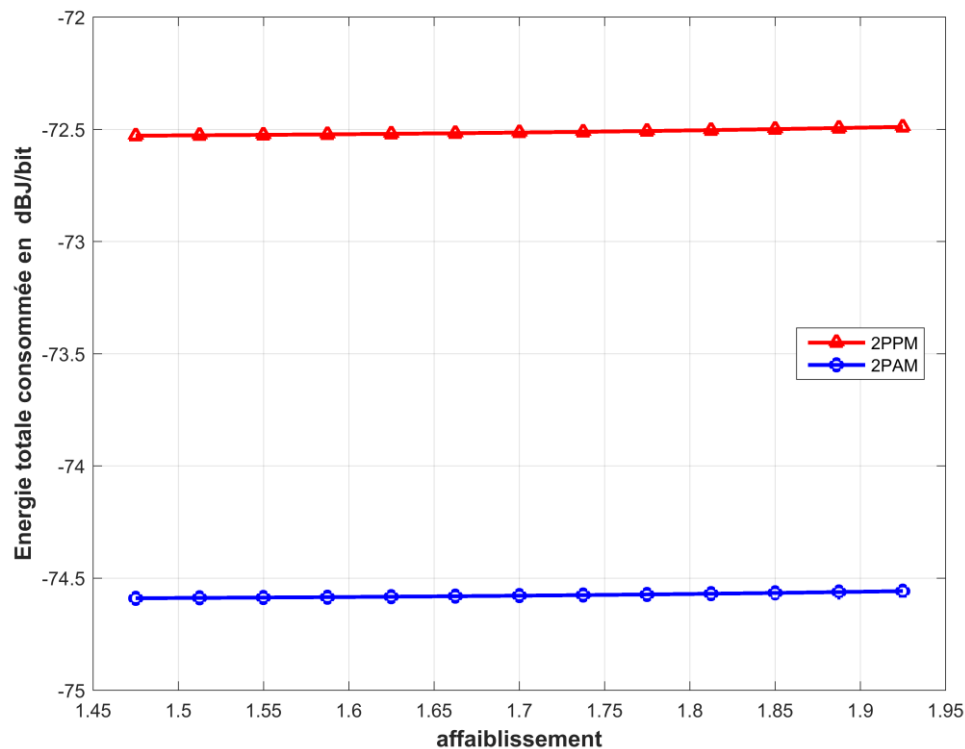


Figure 3.4 : Énergie totale consommée par la 2PAM et la 2PPM avec $P_M = 10^{-3}$, $d = 15$ m, cas LOS

Dans le cas LOS ainsi que dans le cas NLOS, le système ULB utilisant la modulation 2PAM consomme moins d'énergie que le système ULB utilisant la modulation 2PPM pour tout l'intervalle des coefficients d'affaiblissement z . Comme dans l'expérience précédente, l'énergie de transmission et l'énergie de circuiteries associées à la modulation 2PPM sont supérieures à celles nécessitées par la modulation 2PAM.

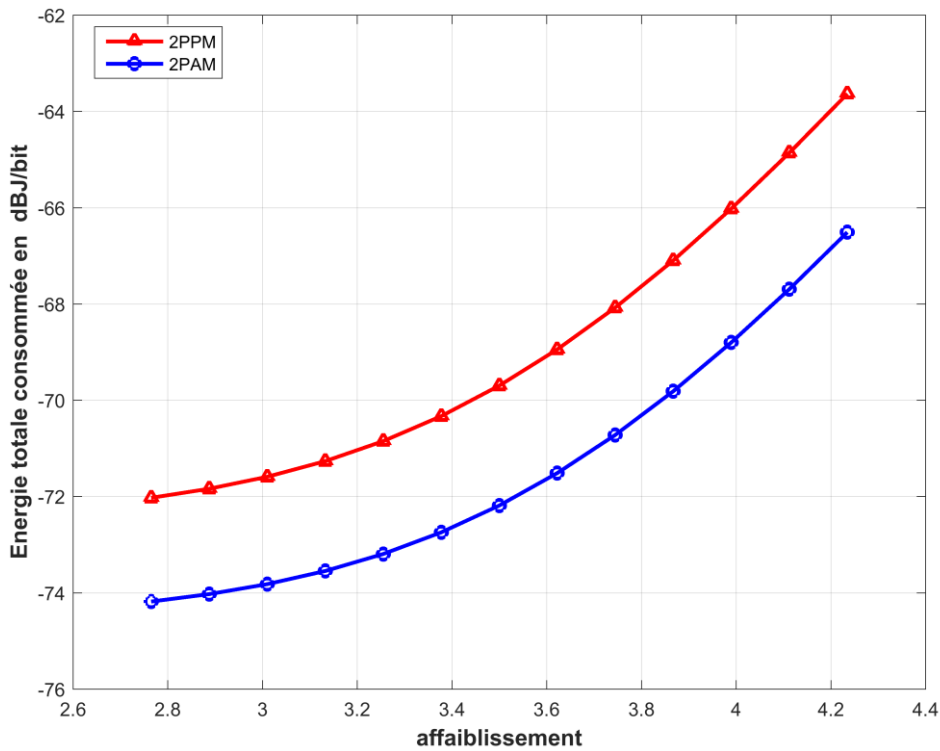


Figure 3.5 : Énergie totale consommée par la 2PAM et la 2PPM avec $P_M = 10^{-3}$, $d = 15$ m, cas NLOS

Figures 3.6 et 3.7, nous représentons E_{MPAM} et E_{MPPM} , soit respectivement l'énergie consommée par le système ULB utilisant la MPAM et l'énergie consommée par les systèmes ULB utilisant la MPPM en fonction du nombre de symboles, avec $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$ $P_M = 10^{-3}$, $d = 15$ m pour le cas LOS ($z=1,7$) et NLOS ($z=3,5$) respectivement.

Dans le cas LOS et pour $M = 2$, le système utilisant la modulation MPAM consomme moins d'énergie que le système exploitant la MPPM. Il s'agit du seul cas parmi tous ceux envisagés pour lequel cette modulation s'avère la plus économe en énergie. Nous constatons en effet une situation inverse pour toutes les autres constellations dès que $M > 2$.

Nous pouvons justifier ce résultat par l'augmentation plus significative de la puissance de transmission du système MPAM. Dans le cas NLOS, les résultats de simulation corroborent ces conclusions. De façon générale, dans les conditions de nos simulations la modulation MPPM s'avère plus efficace que la MPAM, hormis dans le cas où M est limité à 2.

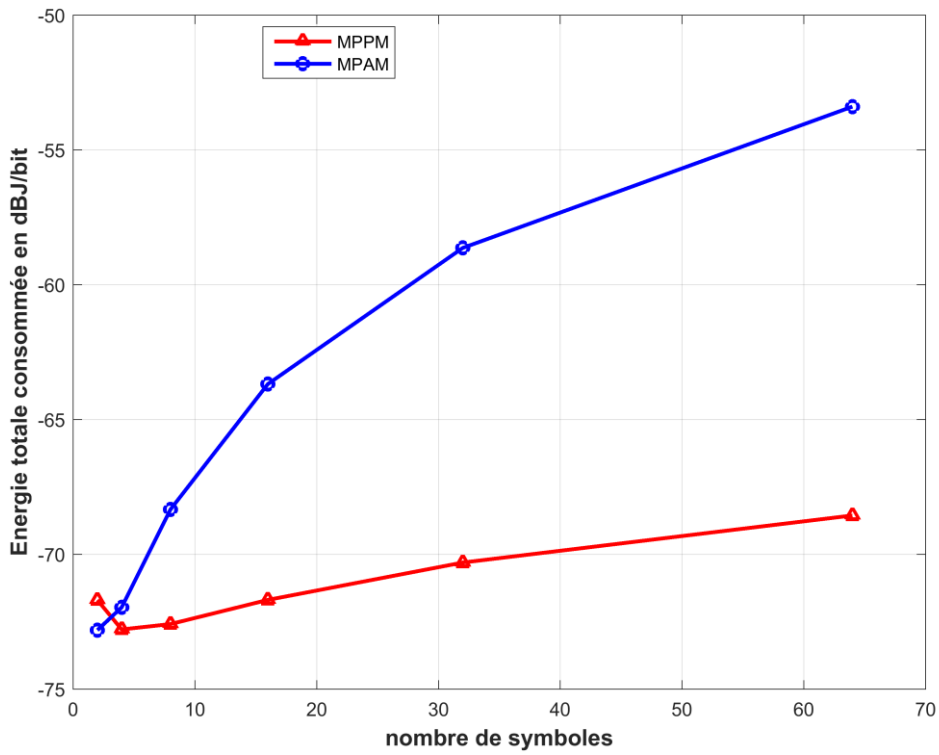


Figure 3.6 : Énergie totale consommée par la MPAM et la MPPM avec $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 15$ m, cas LOS

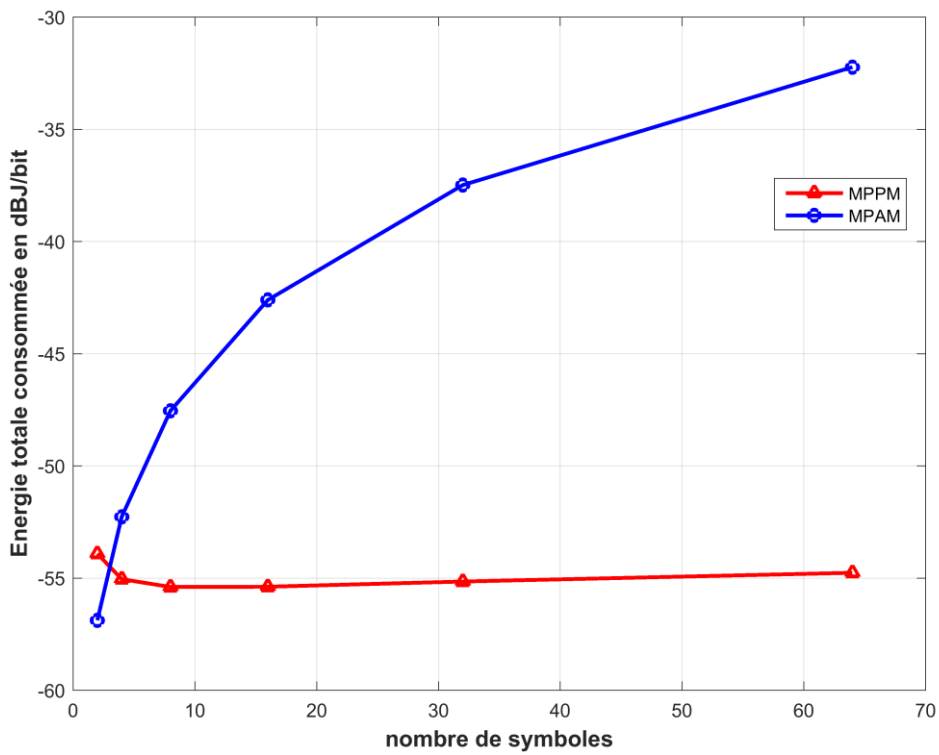


Figure 3.7 : Énergie totale consommée par la MPAM et la MPPM avec $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 15$ m, cas NLOS

Lorsque $M = 2$, la puissance consommée par le système utilisant la MPAM est la plus faible par rapport à toutes les autres constellations de MPPM considérées. Si cette constellation est suffisante pour l'application visée alors la modulation 2PAM apparaît optimale.

3.3. Analyse énergétique d'un système ULB multi-utilisateur

Nous utilisons des modulations binaires avec les systèmes de codage pour des raisons de simplicité et de limitation du modèle. Nous supposons également que notre système est parfaitement synchrone.

3.3.1. Modèle analytique multi-utilisateur

La section suivante analyse la consommation énergétique des différents systèmes DS-ULB et TH-ULB.

3.3.1.1. DS-ULB avec des codes orthogonaux

Dans cette première section, nous faisons l'hypothèse que les codes sont parfaitement orthogonaux et que leurs inter-corrélations sont par conséquent nulles.

La durée d'un chip est $T_c = bT_p$ avec T_p la durée d'une impulsion. Nous savons également que la durée d'un bit $T_b = T_f = N_c T_c$ avec T_f est la durée d'une trame, T_c la durée d'un chip et N_c le nombre de chip par trame. Nous en déduisons la durée du temps actif $T_{ac} = bN_c T_p$.

Le système DS-ULB utilise une modulation BPSK qui est équivalente à une PAM binaire. Alors la probabilité d'erreur conditionnée sur le SNR instantané γ_l s'écrit [65]:

$$P_b(\gamma) = Q(\sqrt{2\sum_{l=1}^L \gamma_l}) \quad (3.25)$$

La probabilité d'erreur moyenne pour un système DS-ULB avec des codes orthogonaux peut être bornée par [62] :

$$P_e = \int \int \dots \int_0^{+\infty} P_b(\gamma_l) f_\gamma(\gamma_l) d\gamma_1 \dots d\gamma_L \leq \frac{1}{2} \prod_{l=1}^L I(\bar{\gamma}_l) \quad (3.26)$$

$$\text{Avec } I(\bar{\gamma}_l) = \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_l}{m}\right)^{-m}$$

Comme pour le système mono-utilisateur, nous utilisons un récepteur de Rake et une technique MRC pour la réception. Les différentes amplitudes des multi-trajets ne sont pas forcément identiques et elles sont indépendantes. Quand les trajets L sont identiquement distribués, ils ont le même SNR moyen, la probabilité d'erreur se réduit à :

$$P_b \approx \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}}{m}\right)^{-mL} \quad (3.27)$$

Nous pouvons déduire ensuite la valeur du SNR moyen à partir de l'équation (3.27). Cette valeur peut s'exprimer comme suit :

$$\bar{\gamma} = m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1) \quad (3.28)$$

En reliant les expressions (3.6) et (3.28) nous obtenons la puissance de transmission définie dans l'expression (3.29) :

$$P_t = m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1) \frac{G_d N_0 B}{\Omega} \quad (3.29)$$

En multipliant l'expression (3.29) par le temps actif $T_{ac} = bNN_c / B$ où b est le rapport entre la durée du chip et la durée d'impulsion, N est le nombre de bits à envoyés, N_c est le nombre de chips (nombre d'impulsions) et B est la bande passante. Nous obtenons l'expression (3.30) :

$$P_t T_{ac} = bm((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1) \frac{N_0 G_d NN_c}{\Omega} \quad (3.30)$$

L'énergie totale consommée par un système DS-ULB utilisant une modulation binaire peut être calculée à partir de l'équation (3.31) :

$$E_{DS-OC} = (1+a)bm((2P_e)^{\frac{-1}{mL}} - 1) \frac{N_0 G_d N_c}{\Omega} + \frac{(P_c - P_{PA})T_{ac}}{N} \quad (3.31)$$

Pour calculer la puissance consommée par les composants de l'émetteur, nous utilisons l'équation (3.8). Tandis que la puissance consommée par les composants du récepteur est égale à celle exprimée par l'équation (3.9) précédente.

3.3.1.2. DS-ULB avec des codes non orthogonaux

Dans cette section nous faisons l'hypothèse que les codes ne sont plus parfaitement orthogonaux et que leurs inter-corrélations ne sont plus nulles. De ce fait, la probabilité d'erreur P_b d'un système DS-ULB avec des codes non-orthogonaux ne peut pas être semblable à celle d'un système ULB mono-utilisateur. Lors de notre recherche bibliographique, la modélisation des interférences par une gaussienne n'est pas toujours vérifiée ([67-69]). Cependant, dans [67] l'approximation est presque gaussienne pour $P_b = 10^{-3}$. Pour cette probabilité d'erreur prédéfinie $P_b = 10^{-3}$, nous considérerons que les interférences causées par les autres utilisateurs peut être approximée par une distribution gaussienne. Dès lors, le rapport signal à bruit plus interférence (SINR) peut s'exprimer sous la forme :

$$SINR = \frac{\sum_{l=1}^L \gamma_l}{1 + \frac{N_u - 1}{N_c} \sigma_{DS} \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l} \quad (3.32)$$

$$\text{Avec } \sigma_{DS} = \frac{1}{T_c} \int \int_{-\infty}^{+\infty} [w_{rec}(t)w_{rec}(t-s)]^2 ds \text{ et } w_{rec} = \left[1 - 4\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2 \right] \exp\left(-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2\right)$$

N_u est le nombre d'utilisateurs, N_c le nombre d'impulsions, σ_{DS} est la variance des interférences, w_{rec} est la forme d'onde et s est le décalage et T_c le nombre d'un chip.

La probabilité conditionnelle sur le SINR instantané peut s'écrire :

$$P_b(\gamma) = Q(\sqrt{2SINR}) \quad (3.33)$$

Alors la probabilité d'erreur moyenne d'un système DS-ULB utilisant des codes non-orthogonaux est bornée par :

$$P_b = \int \int \dots \int_0^{+\infty} P_b(\gamma_l) f_\gamma(\gamma_l) d\gamma_1 \dots d\gamma_L \leq \frac{1}{2} \prod_{l=1}^L I(\bar{\gamma}_l) \quad (3.34)$$

$$\text{Avec } I(\bar{\gamma}_l) = \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_l}{m \left(1 + \frac{N_u - 1}{N_c} \sigma_{DS} \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l \right)} \right)^{-m} \text{ (calcul détaillé dans l'annexe B.2)}$$

Donc, quand les trajets L sont identiquement distribués avec le même SNR moyen nous pouvons écrire :

$$P_b \approx \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1/m}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS}} \right)^{-mL} \quad (3.35)$$

Le SNR moyen est égal à :

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{\left(m \left((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1 \right) \right)^{-1} - \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS}} \quad (3.36)$$

En remplaçant la valeur du SNR moyenne exprimée dans (3.36) dans l'expression (3.6), nous obtenons la valeur de la puissance de transmission du système DS-ULB qui utilise des codes non-orthogonaux :

$$P_t = \frac{N_0 G_d B / \Omega}{\left(m \left((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1 \right) \right)^{-1} - \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS}} \quad (3.37)$$

Alors,

$$P_t T_{ac} = \frac{b N_0 G_d N_c N / \Omega}{\left(m \left((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1 \right) \right)^{-1} - \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS}} \quad (3.38)$$

Où T_{ac} est le temps actif.

En remplaçant (3.38) dans (3.3) nous obtenons l'énergie totale consommée par un système DS-ULB utilisant des codes non-orthogonaux :

$$E_{DS-NOC} = (1 + a) \frac{bN_0 G_d N_c / \Omega}{(m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS}} + \frac{(P_c - P_{pa}) T_{ac}}{N} \quad (3.39)$$

Avec P_c : puissance des circuiteries et P_{pa} puissance du PA.

Nous calculons les puissances des circuiteries d'émission et de réception à partir des équations (3.8) et (3.9).

3.3.1.3. TH-BPSK-PSM

Pour évaluer les impulsions MHPs (Impulsions d'Hermite modifiées) dans les mêmes conditions que les codes pseudo aléatoires, nous utilisons au moins deux impulsions MHPs distinctes. Nous allouons la première impulsion au premier groupe d'utilisateur, la deuxième à un deuxième groupe et ainsi de suite. Ce système ULB utilise une modulation BPSK pour transmettre l'information. Puisque les impulsions MHP sont orthogonales, l'interférence est générée uniquement par les utilisateurs qui appartiennent au même groupe. De la même manière que dans le cas précédent nous supposons que les interférences sont approximées par une distribution gaussienne pour une probabilité d'erreur $P_b = 10^{-3}$. Alors nous pouvons écrire le SINR sous la forme :

$$SINR = \frac{2 \sum_{l=1}^L \gamma_l}{1 + \frac{N_h/2 - 1}{N_s} \sigma_{BP} \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l} \quad (3.40)$$

Avec $\sigma_{BP} = \frac{1}{T_f} \int \int_{-\infty}^{+\infty} [P_{MHP}(t) P_{MHP}(t-s)]^2 ds$ la variance des interférences, P_{MHP} la forme d'onde d'Hermite, T_f est la durée d'une trame, N_h : le nombre de sauts et N_s : le nombre d'impulsions.

En utilisant les mêmes hypothèses que dans la partie 3.2 associées aux expressions (3.33) et (3.34), nous déduisons que la probabilité d'erreur du système TH-BPSK-PSM s'exprime comme :

$$P_b \approx \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1/m}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{N_h/2 - 1}{N_s} L \sigma_{BP}} \right)^{-mL} \quad (3.41)$$

Nous pouvons extraire alors le SNR moyen exprimé ci-dessous :

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{(m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h/2 - 1}{N_s} L \sigma_{BP}} \quad (3.42)$$

En reliant les équations (3.6) et (3.42) nous trouvons l'expression de la puissance transmise du système TH-BPSK-PSM :

$$P_t = \frac{N_0 G_d B / \Omega}{(m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h/2-1}{N_s} L \sigma_{BP}} \quad (3.43)$$

Alors,

$$P_t T_{ac} = \frac{b N_0 G_d N_s N_h N / \Omega}{(m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h/2-1}{N_s} L \sigma_{BP}} \quad (3.44)$$

Où b est le rapport entre la durée d'un chip et la durée d'une impulsion et N le nombre de bits à envoyer.

Finalement, en remplaçant (3.44) dans l'expression (3.3), nous obtenons la consommation totale du système TH-BPSK-PSM :

$$E_{MHP} = (1 + a) \frac{b N_0 G_d N_s N_h / \Omega}{(m((2P_e)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h/2-1}{N_s} L \sigma_{BP}} + \frac{(P_c - P_{pa}) T_{ac}}{N} \quad (3.45)$$

Pour prendre en compte les puissances des composants de l'émetteur et du récepteur, nous utilisons de plus les équations (3.8) et (3.9) précédentes.

3.3.1.4. TH-PAM

Pour une probabilité d'erreur $P_b = 10^{-3}$, ainsi que précédemment, nous approximons les interférences par une loi gaussienne. Donc le SINR peut s'exprimer avec l'expression ci-dessous :

$$SINR = \frac{2 \sum_{l=1}^L \gamma_l}{1 + \frac{N_h - 1}{N_s} \sigma_{PAM} \sum_{l=1}^L \gamma_l} \quad (3.46)$$

$$\text{Avec } \sigma_{PAM} = \frac{1}{T_f} \int \int_{-\infty}^{+\infty} [w_{rec}(t) w_{rec}(t-s)]^2 ds$$

En utilisant les mêmes hypothèses que dans la partie 3.2 et les expressions (3.33) et (3.34), nous déduisons que la probabilité d'erreur du système TH-PAM s'exprime de la façon suivante :

$$P_b \approx \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1/m}{\frac{1}{\gamma} + \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PAM}} \right)^{-mL} \quad (3.47)$$

Le SNR moyen peut être exprimé par la relation (3.48) comme :

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{(m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PAM}} \quad (3.48)$$

En insérant l'expression (3.48) dans l'expression (3.6) nous pouvons écrire la puissance du système TH-PAM :

$$P_t = \frac{N_0 G_d B / \Omega}{(m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PAM}} \quad (3.49)$$

Alors,

$$P_t T_{ac} = \frac{b N_0 G_d N_s N_h N / \Omega}{(m((2P_e)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PAM}} \quad (3.50)$$

Finalement, en remplaçant (3.50) dans (3.3) nous trouvons l'énergie totale que le système TH-PAM consomme pour envoyer un bit d'information :

$$E_{TH-PAM} = (1 + \alpha) \frac{a N_0 G_d N_s N_h / \Omega}{(m((2P_e)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PAM}} + \frac{(P_c - P_{pa}) T_{ac}}{N} \quad (3.51)$$

La prise en compte des puissances consommées par les composants de l'émetteur et du récepteur s'effectue via les équations (3.8) et (3.9) précédentes.

3.3.1.5. TH-PPM

Nous considérons à nouveau que les interférences entre utilisateurs dans un système TH-PPM peuvent se modéliser, comme pour les autres systèmes multi-utilisateurs, par une distribution gaussienne pour une probabilité d'erreur $P_b = 10^{-3}$. Par contre, la probabilité conditionnelle sur le SINR est différente et s'exprime selon l'expression ci-dessous [61] :

$$P_b(\gamma) = Q(\sqrt{SINR}) \quad (3.52)$$

Le SINR pour ce système TH-PPM est donné par l'expression (3.53) :

$$SINR = \frac{2 \sum_{l=1}^L \gamma_l}{1 + \frac{N_h - 1}{N_s} \sigma_{PPM} \sum_{l=1}^L \gamma_l} \quad (3.53)$$

Avec $\sigma_{PPM} = \frac{1}{T_f} \int \int_{-\infty}^{+\infty} [w_{rec}(t)(w_{rec}(t-s) - w_{rec}(t-s-\delta))]^2 ds$ et δ : le paramètre de la modulation PPM.

En utilisant les mêmes hypothèses que lors de la section 3.2 et les expressions (3.33) et (3.34), nous déduisons que la probabilité d'erreur du système TH-PPM s'exprime sous la forme :

$$P_b \approx \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1/2m}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PPM}} \right)^{-mL} \quad (3.54)$$

Le SNR moyen est alors égal à :

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{(2m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PPM}} \quad (3.55)$$

En reliant les équations (3.6) et (3.55), nous obtenons la puissance de transmission de ce système qui est égale à :

$$P_t = \frac{N_0 G_d B / \Omega}{(2m((2P_b)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PPM}} \quad (3.56)$$

Alors,

$$P_t T_{ac} = \frac{b N_0 G_d N_s N_h N / \Omega}{(2m((2P_e)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PPM}} \quad (3.57)$$

Finalement en remplaçant (3.57) dans (3.3) nous trouvons l'énergie totale que le système TH-PPM consomme pour envoyer un bit d'information :

$$E_{TH-PPM} = (1+a) \frac{b N_0 G_d N_s N_h / \Omega}{(2m((2P_e)^{\frac{-1}{mL}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L \sigma_{PPM}} + \frac{(P_c - P_{pa}) T_{ac}}{N} \quad (3.58)$$

La prise en compte des puissances consommées par les composants de l'émetteur et du récepteur s'effectue comme précédemment via les équations (3.8) et (3.9). Cependant, à la réception, le récepteur a besoin du double du temps de traitement pour détecter l'impulsion et l'équation (3.9) devient :

$$P_{cr} = P_{LNA} + 2L(P_{mix} + P_{Int}) + P_{Filt} + P_{DAC} \quad (3.59)$$

3.3.2. Résultats des simulations du système en mode multi-utilisateurs

Dans cette section, nous calculons l'énergie totale requise pour transmettre un bit d'information en utilisant les différentes techniques d'accès multiples décrites plus haut. Le but de ce calcul numérique est de comparer l'efficacité énergétique des codes multi-utilisateurs analysés précédemment. Nous utilisons à nouveau les paramètres figurant dans le tableau 3.2 précédent pour ces différentes simulations. Comme les simulations avec un seul utilisateur, nous considérons successivement les deux environnements LOS et NLOS pour un

facteur de forme de la distribution de Nakagami $m = 0.7$. Nous avons considéré deux scénarii de simulation. Dans le premier scénario, nous fixons le nombre d'utilisateurs et nous faisons varier le débit. Dans le second scénario, nous fixons le débit et nous faisons varier le nombre d'utilisateurs. Les codes multi-utilisateurs utilisés dans cette simulation sont décrits en détail dans le chapitre précédent.

3.3.2.1. Scénario 1 - Un même nombre d'utilisateurs

Les figures 3.8 et 3.9 illustrent respectivement l'énergie totale consommée par les différents codes multi-utilisateurs dans le cas LOS ($z = 1.7$ coefficient d'évanouissement) et les cas NLOS ($z = 3,5$) respectivement, avec $P_b = 10^{-3}$, $d = [5m \ 50m]$.

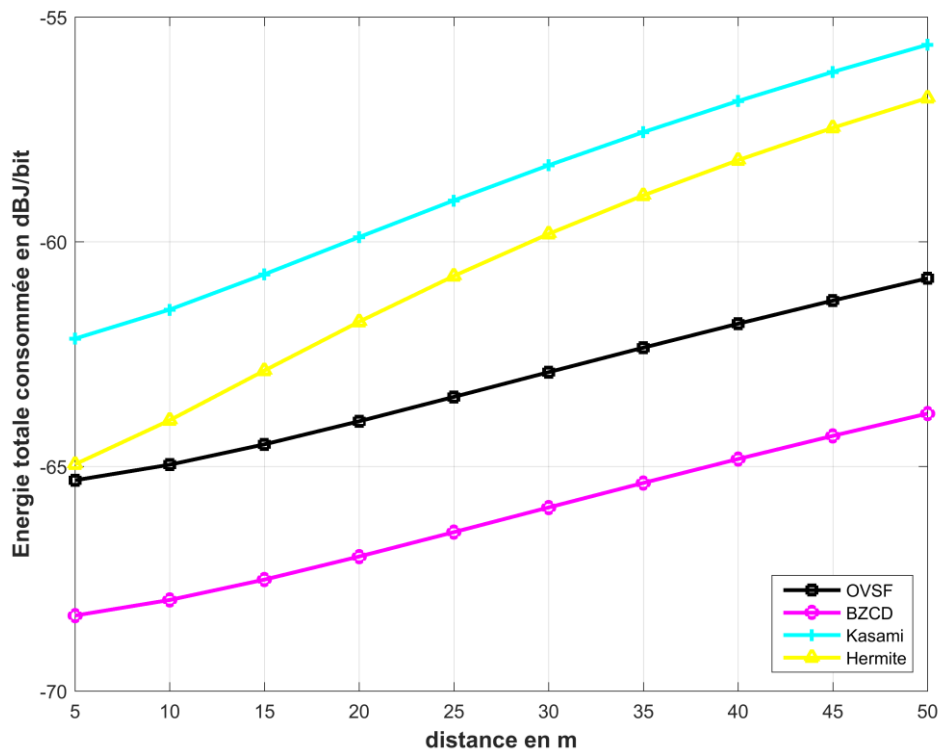


Figure 3.8 : Énergie totale consommée par différents types de codage avec $P_b = 10^{-3}$, $d = [5m \ 50m]$, cas LOS

Pour les deux cas LOS et NLOS considérés, nous obtenons que la technique de codage BZCD constitue la technique la plus efficace du point de vue énergie consommée. La BZCD est ainsi capable d'assurer le transfert de données de 16 utilisateurs simultanés en consommant le moins d'énergie. La différence est de l'ordre de 3 dB avec le code OVSF aussi bien dans le cas LOS que NLOS. Elle est portée à environ 6 dB dans le cas du code de Kasami, le moins performant. Ceci est dû au fait que le système de codage BZCD utilise le plus petit nombre d'impulsions pour transmettre l'information par rapport aux autres techniques à étalement de spectre (OVSF et Kasami). Ainsi, tandis que BZCD a besoin de seulement 64 impulsions transmises pour 16 utilisateurs, les codes OVSF nécessitent quant à eux 128 impulsions et les codes de Kasami 255. Pour la technique TH-BPSK-PSM utilisant les impulsions MHP, nous

optons pour 8 impulsions mais, puisque la durée d'une trame dans le système TH-PBSK-PSM est plus grande que la durée d'une trame d'un système DS-ULB utilisant le codage OVSF, la technique MHP consomme plus d'énergie y compris avec moins d'impulsions. Le système de codage Kasami s'avère le système le moins efficace pour tout l'intervalle de distance à cause à nouveau de la longueur importante du code requise pour gérer 16 utilisateurs.

A partir de cette simulation nous pouvons conclure que le nombre d'impulsions utilisées ou encore la longueur de la trame joue logiquement un rôle majeur dans la consommation totale du système. Ceci est à rapprocher du fait que, dans un système ULB-IR, l'énergie de transmission augmente progressivement avec le nombre d'impulsions émises.

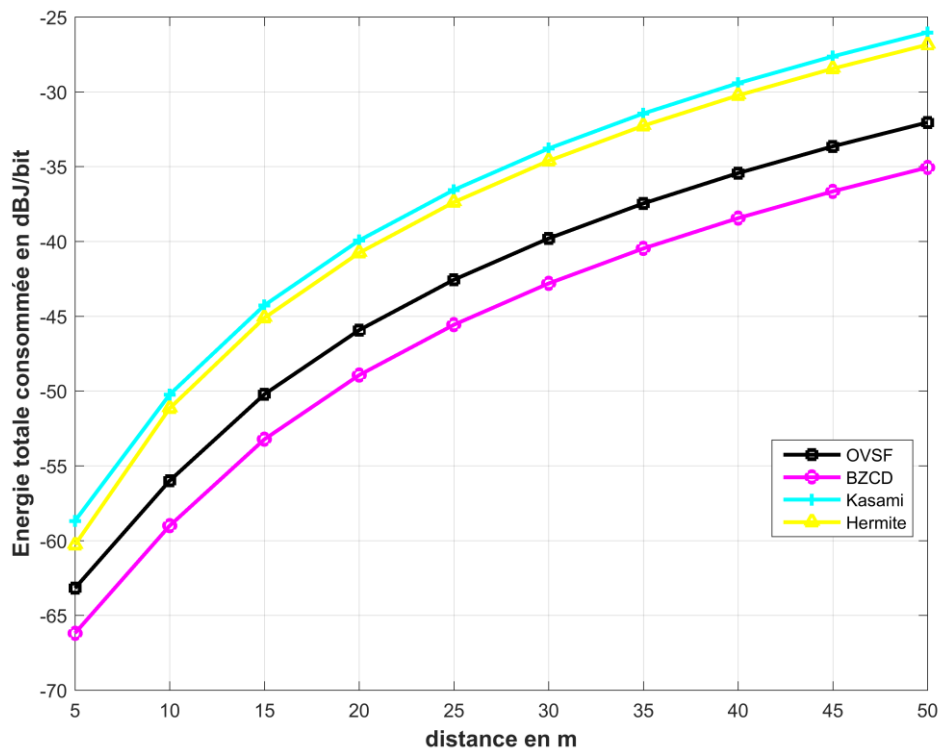


Figure 3.9 : Énergie totale consommée par différents types de codage avec $P_b = 10^{-3}$, $d = [5m \ 50m]$, cas NLOS

Figures 3.10 et 3.11, nous illustrons cette fois l'énergie totale consommée par nos codes multi-utilisateurs sélectionnés dans le cas LOS ($z = [1,45 \ 1,95]$) et les cas NLOS ($z = [2,8 \ 4,8]$) respectivement, avec $P_b = 10^{-3}$, $d = 15 \text{ m}$.

Pour le cas où le nombre d'utilisateurs est fixe et dans nos configurations LOS et NLOS, le système de codage BZCD est à nouveau le plus efficace du point de vue énergie consommée et le système Kasami le moins efficace. Nous concluons que pour les intervalles de distance et d'évanouissement considérés, l'utilisation d'un petit nombre d'impulsions (ou une durée de trame courte) permet d'obtenir un système de communication ULB économe en énergie.

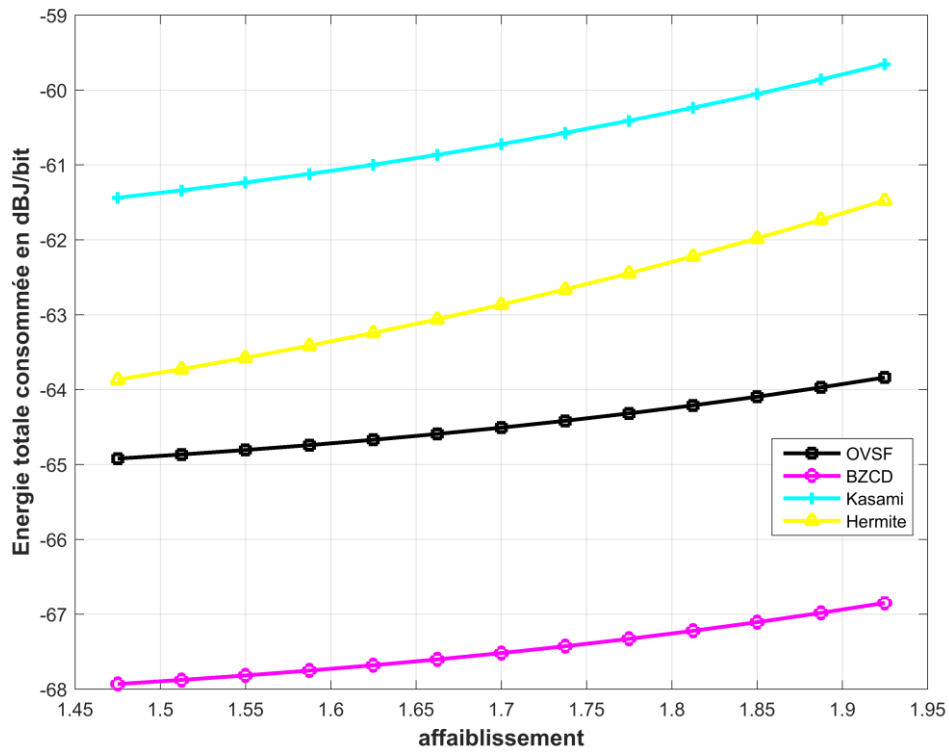


Figure 3.10 : Énergie totale consommée par différents types de codage avec $P_b = 10^{-3}$, $d = 15$ m, cas LOS

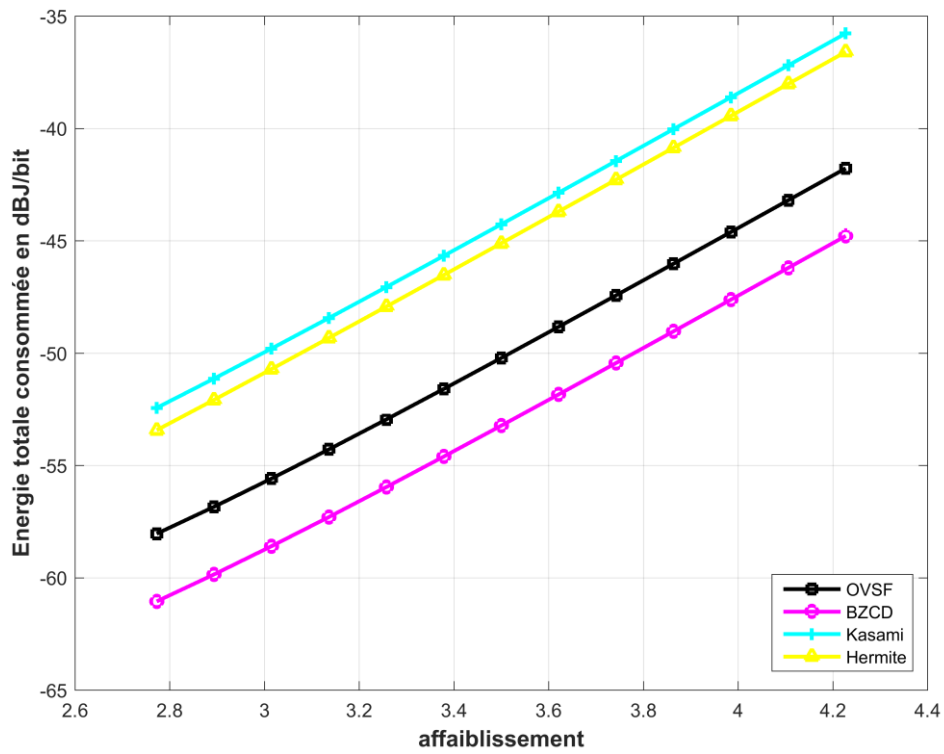


Figure 3.11 : Énergie totale consommée par différents types de codage avec $P_b = 10^{-3}$, $d = 15$ m, cas NLOS

3.3.2.2. Scénario 2 - Un débit identique

Pour ce second scénario d'étude, nous comparons TH-PPM avec d'autres techniques multi-utilisateurs. Côté réception, ainsi que déjà indiqué précédemment, la TH-PPM nécessite le double de temps pour détecter l'impulsion. Pour maintenir une situation équilibrée entre TH-ULB et DS-ULB et garder le même débit, nous posons $N_c = N_h N_s$. Figures 3.12 et 3.13, nous illustrons l'énergie totale consommée par nos codes multi-utilisateurs sélectionnés dans le cas LOS ($z = 1,7$) et les cas NLOS ($z = 3,5$) respectivement, avec $P_b = 10^{-3}$, $d = [5m \ 50m]$.

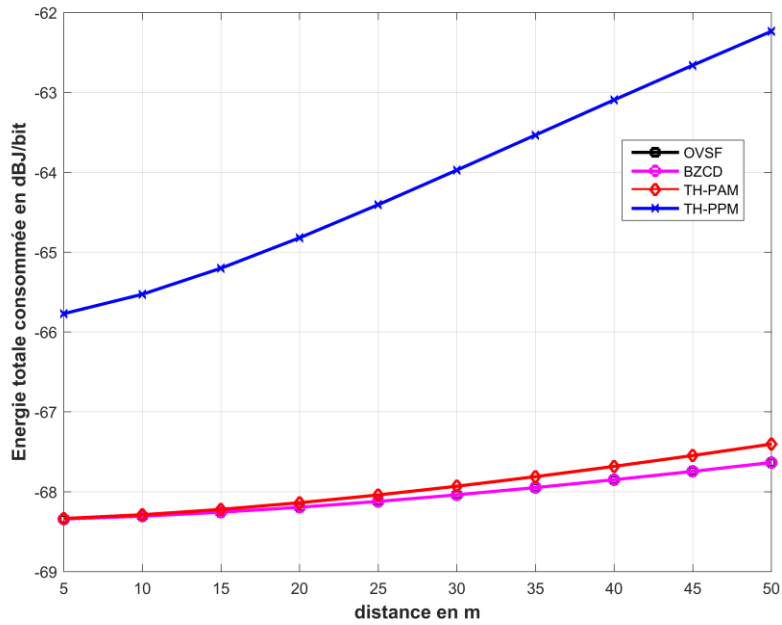


Figure 3.12 : Énergie totale consommée par différents types de codage avec $P_b = 10^{-3}$, $d = [5m \ 50m]$, cas LOS

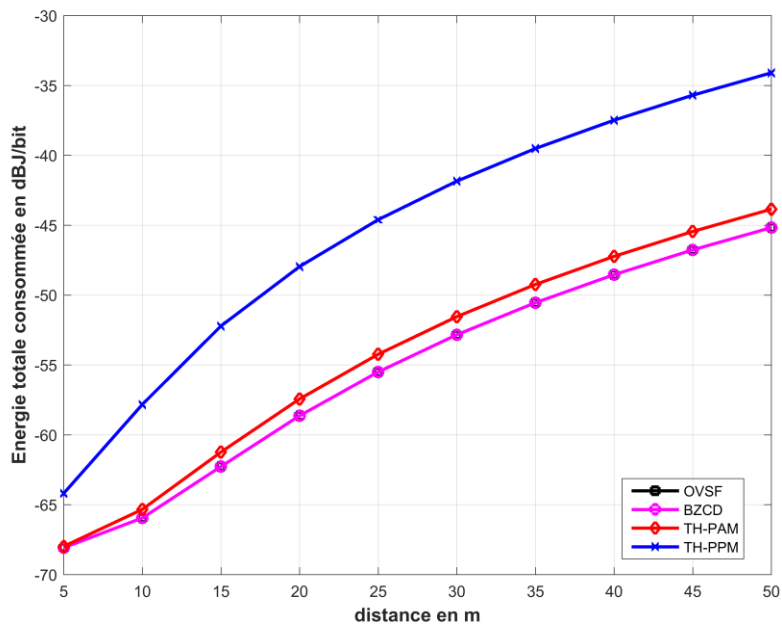


Figure 3.13 : Énergie totale consommée par différents types de codage avec $P_b = 10^{-3}$, $d = [5m \ 50m]$, cas NLOS

Dans les deux cas LOS et NLOS, nous obtenons que OVSF et BZCD, dont les courbes sont pratiquement confondues, constituent les systèmes de codage les plus efficaces aux portées considérées par nos simulations. Malgré l'utilisation d'un nombre d'impulsions plus faible, les systèmes TH-PAM et TH-PPM consomment plus que les deux systèmes de codages orthogonaux. Cependant, TH-PAM est plus performant que TH-PPM en consommant moins d'énergie. Ce résultat peut s'expliquer par la robustesse de TH-PAM aux interférences multi-utilisateurs. Bien que OVSF et BZCD consomment la même quantité d'énergie totale à nombre d'impulsions identique, BZCD peut gérer 16 utilisateurs en simultanément cependant que le codage exploitant OVSF est limité à 8 utilisateurs dans ce cas précis. Ce résultat rend BZCD plus attractif qu'OVSF. Un compromis entre le nombre d'utilisateurs et l'énergie consommée peut être effectué si l'application le demande.

Figures 3.14 et 3.15, nous représentons l'énergie totale consommée par plusieurs codes multi-utilisateurs dans le cas LOS ($z = [1.45 \ 1.95]$) puis le cas NLOS ($z = [2.8 \ 4.8]$) respectivement, avec $P_b = 10^{-3}$, $d = 15$.

Dans les cas LOS et NLOS, nous obtenons que les techniques OVSF et BZCD, dont les courbes sont également pratiquement confondues, constituent les systèmes de codage les plus économes pour l'intervalle d'affaiblissement considéré. À débit identique, les codes orthogonaux sont meilleurs que les deux techniques time-hopping TH-PAM et TH-PPM. Cette efficacité énergétique est liée à l'influence des multi-utilisateurs. Lorsque la variance des interférences augmente, l'énergie de transmission augmente et l'énergie totale aussi en conséquence.

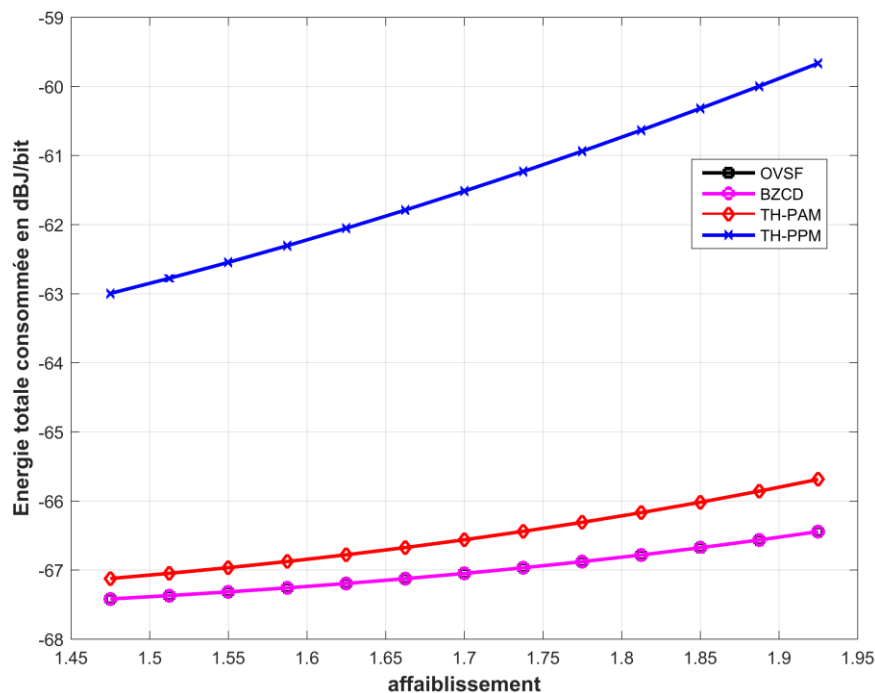


Figure 3.14 : Énergie totale consommée par différents types de codage avec $P_b = 10^{-3}$, $d = 15$ m, cas LOS

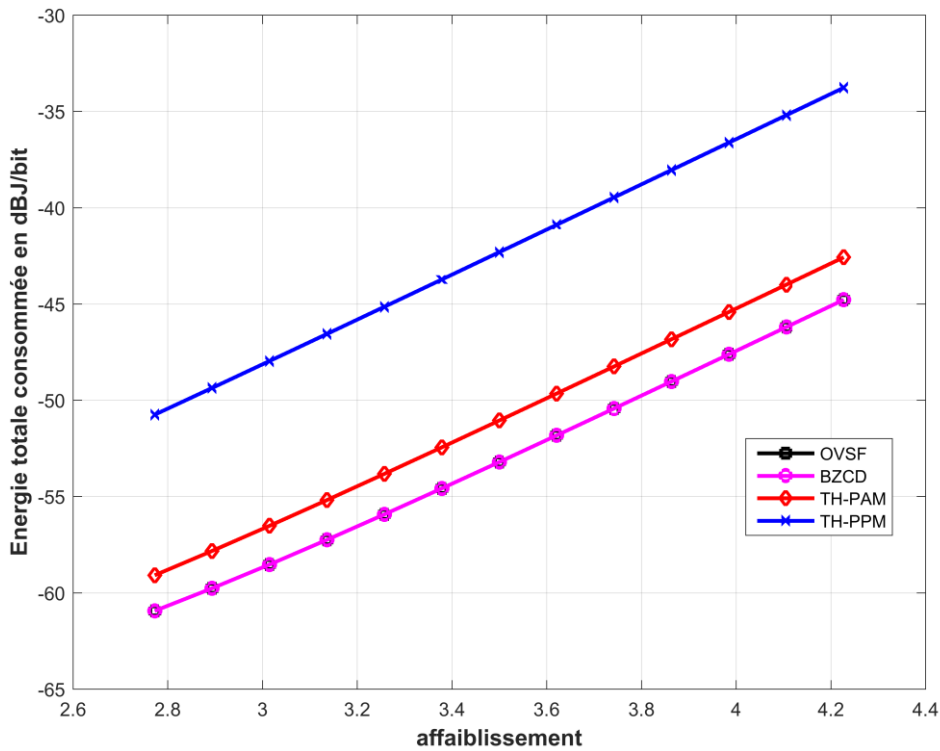


Figure 3.15 : Énergie totale consommée par différents type de codage avec $P_b = 10^{-3}$, $d = 15$ m, cas NLOS

Conclusion du chapitre 3

Ce chapitre a pour but d'introduire les hypothèses et les bases du modèle énergétique qui sont par la suite utilisées tout au long de ce mémoire de thèse. Les adaptations requises selon le système de codage employé ou la modulation utilisée ont également été présentées. De base, notre modèle adopte trois modes temporels pour fonctionner, un mode actif qui opère lors de l'envoi effectif de l'information, un mode de veille lorsque le système est au repos et un mode transition du mode de veille au mode actif. Nous avons montré que dans notre système ULB-IR seul le mode actif est réellement nécessaire pour le calcul de la puissance du système. Nous avons ensuite exprimé la puissance totale consommée comme étant la somme de la puissance de transmission et de la puissance des circuiteries de l'émetteur et du récepteur. Pour calculer cette première puissance, nous fixons la probabilité d'erreur et nous obtenons la valeur de cette puissance à partir du SNR moyen. Pour calculer la seconde puissance, nous sommes les puissances des composants électroniques utilisés par le système. Nous avons présenté par la suite le modèle de canal ULB 802.15.4a dont s'inspire le modèle de canal que nous utilisons pour le calcul de la puissance de transmission. Nous avons modélisé notre canal par une distribution de Nakagami-m qui s'avère, selon la 'Task Group' du IEEE 802.15.4a, adéquat pour simuler la couche physique des systèmes qui nécessite peu d'énergie. En progressant dans la conception de notre modèle énergétique, nous avons pu, dans un premier temps, développer un modèle analytique en mesure de calculer la

consommation totale d'un système ULB mono-utilisateur. Ce modèle analytique nous a permis de calculer l'énergie d'un système ULB utilisant la MPAM et d'un autre système utilisant la MPPM pour pouvoir les comparer et ensuite déduire le système le plus économe en termes d'énergie consommée. En fixant la constellation à $M = 2$ pour la MPAM, à $M = 2$ pour la MPPM dans le cas LOS et NLOS, nous trouvons que la 2PAM est la plus efficace sur l'intervalle de distance choisi et sur l'intervalle d'affaiblissement considéré. La comparaison a révélé que la constellation 2PAM est plus efficace que toutes les constellations MPPM pour $d = 15$ m dans les deux cas LOS et NLOS. Dans une seconde étape, nous avons développé un modèle analytique en mesure de calculer la consommation d'un système ULB multi-utilisateurs. Le but ce modèle est de comparer l'énergie consommée par deux systèmes ULB connus qui sont le DS-ULB (codes orthogonaux et non-orthogonaux) et le TH-ULB (TH-PAM, TH-PPM, TH-BPSK-PSM). Pour ce faire, nous avons imaginé deux scénarios différents. Dans un premier scénario, nous avons considéré un nombre d'utilisateurs fixe. Nous obtenons que les codes BZCD constituent les codes les plus efficaces énergétiquement pour les portées choisies et pour l'intervalle d'affaiblissement considéré. Cette première expérience a montré que le système qui utilise le plus petit nombre d'impulsions ou de longueur de trame devient le système le plus économe. Dans un deuxième scénario, nous fixons le débit de transmission. Cette expérience à montrer que les techniques BZCD et OVSF sont plus économes du point de vue consommation en énergie pour l'intervalle de distance d et l'intervalle d'évanouissement z considérés. Nous avons conclu que la technique qui a la plus petite valeur de puissance de transmission est la technique la plus efficace dans des environnements avec des valeurs d'évanouissement z différentes. Les deux modèles développés dans ce chapitre peuvent ainsi devenir des outils pratiques pour définir les systèmes ULB à utiliser dans des conditions de transmission données.

4. Chapitre 4 : Comparaison de la consommation énergétique des RT-ULB et système RT dans les cas mono et multiutilisateurs

Introduction du chapitre

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la technique de focalisation des signaux appelée Retournement Temporel (RT) afin d'évaluer son impact énergétique sur notre système ULB. Celle-ci permet de focaliser l'énergie du signal transmis vers un utilisateur ou un train donné et, en conséquence, réduit la pollution due au rayonnement électromagnétique non souhaité dans d'autres zones d'espace. Dans une thèse conduite au sein du laboratoire LEOST [70], la technique RT, couplée à un système ULB a montré de meilleures performances en termes de précision de localisation (erreur de moins de 10 cm), de débit et de portée par rapport à un système ULB conventionnel seul. Cette solution a été proposée pour équiper la nouvelle génération de balise ferroviaire constituant le volet applicatif de ce travail.

Nous développons dans cette partie un modèle analytique permettant de calculer la consommation totale du système ULB utilisant le RT. Pour ce faire, nous présentons la base du modèle énergétique utilisé pour aboutir à notre modèle analytique.

4.1. Principe du retournement temporel et canal de transmission pour les systèmes RT-ULB

Dans cette section, nous introduisons la théorie du retournement temporel et nous présentons le canal de transmission utilisé pour analyser la consommation du système ULB avec RT.

4.1.1. Retournement temporel

La technique du retournement temporel (RT) [67] consiste à préfiltrer le signal à émettre par l'inverse du conjugué de la réponse impulsionnelle (RI). Le signal obtenu est convolué par la Réponse Impulsionnelle (RI) par la suite. Nous pouvons écrire le signal résultant en exploitant une seule antenne à l'émission et une seule antenne à la réception (SISO) comme suit :

$$y(t) = s(t) \otimes h^*(-t) \otimes h(t) + n_b(t)$$

Pour simplifier cette expression nous pouvons écrire :

$$y(t) = s(t) \otimes h^{eq}(t) + n_b(t) \quad (4.1)$$

Où \otimes , $*$ et $h^{eq}(t)$ représentent respectivement la convolution, le conjugué et l'autocorrélation de la RI du canal. $n_b(t)$ est la densité spectrale du bruit.

Du fait de l'effet des multi-trajets, le récepteur reçoit successivement plusieurs signaux répliques consécutifs avec différentes atténuations. Le signal reçu peut être écrit comme la

somme des différents signaux générés par les différents trajets. Nous pouvons modéliser le canal ULB en utilisant les atténuations et les délais produits par les multi-trajets comme dans le chapitre précédent.

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (4.2)$$

Où α_l et τ_l présentent l'amplitude et le retard des différents éléments du canal, $\delta(t)$ est une fonction de Dirac et L le nombre de trajets.

Nous calculons la RI du canal équivalente en utilisant l'expression suivante :

$$\begin{aligned} h^{eq} &= \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \right) * \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(-t - \tau_l) \right) \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \delta(t - \tau_l) * \delta(-t - \tau_l) + \sum_{l=1}^L \sum_{k=1, l \neq k}^L \alpha_l \alpha_k \delta(t - \tau_l) \delta(-t - \tau_k) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Dans cette partie, nous supposons que nous avons une parfaite synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Nous utilisons alors un filtre adapté synchronisé sur le pic de l'autocorrélation de la RI, ce qui améliore à la fois la focalisation spatiale et la focalisation temporelle du système RT. Donc, la valeur de $h^{eq}(t)$ lors du pic est :

$$h_{\max} = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \quad (4.4)$$

Pour normaliser la puissance du signal émis nous multiplions ce signal par un facteur d'échelle $A = 1 / \sqrt{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2}$, et l'équation (4.1) devient :

$$y(t) = As(t) * h^{eq}(t) + n_b(t) \quad (4.5)$$

4.1.2. Canal de transmission

Pour la distribution de l'amplitude α_l , nous utilisons un canal de Nakagami-m simplifié. Ce dernier a été utilisé pour la génération du canal ULB 802.15.4a [55] ainsi que montré lors du chapitre précédent.

Le gain du canal pour une distance d peut s'écrire sous la forme $G_d = P_r / P_s = 2PL_0 (d/d_0)^n (f/f_c)^{2(k+1)}$, où P_s et P_r sont l'énergie reçue et l'énergie transmise respectivement, d la distance entre l'émetteur et le récepteur, G_0 est le gain du canal pour $d_0 = 1$ m, n est le coefficient d'affaiblissement, k est le coefficient qui présente la dépendance de la fréquence vis-à-vis de l'affaiblissement. Ainsi que mentionné lors du chapitre 3, les différentes valeurs de ces paramètres selon l'environnement de propagation sont issus des travaux du 'task group 802.15.4a' [59].

En divisant par la racine carrée du gain G_d au signal reçu, l'équation (4.1) devient (4.6) :

$$y(t) = \frac{A}{\sqrt{G_d}} s(t) * h^{eq}(t) + n(t) \quad (4.6)$$

Pour concevoir notre modèle énergétique, nous considérons également que le canal est déterministe. Cela signifie que les trajets arrivent les uns après les autres après une durée temporelle fixe [72]. Les signaux réfléchis arrivent séquentiellement au récepteur après s'être réfléchis sur des réflecteurs latéraux de telle sorte que les écarts entre signaux répliques soient constants. Une atténuation supplémentaire est liée au trajet supplémentaire à accomplir ainsi qu'aux caractéristiques propres à chacune des réflexions. Puisque les multi-trajets sont également espacés, nous obtenons un caractère stationnaire associé au mode d'arrivée des signaux. Nous faisons également l'hypothèse que la valeur de corrélation entre deux trajets diminue quand la distance entre ces deux derniers augmente [72]. En effet, plus les retards augmentent, et plus les trajets subis par les signaux radioélectriques diffèrent. On note aussi qu'avec une configuration de ce type, le nombre de multi-trajets pris en compte s'accroît lorsque la portée croît. Alors, la relation de corrélation entre deux trajets i et j peut s'écrire comme suit :

$$\rho_{ij} = \rho^{|i-j|} \quad \text{avec } 0 < \rho < 1 \quad (4.7)$$

Ce modèle de corrélation est dit exponentiel.

Le rapport SNR instantané de notre système peut s'écrire comme $\gamma_l = \frac{\alpha_l^2 P_t}{G_d N_0 B}$ et le SNR moyen s'écrit sous la forme $\bar{\gamma}_l = \frac{\Omega_l P_t}{G_d N_0 B}$ avec $\Omega_l = E[\alpha_l^2]$ le profil de retard de puissance ou 'power delay profile' (PDP) qui s'exprime comme suit [73]:

$$\Omega_l = \exp\left(\frac{-(l-1)\Delta\tau}{\sigma_\tau}\right) \quad (4.8)$$

$$\gamma = \sum_{l=0}^{L-1} \gamma_l \quad \text{et} \quad \bar{\gamma} = \frac{\Omega P_t}{G_d N_0 B} \quad (4.9) \quad \text{avec } \Omega \text{ est la valeur moyenne de } \Omega_l$$

Où $\Delta\tau$ est le délai entre deux échantillons de canal et σ_τ est la valeur efficace du délai de propagation 'RMS delay spread'.

La fonction de probabilité de densité (probability density function : PDF) prenant en compte la corrélation exponentielle pour des trajets L_p identiquement distribués avec le même SNR moyen peut être écrite comme suit [64] :

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{\frac{mL_p^2}{r}-1} \exp\left(-\frac{mL_p\gamma}{ry}\right)}{\Gamma\left(\frac{mL_p^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_p m}\right)^{\frac{mL_p^2}{r}}} \quad (4.10)$$

Avec :

$r = L_p + \frac{2\rho}{1-\rho} \left(L_p - \frac{1-\rho^{L_p}}{1-\rho} \right)$, L_p : le nombre de trajets considérés et ρ est le coefficient de corrélation.

m est le coefficient de forme de la distribution de Nakagami- m et $\Gamma(m) = \int_0^{+\infty} x^{m-1} e^{-x} dx$ et la fonction gamma avec $\text{Re}(\Gamma(m)) > 0$.

4.2. Analyse énergétique d'un système ULB avec RT et sans RT mono-utilisateur

Le modèle énergétique prenant en compte la puissance de transmission et la puissance des circuiteries développé dans le chapitre précédent reste valable pour ce chapitre. Ce modèle sera utilisé pour développer le modèle spécifique de chaque système exploitant ou non le RT.

4.2.1. Le système RT-ULB

Dans cette section nous analysons la consommation énergétique des deux systèmes RT-MPAM et RT-MPPM.

4.2.1.1. MPAM

Nous développons initialement le modèle analytique d'un système RT-ULB utilisant une modulation MPAM.

Pour l'émission, nous utilisons un générateur d'impulsion, un amplificateur de puissance et un filtre. L'expression de la puissance consommée par les circuits d'émission est :

$$P_{ct} = P_{pg} + P_{PA} + P_{filt} + P_{RT} \quad (4.11)$$

Nous estimons la puissance consommée par le préfiltrage RT par $P_{RT} = L_{RT} \Omega P_t$, cette valeur est le produit entre l'amplitude moyenne de tous les trajets L_{RT} utilisés pour implémenter le RT et la puissance transmise. P_{pg} : puissance du PG, P_{pa} : puissance du PA et P_{filt} : puissance Filt.

À la réception, nous utilisons un LNA, un mélangeur, un intégrateur, un filtre et un convertisseur analogique numérique :

$$P_{cr} = P_{LNA} + P_{mix} + P_{int} + P_{filr} + P_{ADC} \quad (4.12)$$

Avec P_{LNA} : puissance du LNA, P_{mix} : puissance du mixeur, P_{int} : puissance de l'Int, P_{filr} : puissance du Filr et P_{ADC} : puissance de l'ADC.

La figure (4.1) illustre le bloc d'émission et le bloc de réception d'un système ULB avec RT.

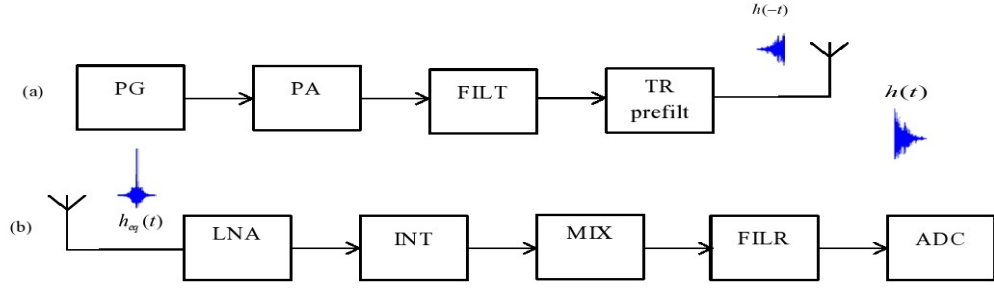


Figure 4.1 : Système ULB avec retournement temporel : (a) architecture de l'émetteur (b) architecture du récepteur.

La probabilité d'erreur conditionnée par le SNR instantané γ pour un système ULB utilisant une modulation MPAM avec M symbole est :

$$P_M(\gamma) = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6\gamma}{M^2-1}}\right) \quad (4.13)$$

En utilisant l'équation (4.13) et l'expression (4.10), la probabilité d'erreur moyenne peut être borné par :

$$P_M = \int_0^{+\infty} P_M(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \leq \frac{M-1}{M} \left(1 + \frac{3r\bar{\gamma}}{mL_{RT}(M^2-1)}\right)^{-\frac{mL_{RT}^2}{r}} \quad (4.14)$$

Où $r = L_{RT} + \frac{2\rho}{1-\rho} \left(L_{RT} - \frac{1-\rho^{L_{RT}}}{1-\rho}\right)$ L_{RT} : le nombre de trajets pour implémenter le RT

Le calcul de la probabilité d'erreur est détaillé dans l'annexe C.1.1.

A partir de l'équation (4.9) nous pouvons extraire le SNR moyen et l'exprimer en fonction de la probabilité d'erreur, le facteur de Nakagami- m , le nombre de symboles et le nombre de trajets utilisés dans le pré-filtrage. Alors, le SNR moyen est égal à :

$$\bar{\gamma} = \frac{mL_{RT}(M^2-1)}{3r} \left(\left(\frac{MP_M}{M-1}\right)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \quad (4.15)$$

En utilisant les deux relations (4.9) et (4.15) nous déduisons la puissance d'émission comme suit :

$$P_t = \frac{mL_{RT}(M^2-1)}{3r} \left(\left(\frac{MP_M}{M-1}\right)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \frac{G_d N_0 B}{\Omega} \quad (4.16)$$

Alors :

$$P_{t_{ac}} = \frac{mL_{RT}\beta(M^2-1)}{3r} \left(\left(\frac{MP_M}{M-1}\right)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \frac{G_d N_0 N}{\Omega \log_2(M)} \quad (4.17)$$

Finalement en remplaçant l'équation (4.15) dans l'équation (3.3), nous trouvons l'équation (4.17) qui permet le calcul de l'énergie totale consommée par un système ULB-RT :

$$E_{RT-MPAM} = (1 + a + L_{TR}\Omega) \frac{mL_{RT}\beta(M^2 - 1)}{3r} \left(\left(\frac{MP_M}{M-1} \right)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \frac{G_d N_0}{\Omega \log_2(M)} + \frac{(P_c - P_{PA})T_{ac}}{N} \quad (4.18)$$

4.2.1.2. MPPM

Dans cette section nous analysons la consommation totale d'un système RT-ULB qui utilise une modulation MPPM.

Pour l'émission, nous utilisons le même émetteur que pour le système RT-ULB utilisant la modulation MPAM donc la puissance des circuiteries de l'émetteur exprimée par l'équation (4.11) reste valable.

Pour la réception, nous utilisons M corrélateurs pour récupérer le signal mais les autres composants restent identiques. Nous pouvons écrire la puissance des circuits de réception sous la forme :

$$P_{cr} = P_{LNA} + M(P_{mix} + P_{int}) + P_{filr} + P_{ADC} \quad (4.19)$$

Avec P_{LNA} : puissance du LNA, P_{mix} : puissance du mixeur, P_{int} : puissance de l'Int, P_{filr} : puissance du Filr et P_{ADC} : puissance de l'ADC.

La probabilité d'erreur d'une modulation MPPM conditionnée sur le SNR instantané γ s'écrit :

$$P_M(\gamma) = (M - 1)Q(\sqrt{\gamma}) \quad (4.20)$$

En utilisant l'équation (4.20) et l'expression (4.10), la probabilité d'erreur moyenne peut être borné par :

$$P_M = \int_0^{+\infty} P_M(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \leq \frac{M-1}{2} \left(1 + \frac{\bar{r}\gamma}{2mL_{RT}} \right)^{\frac{-mL_{RT}^2}{r}} \quad (4.21)$$

Le calcul de la probabilité d'erreur est détaillé dans l'annexe C.1.2.

En utilisant l'équation (4.21) nous pouvons écrire le SNR moyen sous la forme suivante :

$$\bar{\gamma} = \frac{2mL_{RT}}{r} \left(\left(\frac{2P_M}{M-1} \right)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \quad (4.22)$$

En rapprochant les relations (4.9) et (4.22) nous trouvons cette fois la puissance de transmission d'un système ULB utilisant une modulation MPPM :

$$P_t = \frac{2mL_{RT}}{r} \left(\left(\frac{2P_M}{M-1} \right)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \frac{G_d N_0 B}{\Omega} \quad (4.23)$$

Alors,

$$P_t T_{ac} = \frac{2mL_{RT}\beta}{r} \left(\left(\frac{2P_M}{M-1} \right)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \frac{G_d N_0 N}{\Omega \log_2(M)} \quad (4.24)$$

Finalement, l'énergie totale consommée par un système RT-ULB qui utilise une modulation MPPM s'exprime par l'équation (4.25) :

$$E_{RT-MPPM} = (1+a+L_{TR}\Omega) \frac{2mL_{RT}\beta}{r} \left(\left(\frac{2P_M}{M-1} \right)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \frac{G_d N_0}{\Omega \log_2(M)} + \frac{(P_c - P_{PA})T_{ac}}{N} \quad (4.25)$$

4.2.2. Système ULB conventionnel

Nous exprimons dans cette partie les consommations énergétiques des systèmes MPAM et MPPM.

4.2.2.1. MPAM

Afin de pouvoir comparer un système de communication ULB et un système de communication ULB-RT, nous choisissons une modulation d'amplitude à M états (MPAM).

Pour l'émission nous utilisons un générateur d'impulsions, un filtre et un convertisseur analogique numérique. Donc, la puissance de l'émetteur ULB peut être exprimée par :

$$P_{ct} = P_{pg} + P_{PA} + P_{filr} \quad (4.26)$$

Pour la réception, nous utilisons comme précédemment un récepteur de Rake partiel utilisant la technique de combinaison à rapport maximal (MRC) [5]. La puissance consommée par les composants au niveau du récepteur est égale à la somme des puissances consommée par le LNA, un intégrateur (Int), un mixeur (mix), un filtre (Filt) et un convertisseur analogique numérique (ADC). Cette puissance s'exprime en utilisant l'équation suivante :

$$P_{cr} = P_{LNA} + L_R(P_{mix} + P_{int}) + P_{filr} + P_{ADC} \quad (4.27)$$

L_R : représente le nombre de branches du récepteur de Rake.

En utilisant la même logique pour développer le modèle de calcul lié au système ULB avec RT en remplaçant le nombre de composantes multi-trajets considérées au niveau du pré-filtrage RT par le nombre de branches du récepteur de Rake. L'énergie totale consommée par un système ULB conventionnel pour envoyer une impulsion peut s'écrire comme suit.

$$E_{MPAM} = (1+a) \frac{mL_R\beta(M^2-1)}{3r} \left(\left(\frac{MP_M}{M-1} \right)^{\frac{-r}{mL_R^2}} - 1 \right) \frac{G_d N_0}{\Omega \log_2(M)} + \frac{(P_c - P_{PA})T_{ac}}{N} \quad (4.28)$$

avec $r = L_R + \frac{2\rho}{1-\rho} \left(L_R - \frac{1-\rho^{L_R}}{1-\rho} \right)$, L_R : le nombre des branches du Rake.

Si le coefficient de corrélation ρ est nul $r=L_R$, l'équation (4.28) est équivalente à l'équation (3.16).

4.2.2.2. MPPM

Pour la puissance consommée par l'émetteur, nous adoptons la même équation (4.26) utilisée pour le système ULB utilisant la modulation MPAM.

Pour la réception, nous utilisons M corrélateurs pour récupérer le signal mais les autres composants sont les mêmes que le récepteur ULB utilisant MPAM. Nous pouvons écrire la puissance des circuits de réception sous la forme :

$$P_{cr} = P_{LNA} + ML_R(P_{mix} + P_{int}) + P_{flr} + P_{ADC} \quad (4.29)$$

Afin d'obtenir la puissance d'émission de ce système nous suivons le même cheminement d'idée développé pour obtenir la puissance d'émission du système RT-MPPM. De ce fait, l'énergie totale consommée par un système utilisant une modulation MPAM peut s'écrire comme en (4.30) :

$$E_{MPPM} = (1 + \alpha) \frac{2mL_R\beta}{r} \left(\left(\frac{2P_M}{M-1} \right)^{\frac{-r}{mL_R}} - 1 \right) \frac{G_d N_0}{\Omega \log_2(M)} + \frac{(P_c - P_{PA})T_{ac}}{N} \quad (4.30)$$

4.2.3. Résultats des simulations en mode mono-utilisateur

Nous comparons l'énergie totale consommée par un système ULB conventionnel et un système ULB-RT pour identifier la technique la plus efficace énergétiquement. Nous utilisons les paramètres pertinents du canal définis par le standard 802.15.4a afin de comparer l'énergie consommée dans trois environnements de communication différents pour le cas LOS et le cas NLOS dans les deux systèmes ULB et ULB-RT. Le tableau (3.2) précédent comporte les puissances des composants de l'émetteur et du récepteur ainsi que les autres éléments nécessaires sélectionnés pour le calcul de l'énergie totale.

4.2.3.1. Simulations en environnement résidentiel

Nous commençons par comparer les deux systèmes ULB et ULB-RT dans un environnement résidentiel. Comme à l'accoutumée dans ce mémoire, le but est d'évaluer la consommation énergétique dans un espace fermé et de déterminer le système le plus efficace énergétiquement.

Pour les deux cas LOS et NLOS les paramètres du canal sont décrits dans le tableau 4.1 suivant :

Tableau 4.1 : Les paramètres du canal de l'environnement résidentiel

LOS	NLOS
$n = 1.79$	$n = 4.58$
$k = 1.24$	$k = 1.85$
$PL_0 = 43.9$ dB	$PL_0 = 48.7$ dB
$m = 0.67$ dB	$m = 0.69$ dB
$\Omega = 0.93$	$\Omega = 0.94$
$\overline{\sigma_\tau} = 14$	$\overline{\sigma_\tau} = 18$

Avec n est le coefficient d'affaiblissement, k est le coefficient qui présente la dépendance de la fréquence vis-à-vis de l'affaiblissement, PL_0 est le path-loss pour $d = 1$ m, m est le coefficient de forme de la distribution de Nakagami, Ω la valeur moyenne du PDP et $\overline{\sigma_\tau}$ est la valeur efficace du délai de propagation.

4.2.3.1.1. RT-MPAM vs. MPAM

Figures 4.2 et 4.3 nous représentons $E_{RT-MPAM}$ et E_{MPAM} , soit l'énergie consommée par le système RT-MPAM et celle consommée par le système MPAM conventionnel utilisant une modulation PAM en fonction de la portée de la liaison, où $d = [5 \ 20$ m] pour le cas LOS et le cas NLOS respectivement ; $P_M = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux cas.

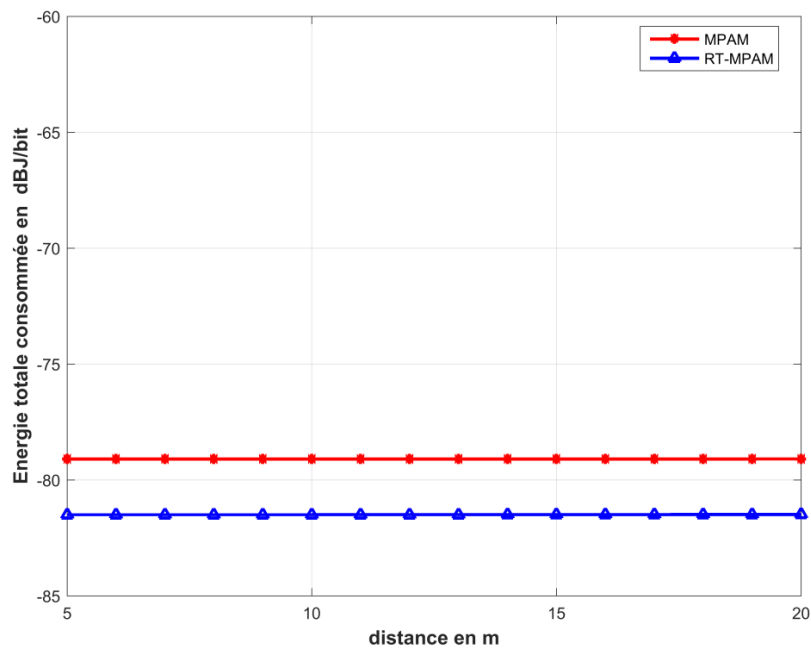


Figure 4.2 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes MPAM et RT-MPAM avec $d = [5 \ 20$ m], $P_M = 10^{-3}$ et $M = 2$, cas LOS

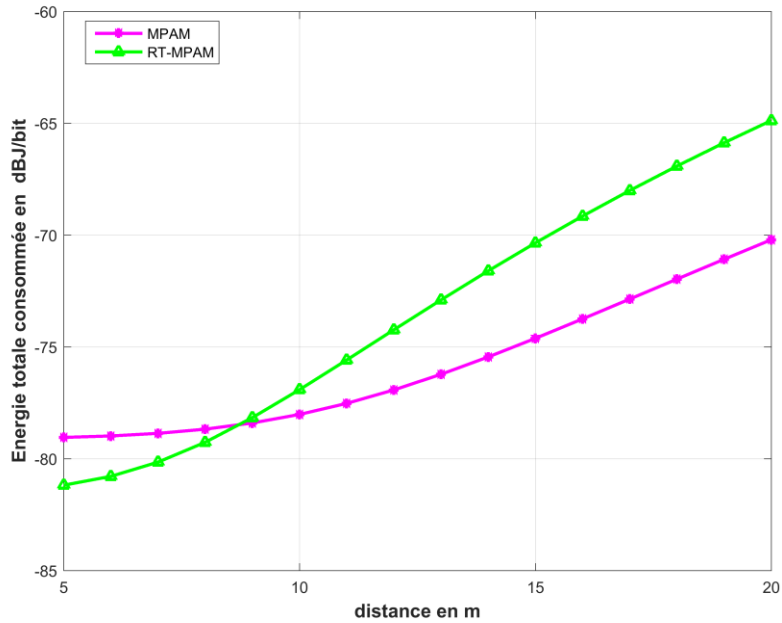


Figure 4.3 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes ULB et RT-ULB avec $d = [5 \text{ } 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$ et $M = 2$, cas NLOS

Dans le cas LOS, nous obtenons que le système RT-2PAM consomme moins d'énergie que le système 2PAM conventionnel pour tout l'intervalle de distances considéré. Dans le cas NLOS par contre, nous remarquons un changement d'efficacité énergétique à partir de $d = 9 \text{ m}$ où le système 2PAM conventionnel consomme moins d'énergie que le RT-2PAM. Avec l'augmentation de la distance, la puissance de transmission nécessaire augmente, et puisque la puissance du préfiltre RT en dépend, le changement d'efficacité se manifeste lorsque cette puissance de transmission domine la puissance des circuiteries. La figure 4.4 représente l'énergie de circuiterie et l'énergie liée à la puissance de transmission, nous vérifions effectivement qu'à partir de $d = 9 \text{ m}$, pour le système RT, la puissance de circuiteries n'est plus prédominante.

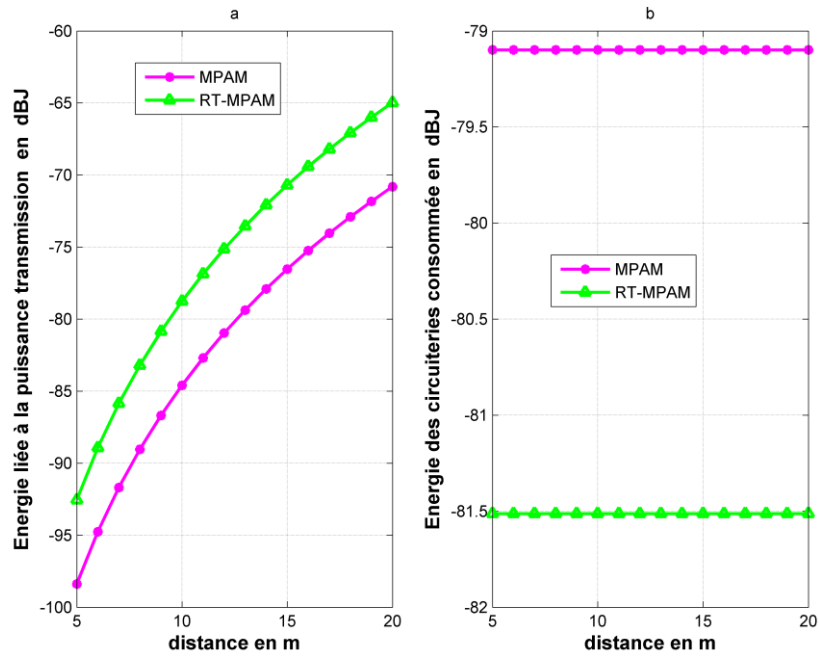


Figure 4.4 : Énergie liée à la transmission (a) et énergie des circuiteries (b)

Figures 4.5 et 4.6, nous représentons cette fois l'énergie totale du système RT-MPAM et du système MPAM en fonction du nombre de bits par symbole, où $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ pour le cas LOS et le cas NLOS respectivement.

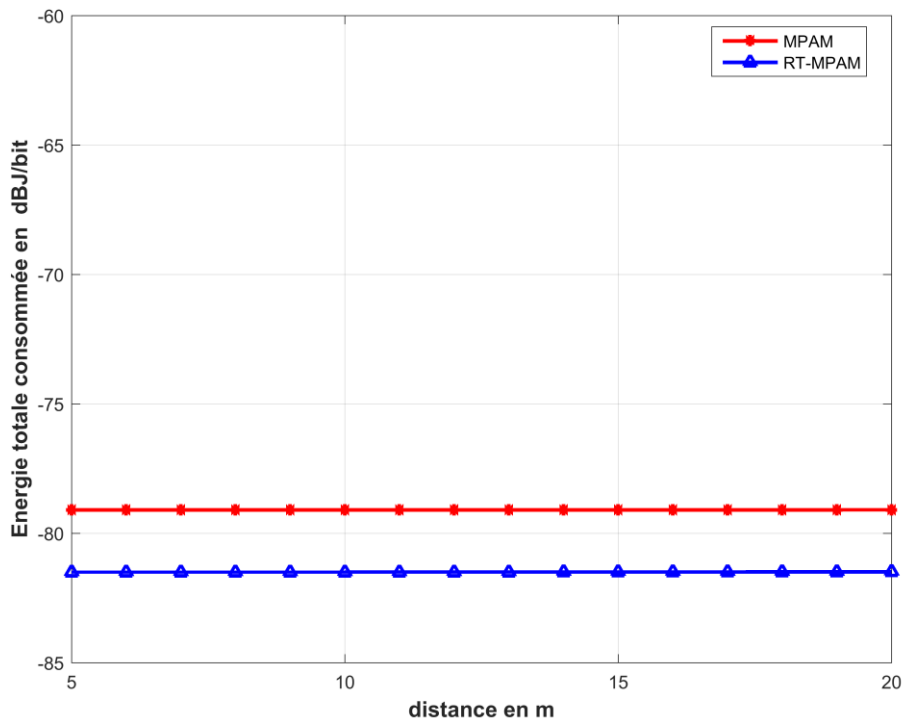


Figure 4.5 : Énergie totale consommée en MPAM et en RT-MPAM pour $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, cas LOS

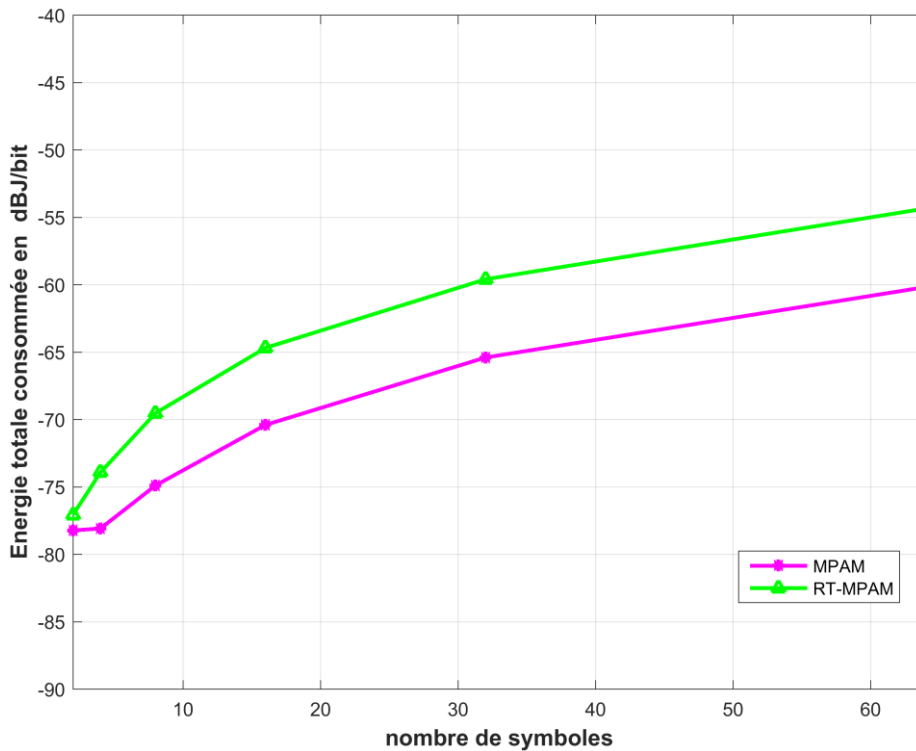


Figure 4.6 : Énergie totale consommée en MPAM et en RT-MPAM pour $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, cas NLOS

Nous remarquons que le système RT-MPAM est plus efficace que le système MPAM conventionnel pour toutes les valeurs de M , sauf pour $M = 64$ et dans le cas LOS. Cependant, le système PAM consomme moins que le système RT-MPAM pour toutes les valeurs de M . L'efficacité énergétique est différente dans les deux cas traités. Cette différence peut s'expliquer par la valeur plus élevée de puissance de transmission. Avec l'opération de pré-filtrage, l'énergie consommée par l'émetteur du système RT-MPAM dépend en effet significativement de l'augmentation de l'énergie de transmission, et lorsque le terme lié à l'énergie de transmission dans l'équation (4.18) domine la puissance de circuiterie le changement d'efficacité énergétique se manifeste comme dans la figure 4.4 pour $M = 64$ (la figure 4.7 montre que pour le système RT l'énergie liée à la transmission domine l'énergie des circuiteries pour $M = 64$). Dans le cas LOS, la constellation optimale est $M = 16$ pour le système RT-MPAM et $M = 32$ pour MPAM. Les résultats sont différents dans le cas NLOS où la valeur optimale est $M = 2$ pour les deux systèmes avec un léger avantage au système MPAM. Le tableau 4.2 résume les conclusions de cette analyse.

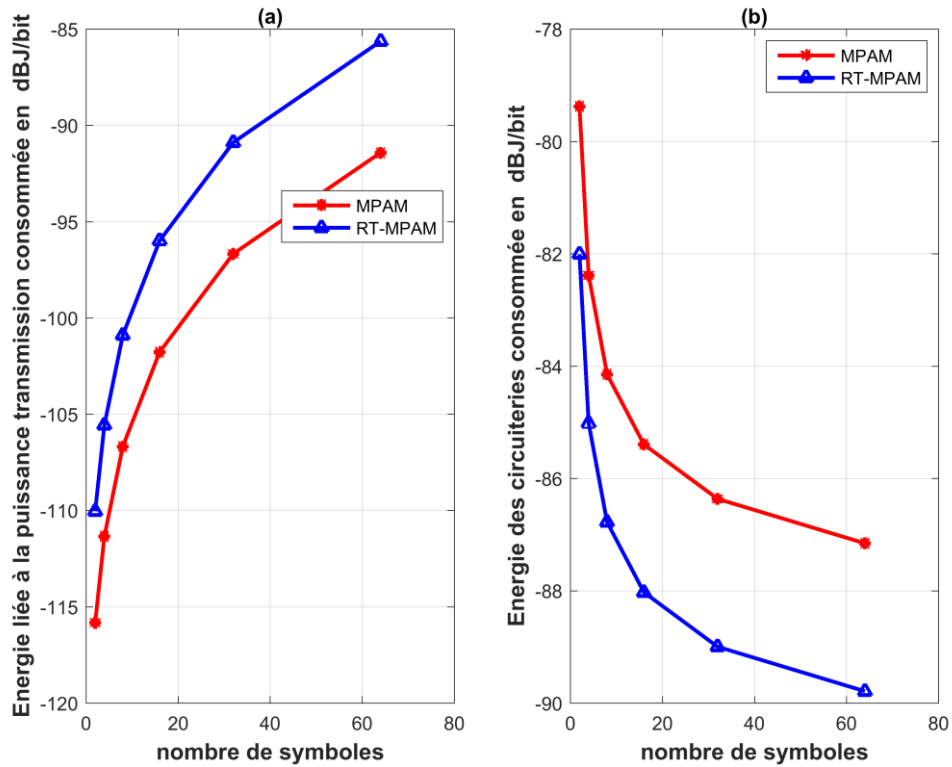


Figure 4.7 : (a) Énergie liée à la transmission, (b) énergie de circuiterie

Tableau 4.2 : Tableau récapitulatif des résultats de RT-MPAM vs. MPAM, cas indoor

	Distance en m	Nombre de symboles
LOS	RT-PAM consomme moins que PAM pour tout l'intervalle de distance	RT-MPAM consomme moins pour tout nombre de symbole sauf $M = 64$
NLOS	RT-PAM consomme moins que PAM pour $d < 9$ m et PAM consomme moins à partir de $d = 9$ m	MPAM consomme moins que RT-MPAM pour tout nombre de symbole

4.2.3.1.2. RT-MPPM vs. MPPM

Figures 4.8 et 4.9, nous représentons la consommation de deux systèmes ULB étudiés exploitant la modulation PPM. Ainsi que précédemment, nous comparons RT-MPPM et MPPM conventionnelle dans un environnement LOS puis NLOS. Cette consommation est calculée en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, où $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux cas LOS puis NLOS.

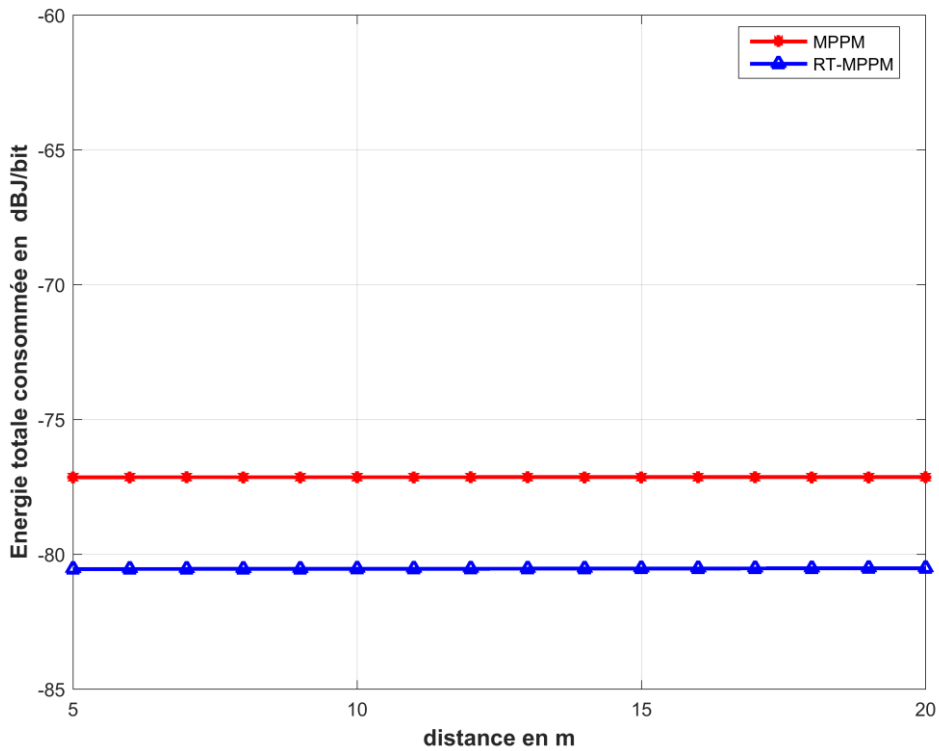


Figure 4.8 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes MPPM et RT-MPPM avec $d = [5 \text{ } 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$ et $M = 2$, cas LOS

Dans le cas LOS, le système ULB utilisant la 2PPM est moins efficace que le système RT-2PPM pour tout l'intervalle de distance étudié. Par contre, dans le cas NLOS, le système RT-2PPM devient plus efficace pour $d < 9 \text{ m}$ et le système ULB conventionnel utilisant la modulation 2PPM consomme moins que RT-2PPM à partir de $d = 9 \text{ m}$. Comme la consommation du préfiltre RT dépend de la puissance de transmission et que cette dernière augmente rapidement avec l'augmentation de la distance, surtout dans le cas NLOS, l'apport de la suppression du filtre de Rake au niveau du récepteur fait perdre cet avantage. Le système RT-ULB consomme dès lors plus qu'un système conventionnel à partir d'une certaine portée, 9 m dans notre cas.

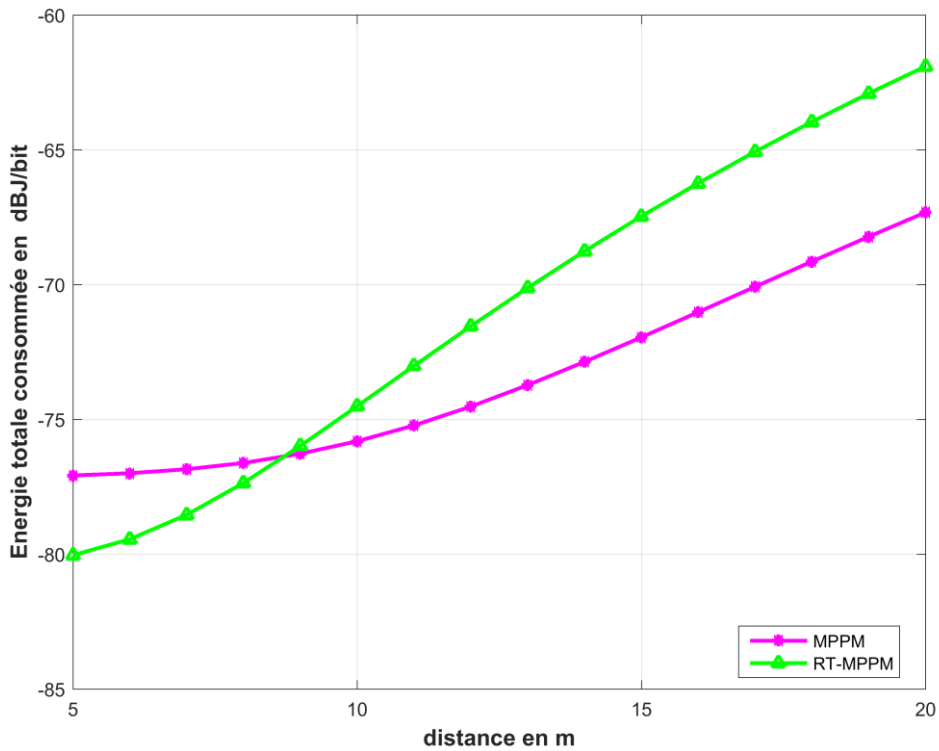


Figure 4.9 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes MPPM et RT-MPPM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$ et $M = 2$, cas NLOS

Les figures 4.10 et 4.11 illustrent la consommation des deux systèmes E_{MPPM} et $E_{\text{RT-MPPM}}$ en fonction du nombre de bits par symbole dans le cas LOS et NLOS respectivement, où $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10 \text{ m}$, $L_{\text{RT}} = 4$ et $L_{\text{R}} = 4$ pour le cas LOS et le cas NLOS respectivement.

Nous remarquons que dans le cas LOS le système RT-MPPM est plus efficace que le système MPPM pour tous les nombres de symboles choisis pour cette expérience. Dans le cas NLOS le système RT-MPPM consomme plus pour tout M . Ce résultat est de celui issu de la comparaison des systèmes qui utilisent la modulation MPAM où le système MPAM consomme moins pour tous les nombres de symboles. La consommation du préfiltre dans le cas du système RT-MPPM désavantage ce dernier pour $M = \{2, 4\}$ et la consommation du récepteur du système MPPM désavantage ce dernier pour $M = \{8, 16, 32, 64\}$ puisque l'on a besoin de $M \cdot L_{\text{R}}$ corrélateurs pour récupérer le signal. Le tableau 4.3 résume les conclusions de cette analyse.

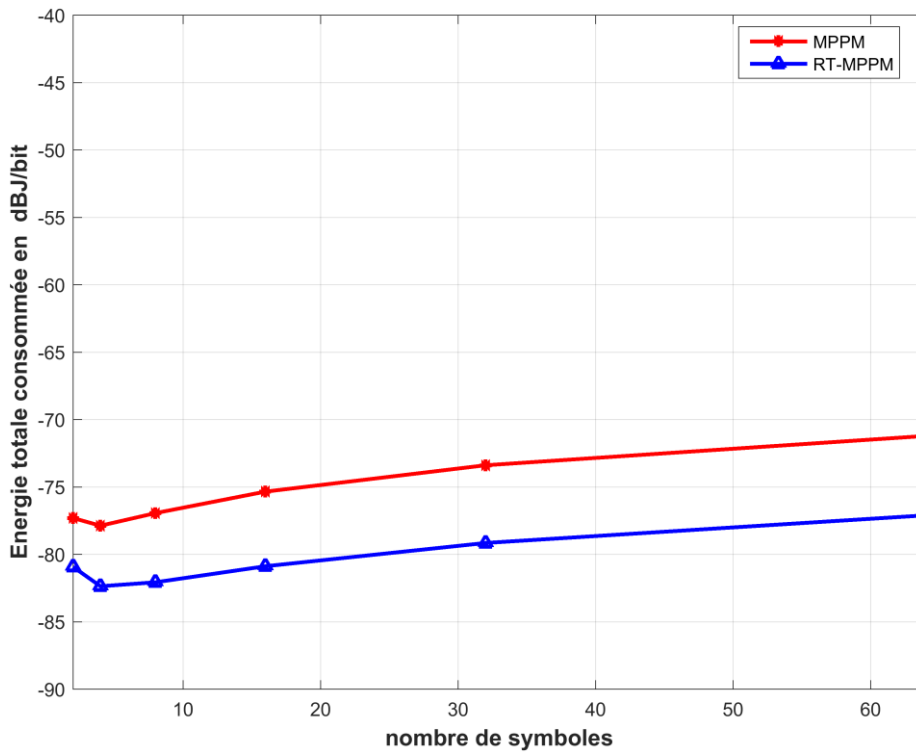


Figure 4.10 : Énergie totale consommée en MPPM et en RT-MPPM pour $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m cas LOS

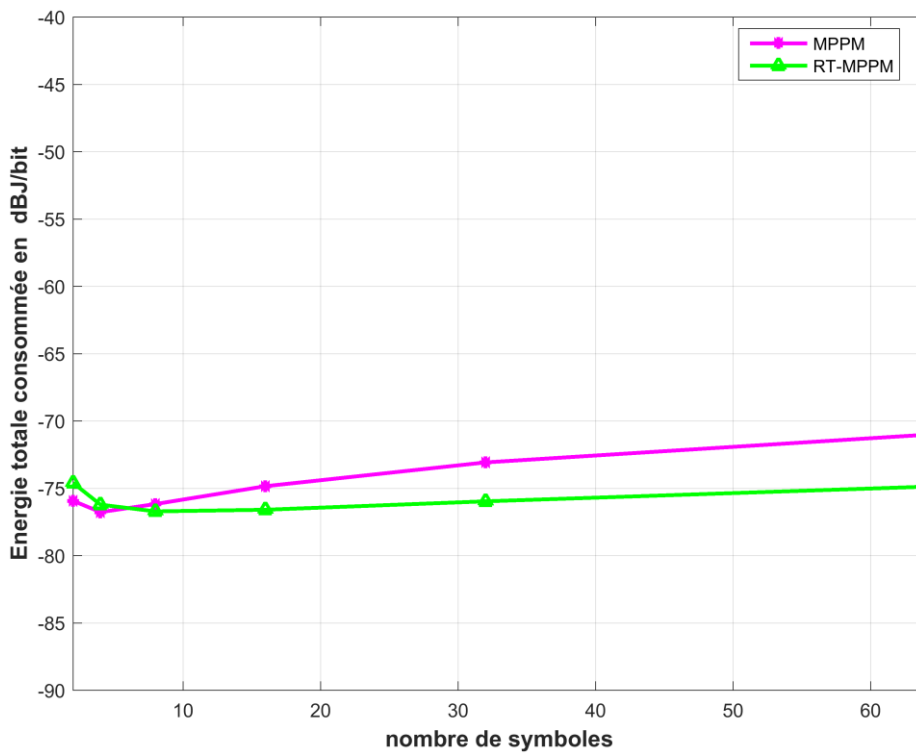


Figure 4.11 : Énergie totale consommée en MPPM et en RT-MPPM pour $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m cas NLOS

Tableau 4.3: Tableau récapitulatif des résultats de RT-MPPM vs MPPM cas indoor

	Distance en m	Nombre de symboles
LOS	RT-PPM consomme moins que PPM pour tout l'intervalle de distance	RT-MPPM consomme moins pour tout nombre de symbole
NLOS	RT-PPM consomme moins que PPM pour $d < 9m$ et PPM consomme moins à partir de $d = 9m$	MPPM consomme moins que RT-MPPM pour $M = \{2, 4\}$ et RT-MPPM consomme moins pour $M = \{8, 16, 32, 64\}$

4.2.3.2. Simulations en environnement extérieur

Après avoir considéré un environnement de propagation de type intérieur ou indoor, passons maintenant en revue les résultats obtenus en environnement de propagation extérieur (ou outdoor).

4.2.3.2.1. MPAM vs. RT-PAM

Nous comparons cette fois la consommation énergétique des systèmes RT-MPAM et MPAM conventionnel dans un environnement de propagation extérieur, dans les cas LOS puis NLOS. Les paramètres liés à cet environnement sont décrits dans le tableau 4.4.

Tableau 4.4 : Paramètres du canal en environnement de propagation extérieur

LOS	NLOS
$n = 1.76$ dB	$n = 2.5$ dB
$k = 0.12$ dB	$k = 0.13$ dB
$PL_0 = 45.6$ dB	$PL_0 = 73$ dB
$m = 0.77$ dB	$m = 0.55$ dB
$\Omega = 0.99$	$\Omega = 0.99$
$\overline{\sigma_\tau} = 82$	$\overline{\sigma_\tau} = 90$

Avec n est le coefficient d'affaiblissement, k est le coefficient qui présente la dépendance de la fréquence vis-à-vis de l'affaiblissement, PL_0 est le path-loss pour $d = 1m$, m est le coefficient de forme de la distribution de Nakagami, Ω la valeur moyenne du PDP et $\overline{\sigma_\tau}$ est la valeur efficace du délai de propagation.

Figures 4.12 et 4.13, nous représentons, sur le même graphe, l'énergie totale consommée par un système RT-PAM et un système PAM conventionnel dans un environnement extérieur en fonction de la distance dans les cas LOS puis NLOS.

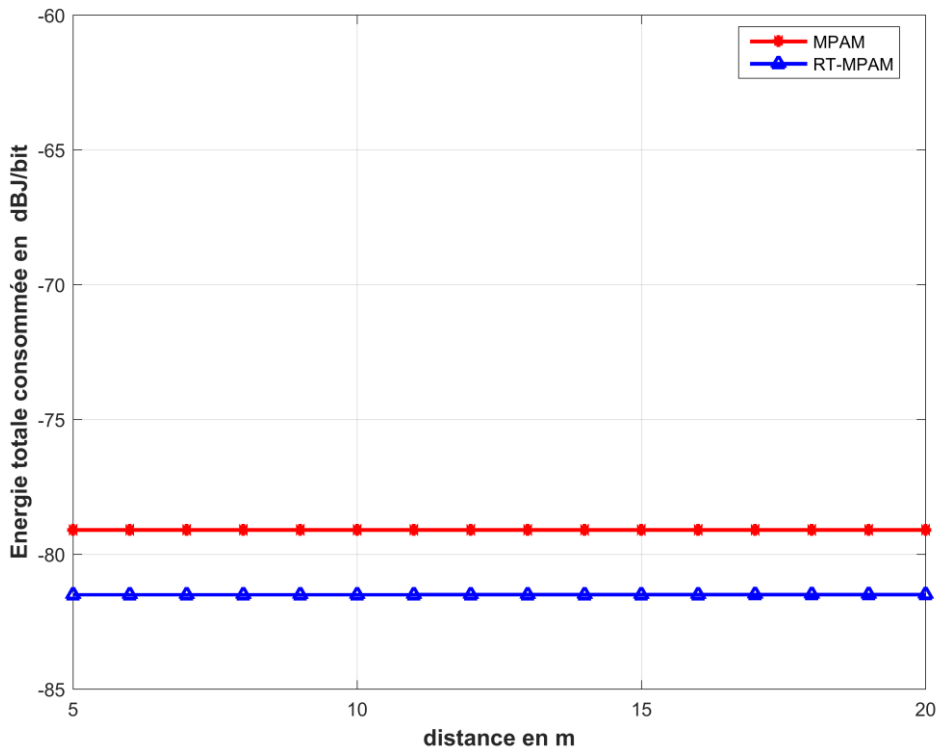


Figure 4.12 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes MPAM et RT-MPAM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$ et $M = 2$, cas LOS

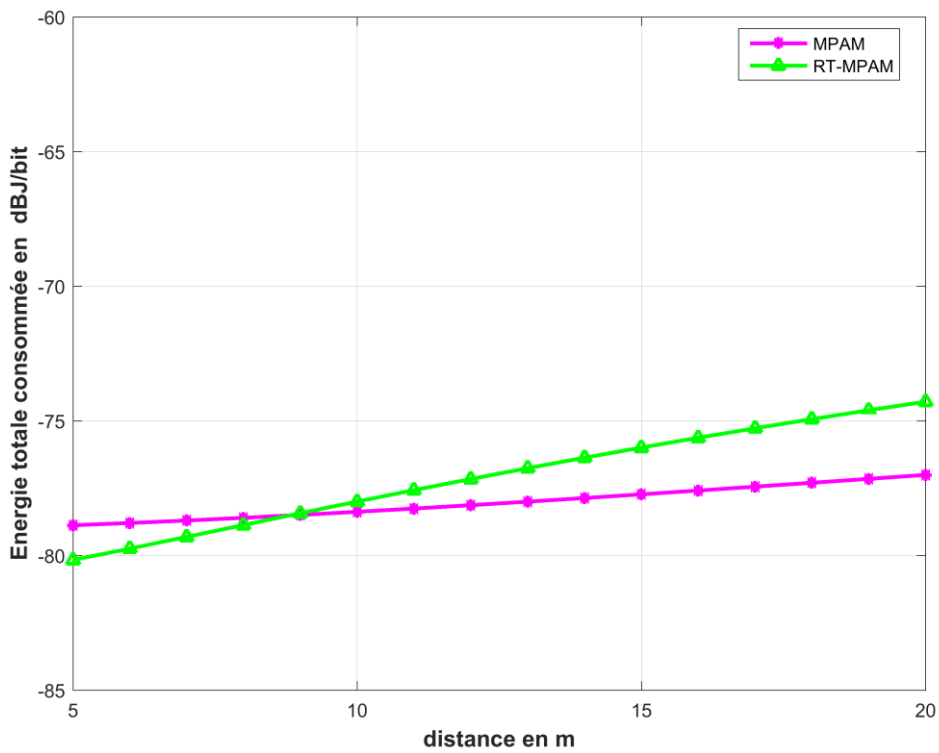


Figure 4.13 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes MPAM et RT-MPAM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$ et $M = 2$ dans le cas NLOS

Les résultats obtenus pour cet environnement sont similaires à ceux obtenus en environnement résidentiel. Dans le cas LOS, le système RT-2PAM s'avère plus efficace que le système sans RT pour toutes les distances choisies. Par contre, dans le cas NLOS, le système RT-MPAM est plus efficace pour les distances $d < 9$ m et le système MPAM consomme moins à partir de cette distance $d = 9$ m. Ce résultat est lié à l'augmentation de puissance nécessaire de l'émetteur RT-MPAM dans certains cas de figure où le nombre de multi-trajets pris en compte dans l'opération de pré-filtrage devient important.

Figure 4.14 et figure 4.15, nous représentons le calcul de l'énergie totale pour les deux systèmes RT-MPAM et MPAM en fonction du nombre de symboles, où $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ pour le cas LOS puis le cas NLOS.

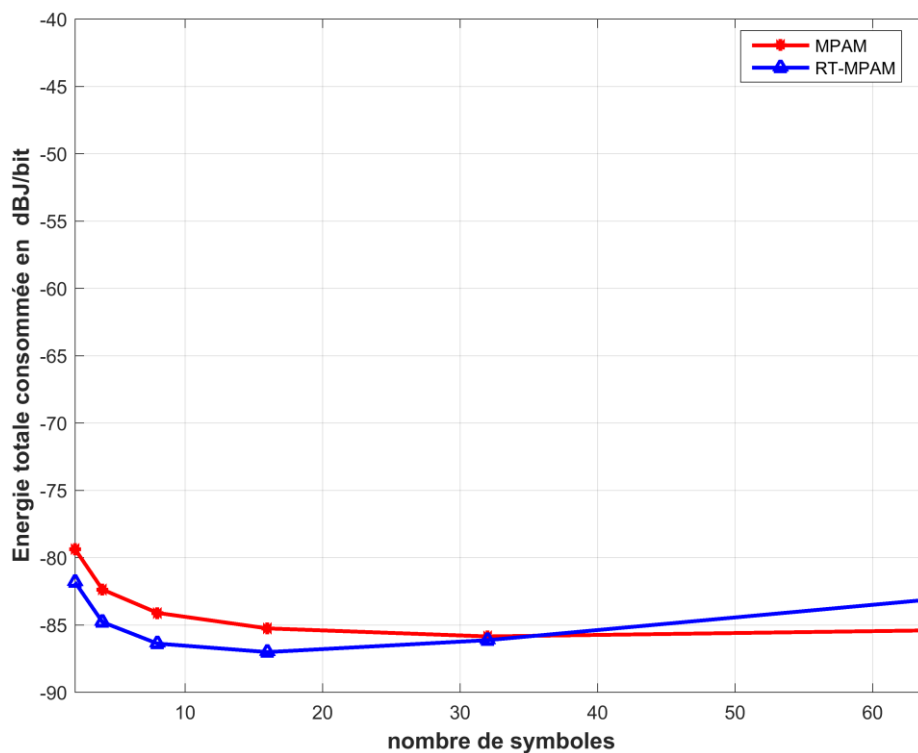


Figure 4.14 : Énergie totale consommée en MPAM et RT-MPAM pour $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, cas LOS

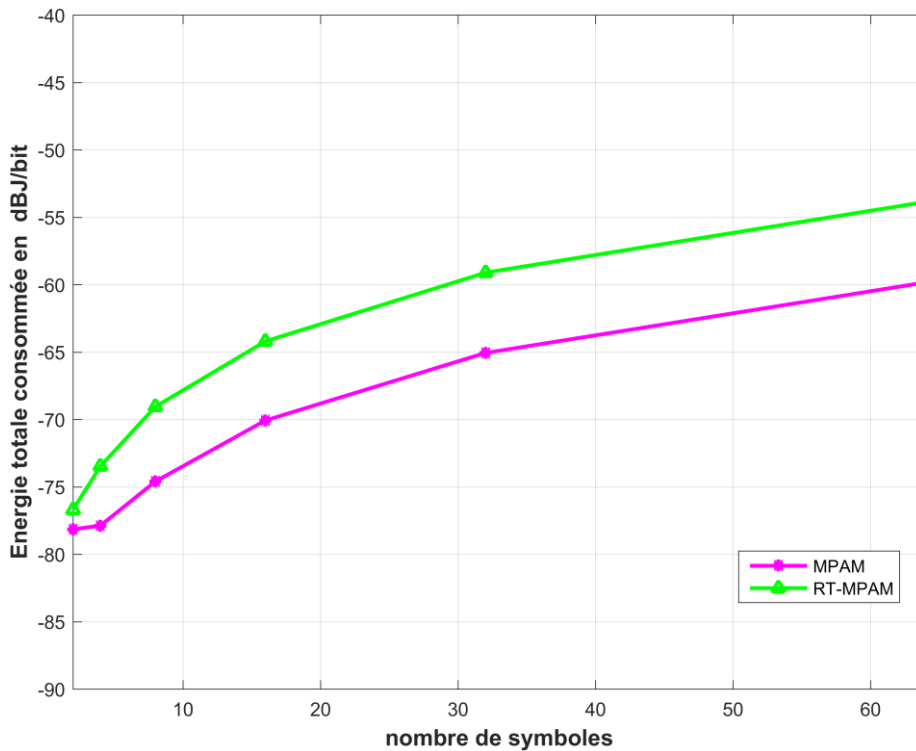


Figure 4.15 : Énergie totale consommée par MPAM et RT-MPAM pour $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, cas NLOS

Les résultats de l'étude énergétique dans cet environnement sont conformes à ceux obtenus en environnement résidentiel. Le système RT-MPAM est plus efficace que le système MPAM dans le cas LOS sauf pour $M = 64$. Contrairement au cas LOS, la configuration NLOS MPAM consomme moins que RT-MPAM pour toutes les constellations, le nombre de répliques d'énergie significative à émettre lors de l'opération de pré-filtrage étant plus important. Le tableau 4.5 résume les conclusions de cette analyse.

Tableau 4.5 : Tableau récapitulatif des résultats de RT-MPAM vs MPAM, cas outdoor

	Comparaison par rapport à la distance	Comparaison par rapport au Nombre de symboles
LOS	RT-PAM consomme moins que PAM pour tout l'intervalle de distance	RT-MPAM consomme moins pour tout nombre de symbole sauf $M = 64$
NLOS	RT-PAM consomme moins que PAM pour $d < 9$ m PAM consomme moins à partir de $d = 9$ m	MPAM consomme moins que RT-MPAM pour tout nombre de symbole considéré

4.2.3.2.2. MPPM vs. RT-MPPM

Figures 4.16 et 4.17 nous représentons les résultats de simulation portant sur la consommation de deux systèmes ULB RT-MPPM et MPPM seul dans un environnement LOS puis NLOS. Cette consommation est calculée en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, où $d = [5 \ 20 \text{ m}]$ pour le cas LOS et le cas NLOS respectivement, $P_M = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux cas.

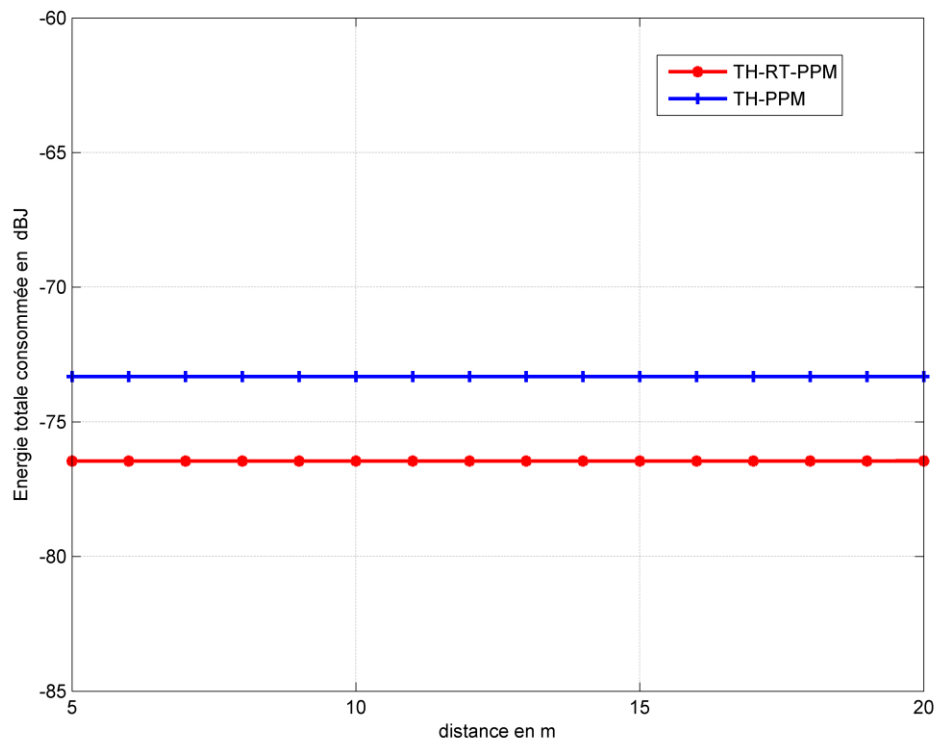


Figure 4.16 : Énergie totale consommée des systèmes MPPM et RT-MPPM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$ et $M = 2$, cas LOS

Comme dans le cas de l'environnement résidentiel, pour la situation LOS, le système RT-2PPM est plus efficace que le système 2PPM pour tout l'intervalle de distance. Pour le cas NLOS, RT-2PPM consomme à nouveau moins que 2PPM pour $d < 9 \text{ m}$ et consomme plus à partir d'une portée $d = 9 \text{ m}$.

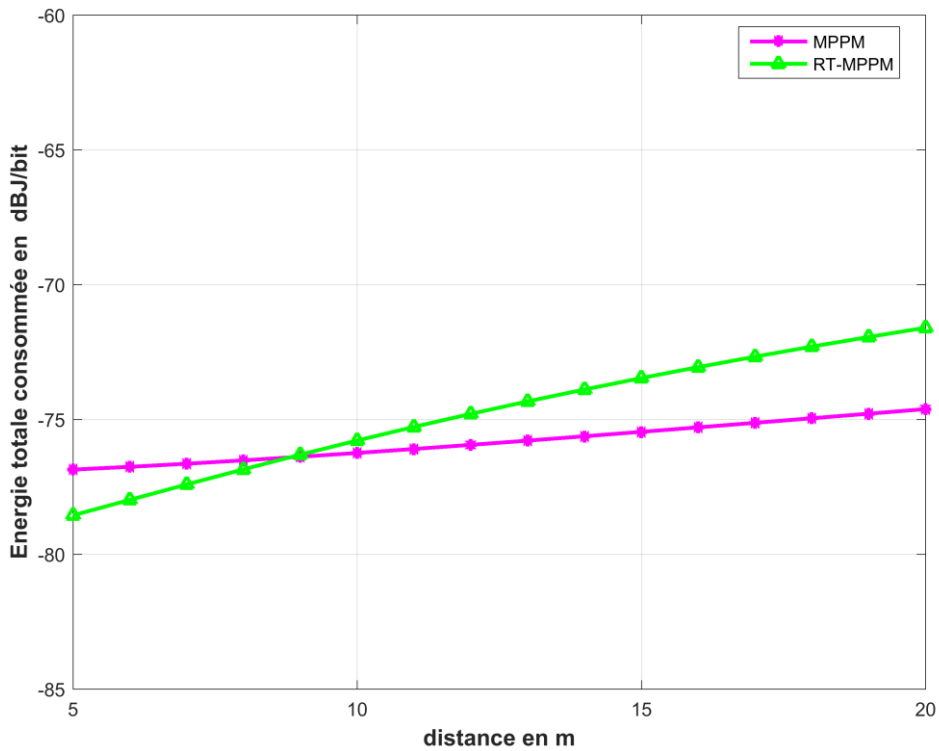


Figure 4.17 : Énergie totale consommée des systèmes MPPM et RT-MPPM avec $d = [5 \text{ } 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$ et $M = 2$, cas NLOS

Les figures 4.18 et 4.19 illustrent la consommation des deux systèmes E_{MPPM} et $E_{\text{RT-MPPM}}$ en fonction du nombre de bits par symbole dans le cas LOS et NLOS respectivement, où $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10 \text{ m}$, $L_{\text{RT}} = 4$ et $L_{\text{R}} = 4$ pour le cas LOS et le cas NLOS respectivement.

Les résultats sont pratiquement conformes à ceux de l'environnement résidentiel. Dans le cas LOS le système RT-MPPM consomme plus que le système MPPM, et dans le cas NLOS le système MPPM est plus efficace pour $M = \{2, 4\}$; il consomme plus que RT-MPPM pour $M = \{8, 16, 32, 64\}$. Le tableau 4.6 résume également les conclusions de cette analyse.

Tableau 4.6 : Tableau récapitulatif des résultats de RT-MPPM vs. MPPM cas outdoor

	Comparaison par rapport à la distance	Comparaison par rapport au nombre de symboles
LOS	RT-MPPM consomme moins que MPPM pour tout l'intervalle de distance	RT-MPPM consomme moins quel que soit le nombre de symboles considérés par l'étude
NLOS	RT-MPPM consomme moins que PPM pour $d < 9 \text{ m}$ MPPM consomme moins à partir de $d = 9 \text{ m}$	MPPM consomme moins que RT-MPPM pour $M = \{2, 4\}$ RT-MPPM consomme moins pour $M = \{8, 16, 32, 64\}$

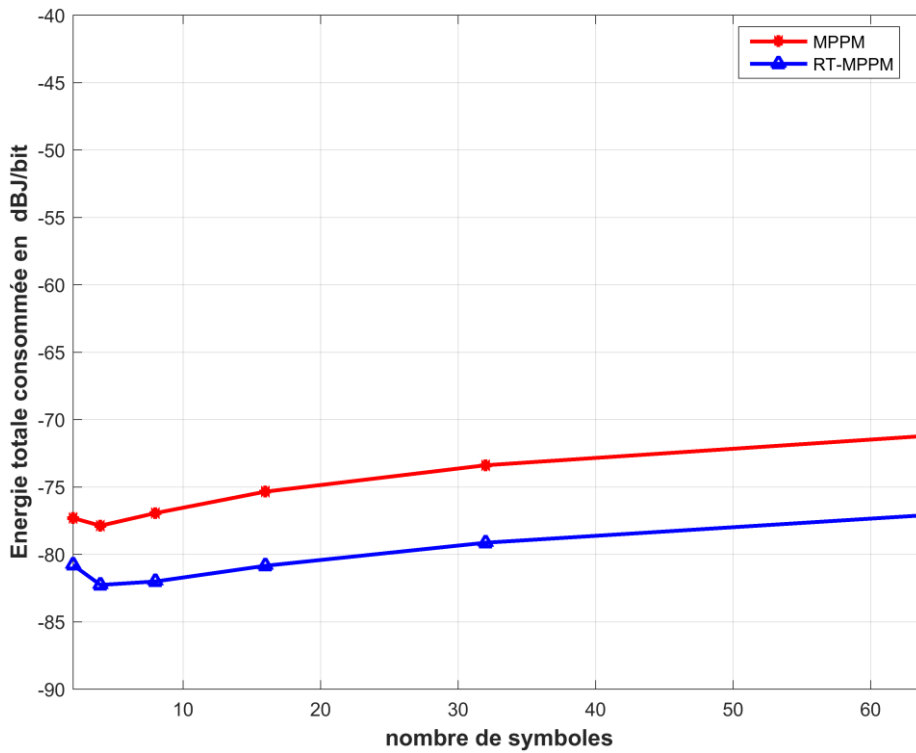


Figure 4.18 : Énergie totale consommée en MPPM et RT-MPPM pour $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, cas LOS

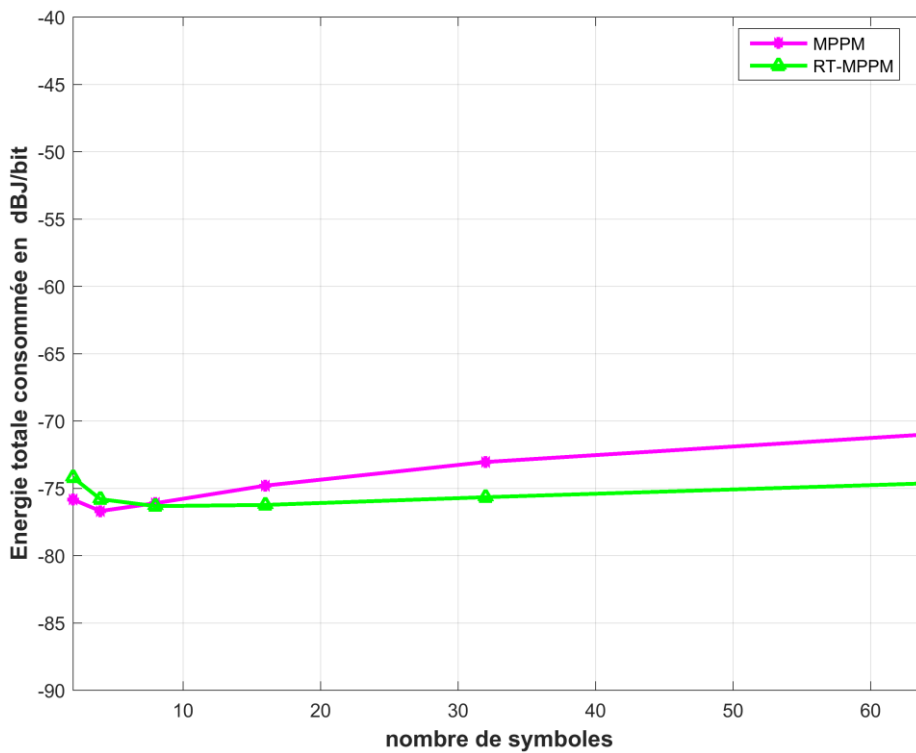


Figure 4.19 : Énergie totale consommée en MPPM et RT-MPPM pour $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, cas NLOS

4.3. Analyse énergétique d'un système ULB multi-utilisateurs avec RT ou sans RT

Nous reprenons notre analyse en évaluant cette fois les scénarii multi-utilisateurs.

4.3.1. TH-RT-PAM

Comme nous l'avons rappelé dans le chapitre précédent, pour une probabilité d'erreur $P_b = 10^{-3}$, il est possible d'approximer la variance des interférences multi-utilisateurs par une distribution gaussienne ; ainsi, nous pouvons écrire le SINR d'un système TH-RT-PAM sous la forme suivante :

$$SINR = \frac{\gamma}{1 + \frac{N_h - 1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT} \gamma} \quad (4.31)$$

Avec est $\sigma_{PAM} = \frac{1}{T_f} \int \int_{-\infty}^{+\infty} [w_{rec}(t)w_{rec}(t-s)]^2 ds$ la variance des interférences, w_{rec} la forme d'onde, N_h : le nombre de sauts et N_s : le nombre d'impulsions.

La probabilité d'erreur conditionnée sur le SINR pour un système TH-ULB utilisant une modulation PAM est :

$$P_b(\gamma) = Q(\sqrt{2SINR}) \quad (4.32)$$

Cette équation peut être écrite sous la forme : $P_b(\gamma) \approx 1/2 \exp(-SINR)$ (4.33)

En utilisant l'équation (4.33) et l'expression (4.10), la probabilité d'erreur moyenne peut être borné par :

$$P_b = \int_0^{+\infty} P_b(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \leq \frac{1}{2} \left(1 + \frac{r / mL_{RT}}{\frac{1}{\gamma} + \frac{N_h - 1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT}} \right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}} \quad (4.34)$$

Où $r = L_{RT} + \frac{2\rho}{1-\rho} \left(L_{RT} - \frac{1-\rho^{L_{RT}}}{1-\rho} \right)$, m est le facteur de forme de la distribution de Nakagami et L_{RT} est le nombre de trajets utilisés pour implémenter la RT.

Le calcul de la probabilité d'erreur est détaillé dans l'annexe C.2.1.

Donc le SNR moyen est égal à :

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{\left(\frac{mL_{RT}}{r} \left((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}}} - 1\right)\right)^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L_{RT} \sigma_{PAM}} \quad (4.35)$$

Avec N_s : le nombre d'impulsions et N_h : le nombre de sauts

En remplaçant la valeur du SNR moyen exprimé à partir de (4.35) dans l'expression (4.9), nous obtenons la valeur de la puissance de transmission du système TH-RT-PAM :

$$P_t = \frac{N_0 G_d B / \Omega}{\left(\frac{mL_{RT}}{r} \left((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}}} - 1\right)\right)^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L_{RT} \sigma_{PAM}} \quad (4.36)$$

G_d : le gain du canal, N_0 : la densité spectrale du bruit blanc, B la bande passante et Ω est le PDP moyen.

Alors,

$$P_t T_{ac} = \frac{b N_0 G_d N_s N_h N / \Omega}{\left(\frac{mL_{RT}}{r} \left((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}}} - 1\right)\right)^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L_{RT} \sigma_{PAM}} \quad (4.37)$$

N est le nombre de bits à envoyer.

Finalement, en remplaçant (4.37) dans (3.3), nous trouvons l'énergie totale que le système TH-RT-PAM consomme pour envoyer un bit d'information :

$$E_{RT-TH-PAM} = (1 + a + L_{RT} \Omega) \frac{b N_0 G_d N_s N_h / \Omega}{\left(\frac{mL_{RT}}{r} \left((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}}} - 1\right)\right)^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L_{RT} \Omega \sigma_{PAM}} + \frac{(P_c - P_{pa}) T_{ac}}{N} \quad (4.38)$$

Avec a est le coefficient du PA, b est le rapport entre la durée d'un chip et la durée d'une impulsion, P_c la puissance des circuiteries, P_{pa} la puissance du PA et T_{ac} est le temps actif.

En ce qui concerne les puissances consommées associées aux composants de l'émetteur et du récepteur, nous utilisons les équations (4.11) et (4.12).

4.3.2. TH-RT-PPM

Les interférences entre utilisateurs dans un système TH-RT-PPM peuvent se modéliser comme pour le système TH-RT-PAM par une distribution gaussienne pour une probabilité d'erreur $P_b = 10^{-3}$. Cependant, la probabilité conditionnelle sur le SINR est différente et s'exprime selon l'expression ci-dessous :

$$SINR = \frac{\gamma}{1 + \frac{N_h - 1}{N_s} \sigma_{PPM} L_{RT} \gamma} \quad (4.39)$$

Avec $\sigma_{PPM} = \frac{1}{T_f} \int \int_{-\infty}^{+\infty} [w_{rec}(t)(w_{rec}(t-s) - w_{rec}(t-s-\delta))]^2 ds$ la variance des interférences et w_{rec} est la forme d'onde, s le décalage et δ est le paramètre de la modulation PPM.

La probabilité d'erreur conditionnée sur le SINR instantané pour un système TH-ULB utilisant une modulation PPM est :

$$P_b(\gamma) = Q(\sqrt{SINR}) \quad (4.40)$$

L'expression (4.40) peut être approximée par l'expression (4.41) comme suit :

$$P_b(\gamma) \approx 1/2 \exp(-SINR/2) \quad (4.41)$$

En utilisant l'équation (4.41) et l'expression (4.10), le probabilité d'erreur moyenne peut être borné par :

$$P_b = \int_0^{+\infty} P_b(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \leq \frac{1}{2} \left(1 + \frac{r/2mL_{RT}}{\frac{1}{\gamma} + \frac{N_h - 1}{N_s} \sigma_{PPM} L_{RT} \gamma} \right)^{-\frac{mL_{RT}^2}{r}} \quad (4.42)$$

Le calcul de la probabilité d'erreur est détaillé dans l'annexe C.2.2.

Donc le SNR moyen est égal à :

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{\left(\frac{2mL_{RT}}{r} \left((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \right)^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L_{RT} \sigma_{PPM}} \quad (4.43)$$

En remplaçant le SNR moyen exprimée à partir de (4.35) dans l'expression (4.9), nous obtenons la valeur de la puissance de transmission du système TH-RT-PPM :

$$P_t = \frac{N_0 G_d B / \Omega}{\left(\frac{2mL_{RT}}{r} \left((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \right)^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L_{RT} \sigma_{PPM}} \quad (4.44)$$

Alors,

$$P_{tac} = \frac{bN_0 G_d N_s N_h N / \Omega}{\left(\frac{2mL_{RT}}{r} \left((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1 \right) \right)^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s} L_{RT} \sigma_{PPM}} \quad (4.45)$$

Finalement, en remplaçant (4.45) dans (3.3), nous trouvons l'énergie totale que le système TH-RT-PPM consomme pour envoyer un bit d'information :

$$E_{RT-TH-PPM} = (1 + a + L_{RT}\Omega) \frac{bN_0G_dN_sN_h/\Omega}{\left(\frac{2mL_{RT}}{r}((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s}L_{RT}\Omega\sigma_{PPM}} + \frac{(P_c - P_{pa})T_{ac}}{N} \quad (4.46)$$

4.3.3. TH-PAM

En suivant le même raisonnement que pour le système TH-RT-PAM, et en remplaçant le nombre de multi-trajets considérés au niveau du pré-filtrage RT par le nombre de branches du récepteur Rake. L'énergie totale consommée par un système TH-PAM est :

$$E_{TH-PAM} = (1 + a) \frac{bN_0G_dN_sN_h/\Omega}{\left(\frac{mL_R}{r}((2P_b)^{\frac{-r}{mL_R^2}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s}\Omega L_R\sigma_{PAM}} + \frac{(P_c - P_{pa})T_{ac}}{N} \quad (4.47)$$

4.3.4. TH-PPM

En adoptant les mêmes expressions développées dans la section qui analyse la consommation du système TH-RT-PPM et en remplaçant à nouveau le nombre de multi-trajets considérés au niveau du pré-filtrage RT par le nombre de branches du récepteur de Rake. L'énergie totale consommée par un système TH-PPM est :

$$E_{RT-PPM} = (1 + a) \frac{bN_0G_dN_sN_h/\Omega}{\left(\frac{2mL_{RT}^2}{r}((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1))^{-1} - \frac{N_h - 1}{N_s}L_R\Omega\sigma_{PPM}} + \frac{(P_c - P_{pa})T_{ac}}{N} \quad (4.48)$$

4.3.5. Résultats de simulation

Cette section présente les résultats de simulations des modèles analytiques exprimés plus haut.

4.3.5.1. Environnement résidentiel

Nous présentons ici les résultats obtenus en comparant les différents systèmes TH-RT-ULB et TH-ULB.

4.3.5.1.1. TH-PAM vs TH-RT-PAM

Dans ces simulations nous comparons deux systèmes ULB multi-utilisateurs, le premier exploite la TH-RT-PAM qui utilise le retournement temporel comme technique de

transmission et le second est un système ULB multi-utilisateurs qui exploite la TH-PAM seule.

Figures 4.20 et 4.21, nous illustrons la consommation des deux systèmes TH-RT-PAM et TH-PAM en fonction de la distance dans le cas LOS et le cas NLOS respectivement, où $d = [5 \text{ } 20\text{m}]$ pour le cas LOS puis le cas NLOS, $P_b = 10^{-3}$, $M=2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux conditions de visibilité.

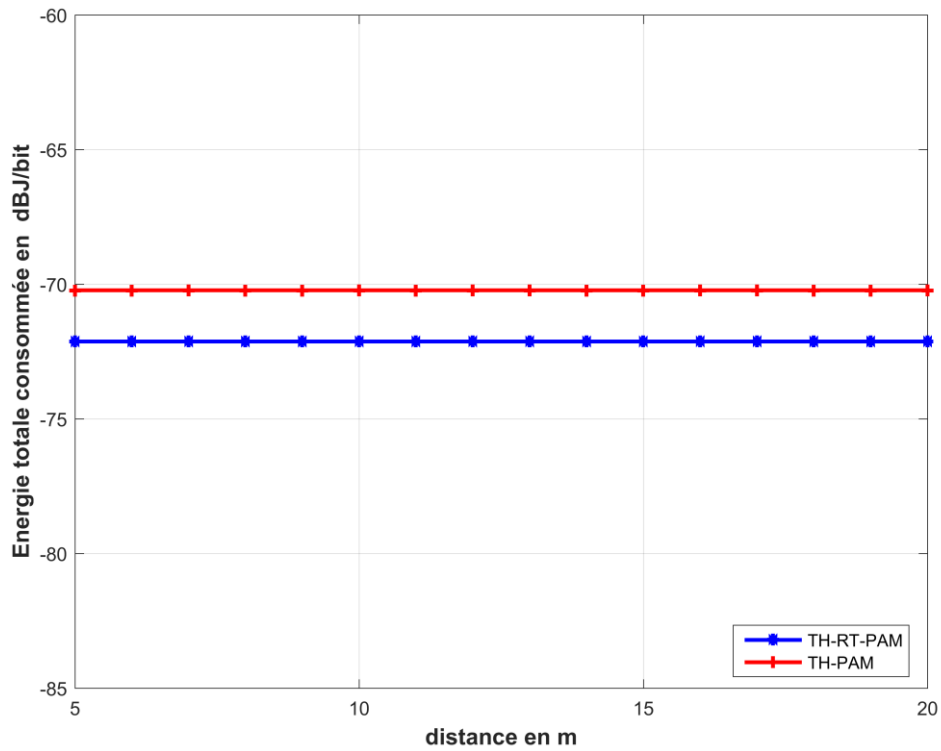


Figure 4.20 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes TH-RT-PAM et TH-PAM avec $d = [5 \text{ } 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, cas LOS

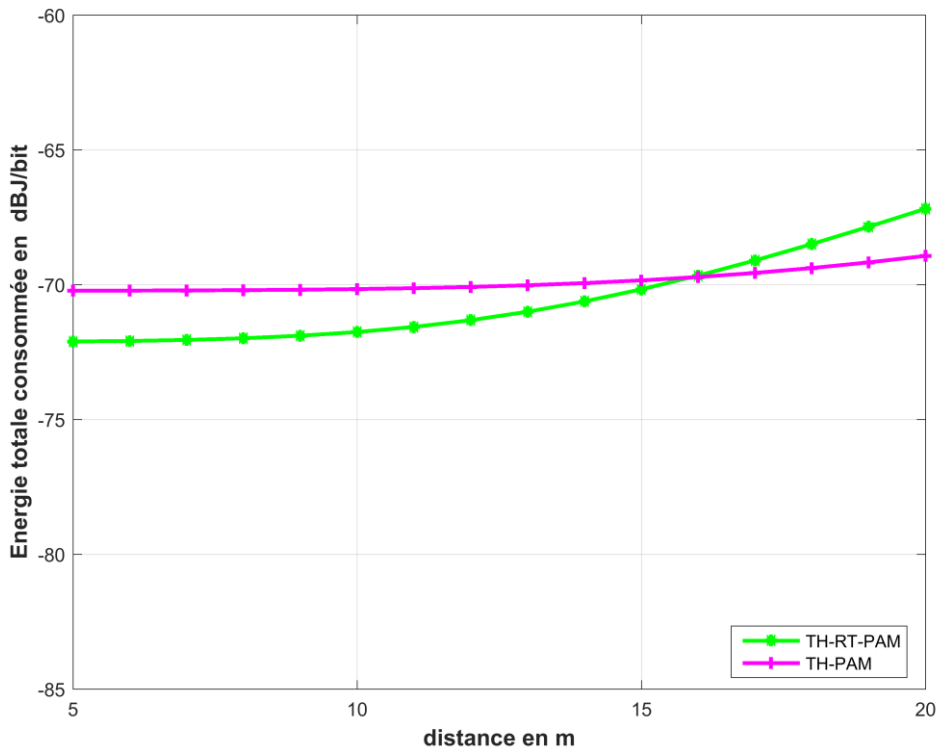


Figure 4.21 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes TH-RT-PAM et TH-PAM avec $d = [5 \text{ } 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, cas NLOS

Dans le cas LOS, le système TH-PAM utilisant la technique RT s'avère plus efficace que le système TH-PAM conventionnel pour tout l'intervalle de portée considéré qui s'étend de 5 m à 20 m.

L'évolution de la consommation énergétique en fonction de la distance est différente dans le cas NLOS, nous remarquons sur le graphe représentant la consommation des deux systèmes que le système TH-RT-PAM est plus efficace du début de l'intervalle jusqu'à $d = 15 \text{ m}$, et que le système TH-PAM est meilleur au niveau consommation de $d = 16 \text{ m}$ jusqu'à la fin de l'intervalle de distance de portée considéré.

Comme nous l'avons expliqué dans la section précédente l'énergie totale du système TH-RT-PAM est sensible à l'augmentation de la puissance de transmission (la puissance du préfiltre RT est estimée à partir de la puissance de transmission).

En pratique, à partir de $d = 16 \text{ m}$, les conditions d'augmentation de la puissance de transmission entraînent ce changement d'efficacité énergétique. Le tableau 4.7 résume de nouveau les conclusions de cette analyse.

Tableau 4.7 : Tableau récapitulatif des résultats de TH-RT-MPAM vs TH-MPAM, cas indoor

	Comparaison par rapport à la distance
LOS	TH-RT-PAM consomme moins que TH-PAM pour tout l'intervalle de distance
NLOS	TH-RT-PAM consomme moins que TH-PAM pour $d < 16 \text{ m}$ TH-PAM consomme moins à partir de $d = 16 \text{ m}$

4.3.5.1.2. TH-PPM vs. TH-RT-PPM

Figures (4.22) et (4.23), nous illustrons la consommation système des deux systèmes TH-RT-PPM et TH-PPM en fonction de la distance dans le cas LOS puis le cas NLOS, où $d = [5 \ 20 \text{ m}]$ avec $P_b = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux cas.

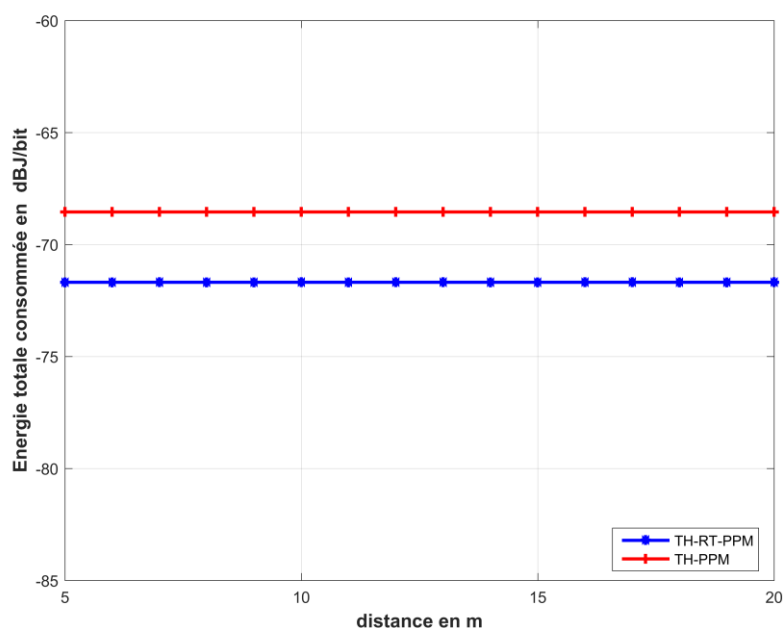


Figure 4.22 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes TH-RT-PPM et TH-PPM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, cas LOS

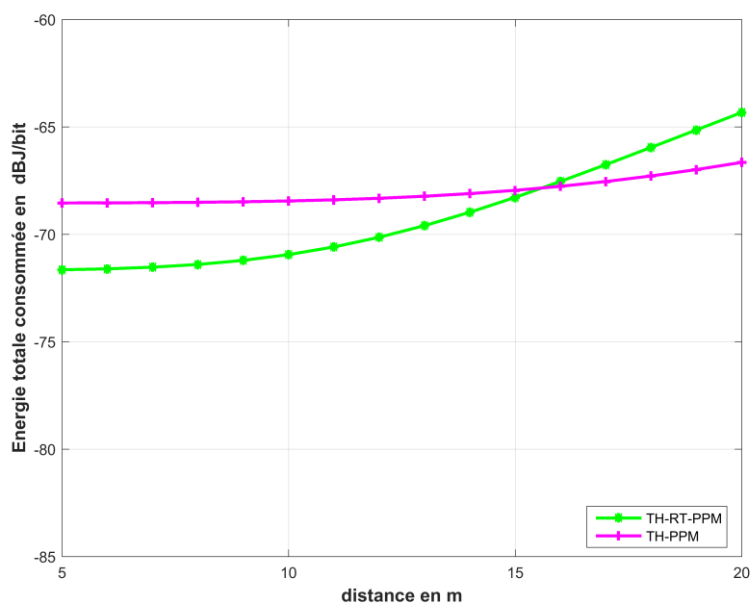


Figure 4.23 : Comparaison des énergies totales consommées par les TH-RT-PPM et TH-PPM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, cas NLOS

Dans le cas LOS, le système TH-RT-PPM est plus efficace que le système TH-PPM pour tout l'intervalle de distances choisi. Dans le cas NLOS, la consommation énergétique diffère de celle du cas LOS. Nous remarquons que le système TH-RT-PPM consomme moins que le système TH-PPM du début de l'intervalle de portée considéré jusqu'à $d = 15$ m et que TH-PPM est plus efficace à partir de $d = 16$ m. Comme pour les systèmes PAM, à l'émission le TH-RT-PPM utilise un préfiltre RT dont la consommation est dépendante de la puissance de transmission, et la valeur de cette dernière augmente drastiquement dans un environnement NLOS. Ceci constitue la raison majeure de ce changement d'efficacité énergétique. Le tableau 4.8 synthétise ces conclusions.

Tableau 4.8 : Tableau récapitulatif des résultats de TH-RT-PPM vs. TH-PPM, cas indoor

	Comparaison par rapport à la distance
LOS	TH-RT-PPM consomme moins que TH-PPM pour tout l'intervalle de distance
NLOS	TH-RT-PPM consomme moins que TH-PPM pour $d < 16$ m TH-PAM consomme moins à partir de $d = 16$ m

4.3.5.2. Environnement extérieur

Dans cette section nous comparons différents systèmes TH-RT-ULB et TH-ULB dans un environnement extérieur.

4.3.5.2.1. TH-PAM vs. TH-RT-PAM

De la même façon que précédemment, nous comparons initialement les deux systèmes ULB multi-utilisateurs TH-RT-PAM et TH-PAM dans un environnement résidentiel indoor.

Figures 4.24 et 4.25, nous représentons l'énergie totale consommée par un système RT-ULB et un système ULB conventionnel dans un environnement extérieur en fonction de la distance et dans les cas LOS puis NLOS avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_b = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ pour les deux conditions de visibilité.

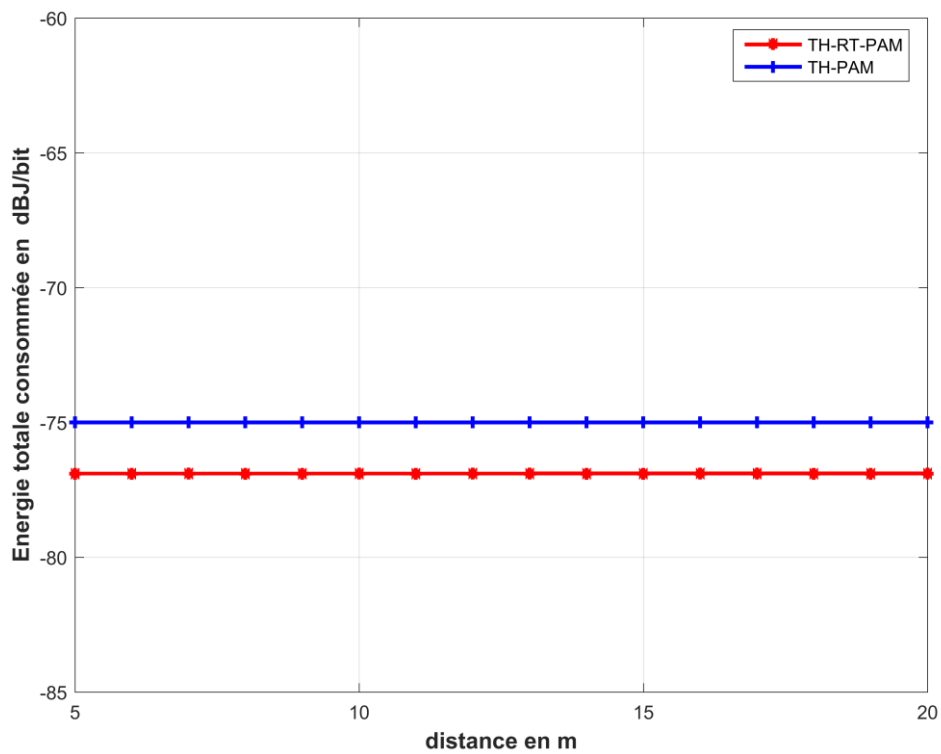


Figure 4.24 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes TH-RT-PAM et TH-PAM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, cas LOS

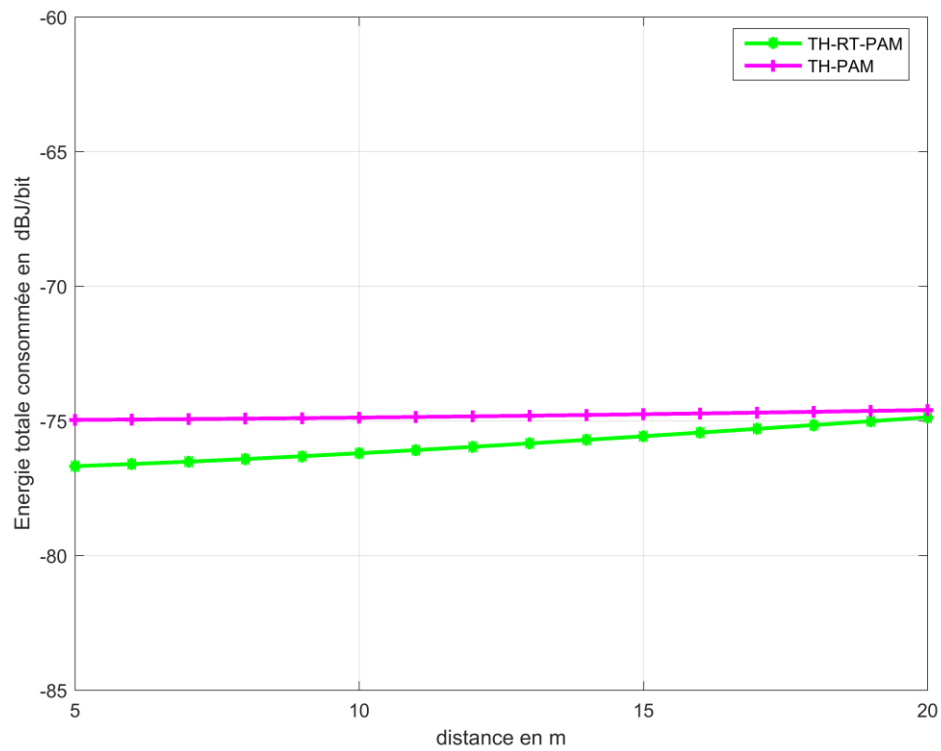


Figure 4.25 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes TH-RT-PAM et TH-PAM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, cas NLOS

Aussi bien en condition LOS qu'en condition NLOS, nous remarquons que le système TH-RT-PAM est plus efficace que le système TH-PAM pour tout l'intervalle de distance considéré. Nous remarquons ici une différence par rapport à l'environnement résidentiel dans le cas NLOS. En effet, dans le cas présent il n'existe pas de croisement d'efficacité énergétique par rapport à l'environnement résidentiel figure (4.21). Nous imputons cette différence au fait que, dans ce dernier cas, la variation de la puissance de transmission n'est pas assez conséquente pour permettre à TH-PAM de consommer moins à partir d'une distance critique. Le tableau 4.9 synthétise ces résultats.

Tableau 4.9 : Tableau récapitulatif des résultats de TH-RT-MPAM vs. TH-MPAM, cas outdoor

	Comparaison par rapport à la distance
LOS	TH-RT-PAM consomme moins que TH-PAM dans tout l'intervalle de distance considéré
NLOS	TH-RT-PAM consomme moins que TH-PAM dans tout l'intervalle de distance considéré

4.3.5.2.2. TH-PPM vs. TH-RT-PPM

Dans les figures 4.26 et 4.27, nous représentons l'énergie totale consommée par un système TH-RT-PPM et un système TH-PPM conventionnel dans un environnement extérieur en fonction de la distance dans les cas LOS puis NLOS avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_b = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ pour les deux cas.

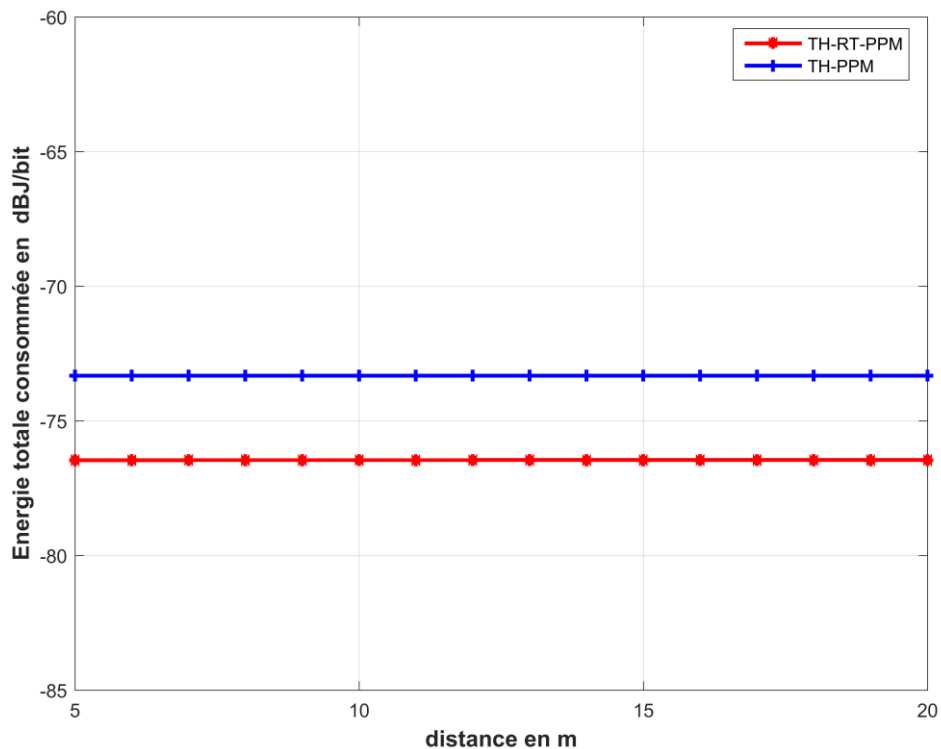


Figure 4.26 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes TH-RT-PPM et TH-PPM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, cas LOS

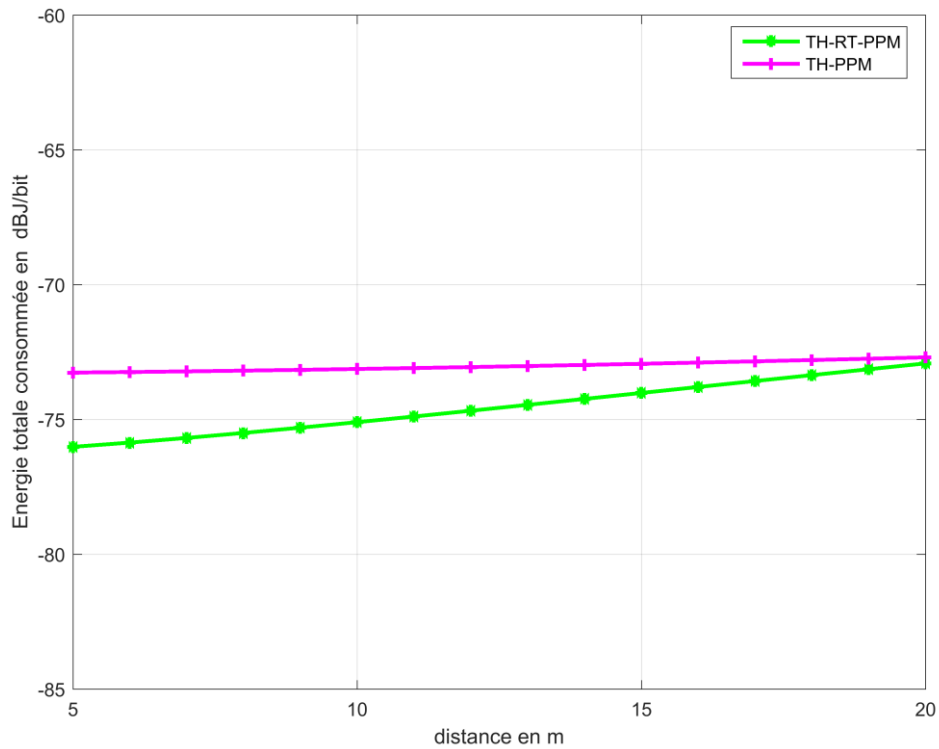


Figure 4.27 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes TH-RT-PPM et TH-PPM avec $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$ et $M = 2$, cas NLOS

Aussi bien dans le cas LOS que le cas NLOS, le système TH-RT-PPM consomme moins que le système TH-PPM pour toutes les distances considérées. Ces résultats sont repris dans le tableau 4.10.

Tableau 4.10 : Tableau récapitulatif des résultats de TH-RT-MPAM vs TH-MPAM, cas outdoor

	Comparaison par rapport à la distance
LOS	TH-RT-PPM consomme moins que TH-PPM dans tout l'intervalle de distance considéré
NLOS	TH-RT-PPM consomme moins que TH-PPM dans tout l'intervalle de distance considéré

Conclusion du chapitre 4

Dans ce chapitre nous avons développé un modèle analytique qui établit la consommation totale d'un système ULB utilisant la technique RT opérant dans un canal de Nakagami-m particulier. Nous avons également comparé la consommation énergétique du système RT-ULB et du système ULB conventionnel mono-utilisateur et multi-utilisateur. Les simulations ont été menées dans un environnement indoor résidentiel ainsi qu'extérieur dans les cas LOS et NLOS.

Dans un premier temps, pour les systèmes mono-utilisateur, nous avons représenté la consommation totale d'un système ULB conventionnel utilisant une modulation MPAM et un

système RT-ULB utilisant la même modulation en fonction de la distance. Dans le cas LOS, pour les deux environnements, le système RT-MPPM s'avère plus efficace, dans le cas NLOS il ne s'avère plus le plus efficace que pour des portées comprises entre 5 et 8 m. Nous avons calculé par la suite la consommation des deux systèmes en fonction du nombre de bits par symbole pour les deux environnements. Nous avons trouvé que RT-MPPM est efficace pour toutes les constellations sauf dans le cas où $M = 64$ en condition LOS, et que le système ULB conventionnel est efficace pour tout l'intervalle de constellation choisi en condition NLOS. Nous avons mené les mêmes simulations pour comparer la consommation des systèmes MPPM et RT-MPPM dans le cas LOS et NLOS. Les résultats ont montré cette fois que le système RT-MPPM est plus efficace que le système MPPM pour tout l'intervalle de distances dans le cas LOS dans les deux environnements étudiés. En ce qui concerne le cas NLOS RT-MPPM consomme moins que MPPM pour les portées $d < 9$ m dans les deux environnements. Lorsque nous avons évalué la consommation des deux systèmes RT-MPPM et MPPM en fonction de la constellation, nous avons obtenu que le système RT-MPPM consomme moins que l'autre système pour toutes les constellations dans le cas LOS et pour l'ensemble des constellations $\{8, 16, 32, 64\}$ dans le cas NLOS. Cette conclusion reste valable pour les deux environnements de propagation considérés.

Dans un second temps, nous avons comparé la consommation de deux systèmes multi-utilisateurs TH-RT-PAM et TH-PAM. Une première simulation illustre la consommation des deux systèmes en fonction de la distance. Nous avons montré que dans l'environnement résidentiel le système TH-RT-PAM est plus efficace pour toutes les distances utilisées dans le cas LOS et plus efficace cette fois pour d compris entre 5 et 20 m. Dans l'environnement extérieur TH-RT-PAM s'avère plus efficace pour tout l'intervalle de distance étudié dans l'ensemble des situations LOS et NLOS considérées. En ce qui concerne la comparaison des deux systèmes TH-RT-PPM et TH-PPM, la simulation a montré que le système TH-RT-PPM est plus efficace que TH-PPM dans les deux cas LOS et NLOS, et dans les deux environnements considérés.

En conclusion, outre ses capacités en termes de focalisation notamment, la technique RT constitue également une technique adéquate pour certaines configurations de système de communication ayant une contrainte énergétique.

5. Chapitre 5 : Analyse de la consommation énergétique des systèmes MISO avec et sans RT et exemple pratique d'évaluation de consommation d'énergie sur carte FPGA

Introduction du chapitre 5

Dans la première partie de ce chapitre, nous analysons la consommation de systèmes MISO-ULB (Multiple Input - Single Output ULB). Sur la base de notre modèle initial, nous déduisons de cette analyse une expression analytique qui estime la consommation de ces systèmes. Nous présenterons par la suite une comparaison énergétique entre les systèmes MISO avec et sans RT et les systèmes SISO avec et sans RT. Ces comparaisons seront effectuées en fonction de la portée, dans un premier temps, et en fonction du nombre de symboles transmis dans un second temps.

5.1. Systèmes MISO-ULB

Dans cette section, après un bref rappel sur les systèmes MISO, nous établirons les formulations des consommations énergétiques des systèmes MISO-ULB puis RT-MISO-ULB.

5.1.1. Le modèle MISO

Un système MISO est un système de communication qui utilise plusieurs antennes au niveau de l'émission et une antenne à la réception comme illustré figure 5.1.

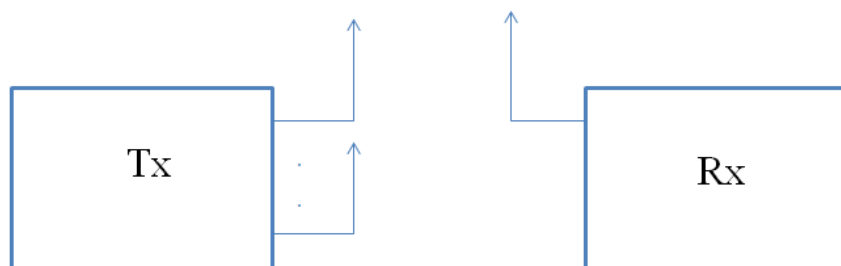


Figure 5.1 : Système MISO - Deux antennes sont représentées à l'émission

L'architecture MISO apporte fréquemment de meilleures performances, et autorise un débit plus élevé en exploitant une forme de diversité d'espace particulière [74] et un codage adapté. Nous souhaitons étudier un tel système afin d'évaluer si la consommation énergétique nécessaire pour mettre en œuvre un système utilisant une architecture multi-antennes s'avère

plus contraignante par rapport à un système SISO (Single Input - Single Output ULB) tel qu'étudié jusqu'à présent. Rappelons également que la capacité de focalisation en retournement temporel est renforcée par l'adoption d'une technique MISO [70].

Pour notre système, nous adaptons le modèle de canal décrit dans l'article [74] qui décrit le canal MISO comme une combinaison de canaux indépendants où le délai entre les trajets est le même pour tous les canaux. Nous pouvons modéliser le canal d'un tel système MISO par l'expression simple (5.1), cette modélisation a été proposée par [75-77]:

$$y(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{N_T} \alpha_{l,i} x_i(t - (l-1)\tau_i) + n(t) \quad (5.1)$$

Les vecteurs $y(t)$ et $n(t)$ représentent respectivement le signal reçu et le bruit blanc gaussien au niveau du récepteur. $x_i(t)$ est le symbole envoyé par l'antenne numéro i . $\alpha_{l,i}$ est la valeur d'amplitude du trajet l du canal de transmission entre l'antenne i et le récepteur avec $l=1, \dots, L$ le nombre maximal de trajets et $i=1, \dots, N_T$ le nombre d'antenne à l'émission. τ_i est le délai de propagation du premier trajet du canal i avec $\tau_i = \tau_1 + (i-1)d_A/c$, où τ_1 est le premier trajet du canal numéro 1, d_A est la distance entre deux antennes voisines et c la célérité de la lumière.

5.1.2. Analyse énergétique

Dans cette partie nous analysons la consommation énergétique des systèmes ULB avec et sans RT.

5.1.2.1. Le système MISO-ULB

Nous choisissons le délai de communication du canal 1, τ_1 de telle sorte qu'il soit supérieur à la durée d'une impulsion T_p . La conséquence directe de ce choix est l'élimination de la corrélation intra symbole (ISI) [78]. Comme dans les chapitres précédents la distribution des amplitudes $\alpha_{l,i}$ suit une loi de Nakagami- m exploitée dans le modèle ULB 802.15.4a [59]. Donc, en considérant un nombre de trajets $L_p < L$ pour lequel les trajets ont le même SNR moyen $\bar{\gamma}$, la fonction de probabilité de densité (Probability density function : PDF) sur le canal i peut s'écrire [64] :

$$f_{\gamma_i}(\gamma_i) = \frac{\gamma_i^{mL_p-1} \exp\left(-\frac{m\gamma_i}{\bar{\gamma}}\right)}{\Gamma(mL_p) \left(\frac{\bar{\gamma}}{m}\right)^{mL_p}} \quad (5.2)$$

m est le coefficient de forme de la distribution de Nakagami- m et $\Gamma(m) = \int_0^{+\infty} x^{m-1} e^{-x} dx$ est la fonction gamma avec $\text{Re}(\Gamma(m)) > 0$.

Le rapport signal à bruit (SNR) instantané d'un canal i peut s'écrire $\gamma_i = \sum_{l=0}^{L-1} \gamma_{l,i}$ avec

$$\gamma_{l,i} = \frac{\alpha_{l,i}^2 P_t^i}{G_d N_0 B} \text{ et } \overline{\gamma_i} = \frac{\Omega_i P_t^i}{G_d N_0 B} \quad (5.3)$$

Avec P_t^i est la puissance de transmission de l'antenne i , G_d est le gain du canal, N_0 la densité spectrale du bruit blanc, B la bande passante et Ω_i est la valeur moyenne de $\Omega_{l,i} = E[\alpha_{l,i}^2]$ le profil de retard de puissance ou 'power delay profile' (PDP) qui s'exprime comme suit [73]:

$$\Omega_{l,i} = \exp\left(\frac{-(l-1)\Delta\tau_i}{\overline{\sigma_\tau}}\right) \quad (5.4)$$

Où $\Delta\tau_i$ constitue le délai entre deux échantillons du canal i et $\overline{\sigma_\tau}$ est la valeur efficace du délai de propagation 'RMS delay spread'.

La probabilité d'erreur conditionnée sur le SNR instantané γ_i pour une modulation donnée relatif au canal i peut être exprimé par l'équation (5.5) :

$$P_{M,i}(\gamma_i) = g_1 Q(\sqrt{g_2 \gamma_i}) \quad (5.5)$$

Avec g_1 et g_2 sont des paramètres de modulation.

La probabilité d'erreur moyenne relative au canal i s'écrit comme suit :

$$P_{M,i} = \int_0^{+\infty} P_{M,i}(\gamma_i) f_{\gamma_i}(\gamma_i) d\gamma_i \quad (5.6)$$

$$\text{Nous pouvons écrire : } P_{M,i}(\gamma_i) \leq \frac{g_1}{2} \exp\left(\frac{g_2 \gamma_i}{2}\right) \quad (5.7)$$

Donc, en remplaçant l'expression (5.7) et l'expression (5.2) dans l'expression (5.6) nous pouvons déduire que (les calculs sont détaillés dans l'annexe D) :

$$P_{M,i} \leq \frac{g_1}{2} \left(1 + \frac{g_2 \overline{\gamma_i}}{2m}\right)^{-mL_p} \quad (5.8)$$

Avec m le coefficient de forme de la distribution de Nakagami et L_p est le nombre de trajets limités qui conditionne la PDF.

En remplaçant l'expression (5.3) dans (5.8) nous obtenons une approximation du taux d'erreur par symbole relatif au canal i :

$$P_{M,i} \approx \frac{g_1}{2} (1 + g_2 c_i P_t^i)^{-mL_p} \quad (5.9)$$

Avec g_1 et g_2 sont des paramètres de modulation et $c_i = \frac{\Omega_i}{2G_d N_0 B}$

Pour certains canaux de propagation, les performances du système MIMO-ULB sont limitées sous une distance inter-antenne égale 10 cm, où la corrélation inter antennes croît fortement [79]. Nous sélectionnons cette distance entre antennes voisines $d_A = 10$ cm et nous faisons de plus l'hypothèse, nécessaire à notre formulation analytique, que la corrélation spatiale inter-antennes est nulle. Dans ce cas, le taux d'erreur par symbole d'un système MISO-ULB

comportant N_T antennes est : $P_M = \sum_{i=1}^{N_T} P_{M,i}$

Nous supposons également que le contrôle de puissance est parfait [80], donc nous pouvons écrire $P_i = P_t^i$. Dans ces conditions particulières, le taux d'erreur par symbole total peut-être réduit finalement à :

$$P_M = \sum_{i=1}^{N_T} \frac{g_1}{2} (1 + g_2 c_i P_t)^{-mL_p} \quad (5.10)$$

Afin de calculer la puissance de transmission P_t pour un taux d'erreur par symbole donné il faut résoudre numériquement l'équation (5.11) :

$$\sum_{i=1}^{N_T} \frac{g_1}{2} (1 + g_2 c_i P_t)^{-mL_p} - P_M = 0 \quad (5.11)$$

En utilisant le modèle énergétique détaillé dans le chapitre 3, l'énergie totale d'un système MISO-ULB qui utilise un récepteur de Rake avec un nombre de branches L_R peut s'écrire comme :

$$E_{MISO-ULB} = (N_T (1 + a) P_t + N_T (P_{ct} - P_{pa}) + P_{cr}) T_s \quad (5.12)$$

avec a le coefficient lié à l'amplificateur de puissance P_{pa} , T_s la durée nécessaire pour envoyer un symbole, P_{ct} : puissance des circuiteries de l'émetteur, P_{cr} : puissance des circuiteries du récepteur et T_s le nombre de symboles.

Pour calculer la puissance de transmission d'un tel système il faut remplacer L_p dans l'expression (5.11) par L_R le nombre de branches du Rake et remplacer les puissances des circuiteries d'émission et de réception par :

- $P_{ct} = P_{pg} + P_{PA} + P_{filt}$
- $P_{cr} = P_{LNA} + L_R (P_{mix} + P_{int}) + P_{flr} + P_{ADC}$

5.1.2.2. Système RT-MISO-ULB

Pour un système MISO avec RT, nous utilisons la même procédure de départ qu'en MISO sans RT. De plus, en exploitant les résultats du chapitre 4, nous pouvons calculer la puissance

de transmission d'un tel système en remplaçant le nombre de branches du récepteur Rake utilisées dans le cas MISO-ULB par la réponse impulsionnelle retournée temporellement et utilisée au niveau de l'émetteur. Nous avons aussi montré dans ce chapitre que la consommation du filtre RT est liée aux amplitudes des trajets L_{RT} et à la puissance de transmission du système RT. Donc, avec nos hypothèses, l'énergie totale consommée par un système RT-MISO-ULB peut être exprimée par l'expression (5.13) :

$$E_{RT-MISO-ULB} = ((N_T(1+a) + L_{RT} \sum_{i=1}^{N_T} \Omega_i)P_t + N_T(P_{ct} - P_{PA}) + P_{cr})T_s \quad (5.13)$$

Avec L_{RT} est le nombre de trajets utilisés pour implémenter le RT, Ω_i est le PDP moyen lié au canal i .

Les puissances des circuiteries d'émission et de réception sont calculées à partir des expressions $P_{ct} = P_{pg} + P_{PA} + P_{filt}$ et $P_{cr} = P_{LNA} + P_{mix} + P_{int} + P_{flr} + P_{ADC}$ respectivement.

Dans cette section nous avons introduit le modèle théorique de notre canal et nous avons dérivé les expressions des énergies totale consommées par deux systèmes de communication qui sont le système MISO et RT-MISO. Ces modèles permettent la comparaison de ces systèmes dans différents environnements LOS et NLOS en fonction de la portée ou le nombre de symboles.

5.1.3. Résultats de simulation

Nous appliquerons à cette section les formulations établies précédemment successivement à un environnement de propagation de type milieu résidentiel puis à un environnement extérieur, et analyserons les résultats.

5.1.3.1. Milieu résidentiel

Dans cette partie, nous comparons les systèmes MISO avec et sans RT et les systèmes SISO avec et sans RT dans un environnement résidentiel.

5.1.3.1.1. MISO 2x1

En environnement initialement résidentiel, nous menons une comparaison entre un système MISO utilisant une modulation MPAM et un système RT-MISO utilisant également la modulation MPAM. Cette confrontation est également conduite avec les systèmes SISO avec et sans RT utilisant la même modulation. Les énergies totales consommées sont calculées selon la méthode décrite au chapitre 4. Les valeurs des puissances des circuiteries des composants de l'émetteur et du récepteur et les paramètres propres à cet environnement sont détaillées dans les tableaux (3.2) et (4.1) respectivement. D'autres paramètres nécessaires au calcul des puissances figurent dans le tableau (5.1).

Tableau 5.1: paramètres du modèle

$g_1 = 2M/M - 1$	$g_2 = 6/M^2 - 1$	$\tau_1 = 0.7$
------------------	-------------------	----------------

Figure 5.2 nous représentons $E_{RT-MISO}$, E_{MISO} , $E_{RT-SISO}$ et E_{SISO} , soit les énergies consommées par les systèmes MISO avec et sans RT et celles consommées par les systèmes SISO avec et sans RT en fonction de la portée de la liaison, où $d = [5 \ 20 \text{ m}]$ pour le cas LOS puis le cas NLOS, $P_M = 10^{-3}$ (probabilité d'erreurs), $M = 2$, $L_{RT} = 4$ (la taille de la fenêtre RT) et $L_R = 4$ (le nombre de branches de Rake) dans les deux cas. Pour cette première figure, nous considérons que le nombre antennes à l'émission est $N_T = 2$ (nombre d'antennes MISO).

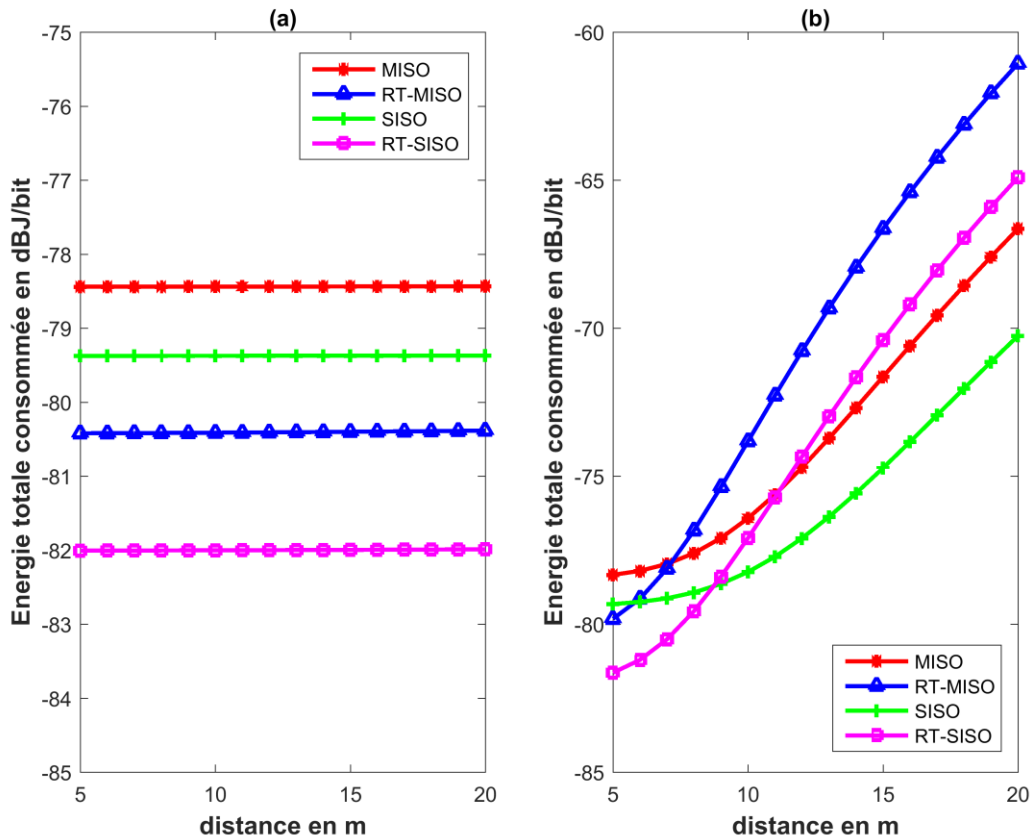


Figure 5.2 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction de la distance dans le cas LOS (a) puis le cas NLOS (b)

Dans le cas LOS, nous remarquons que l'efficacité énergétique est quasi constante pour tout l'intervalle de distance, et que le système RT-SISO consomme moins d'énergie que les autres systèmes. Nous remarquons aussi que RT-MISO est plus efficace que le système SISO, en dépit du fait que le système MISO utilise deux sources et antennes à l'émission (nous expliquons plus bas ce résultat). Dans le cas NLOS, Le système RT-SISO est le système qui consomme le moins pour $d < 8 \text{ m}$; à partir de $d = 8 \text{ m}$ le système SISO devient le système le plus efficace. Dans ce cas également nous obtenons que RT-MISO consomme moins que SISO pour $d = 5 \text{ m}$ et consomme moins que RT-MIMO pour $d < 8 \text{ m}$.

Afin d'analyser plus en profondeur ces résultats, nous reprenons les expressions (5.12) et (5.13) et nous représentons, en fonction de la distance, le terme lié à la puissance de transmission P_t ainsi que les énergies de circuiteries dans des figures séparées. Cette analyse

séparée permet d'évaluer l'influence de chaque terme sur l'énergie totale dans les deux cas LOS et NLOS.

Figure (5.3) nous représentons le terme lié à la puissance de transmission et aux circuits directement dépendants (préfiltre pour le RT...) puis, figure (5.4), le terme lié à l'énergie de consommation des circuiteries seule en fonction de la distance pour les systèmes MISO-MPAM avec et sans RT et pour les systèmes MPAM avec et sans RT, où $d = [5 \ 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux conditions LOS et NLOS. Le nombre d'antennes d'émission est $N_T = 2$.

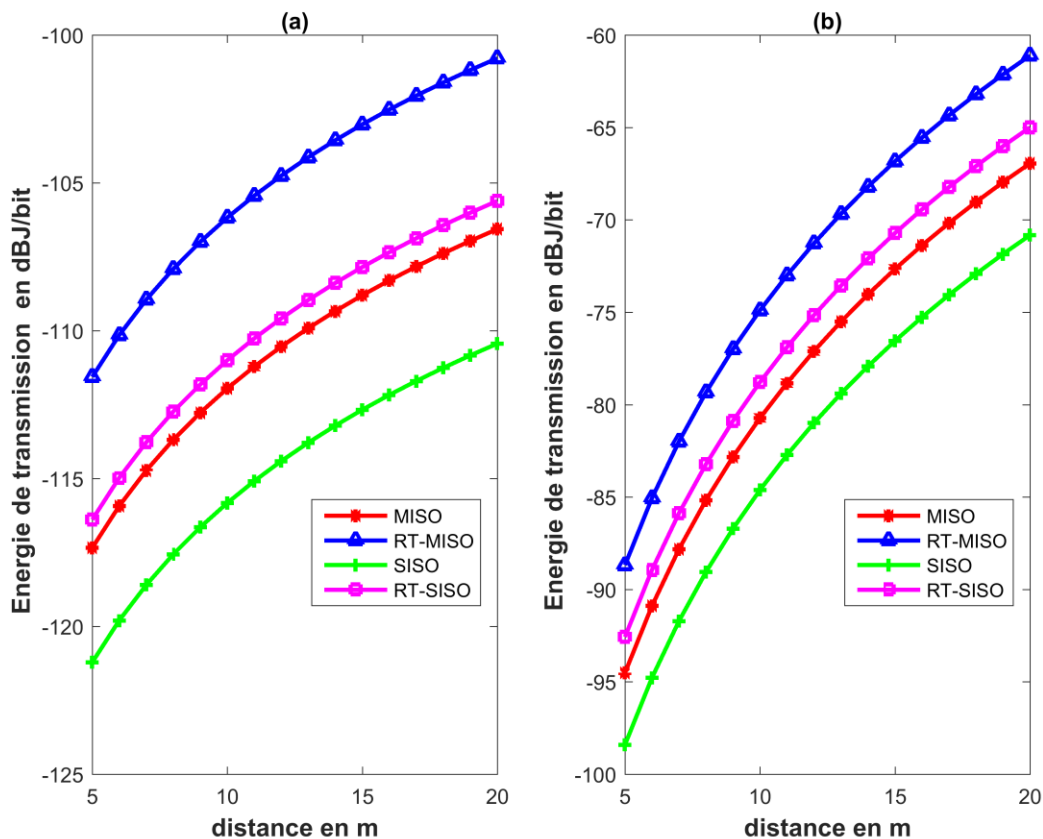


Figure 5.3 : Contribution de l'apport de l'énergie de transmission et des circuits dépendants aux systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction de la distance dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b)

En comparant les deux graphes du cas LOS des deux figures (5.3) et (5.4), nous remarquons que les poids associés aux différentes consommations ne sont pas les mêmes. Pour la première, le système SISO consomme le moins et pour la seconde, il s'agit du système RT-SISO. Dans le cas LOS toutefois, ainsi qu'analysé plusieurs fois précédemment, l'énergie de circuiterie prédomine. De ce fait, la consommation totale suit la consommation des circuits et l'efficacité énergétique totale est imposée par l'énergie liée aux circuiteries.

Dans le cas NLOS, si l'on prend la valeur de l'apport de la puissance de transmission et la valeur de la consommation de la circuiterie du système RT-SISO pour $d = 9 \text{ m}$ qui sont -81 dBJ et -82 dBJ respectivement, la suprématie de la consommation énergétique de la puissance de transmission apparaît à cette distance. De plus, puisqu'à cette distance la

puissance de transmission du système RT-MPAM devient plus grande que celle du système SISO, le changement d'efficacité s'opère à partir de cette distance.

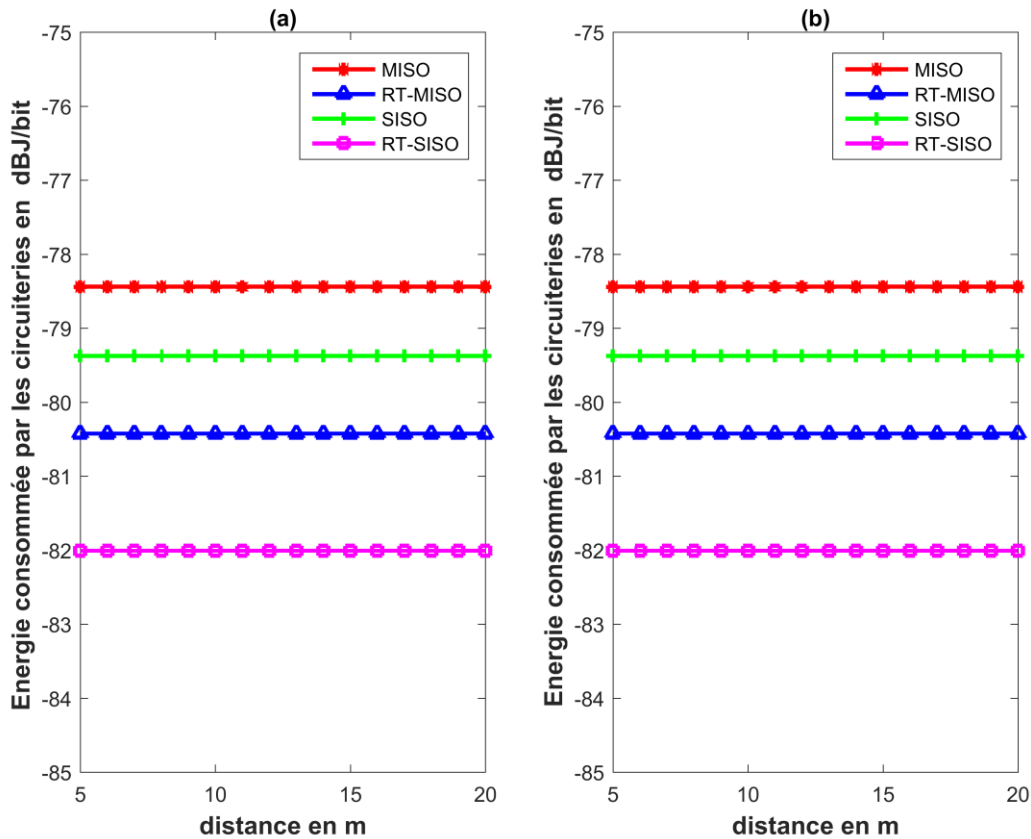


Figure 5.4 : Contribution de l'apport des énergies consommées par les circuiteries seules des systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction de la distance dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b)

Figure 5.5, nous représentons maintenant l'énergie totale consommée par les systèmes MISO avec et sans RT et celle des systèmes SISO avec et sans RT, en fonction du nombre de bits par symbole. Nous considérons $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, $L_{RT} = 4$, $L_R = 4$. Le nombre d'antennes à l'émission est $N_T = 2$. Nous étudions les cas LOS et NLOS.

Dans le cas LOS, le système de communication qui consomme le moins est le système RT-SISO pour $M = [2, 4, 8, 16, 32]$. SISO sans RT devient plus efficace pour $M = 64$. Nous pouvons aussi remarquer que le système RT-MISO est plus efficace que les systèmes SISO MISO pour $M = [2, 4, 8, 16]$, tandis qu'il constitue le système le moins efficace pour $M = [32, 64]$. Dans le cas NLOS, le système SISO est le plus efficace pour tout l'intervalle de nombre de symboles considéré. L'efficacité dans ce cas est quasi la même sauf dans le cas où $M = 2$ où nous observons que le système TR-SISO consomme moins que MISO.

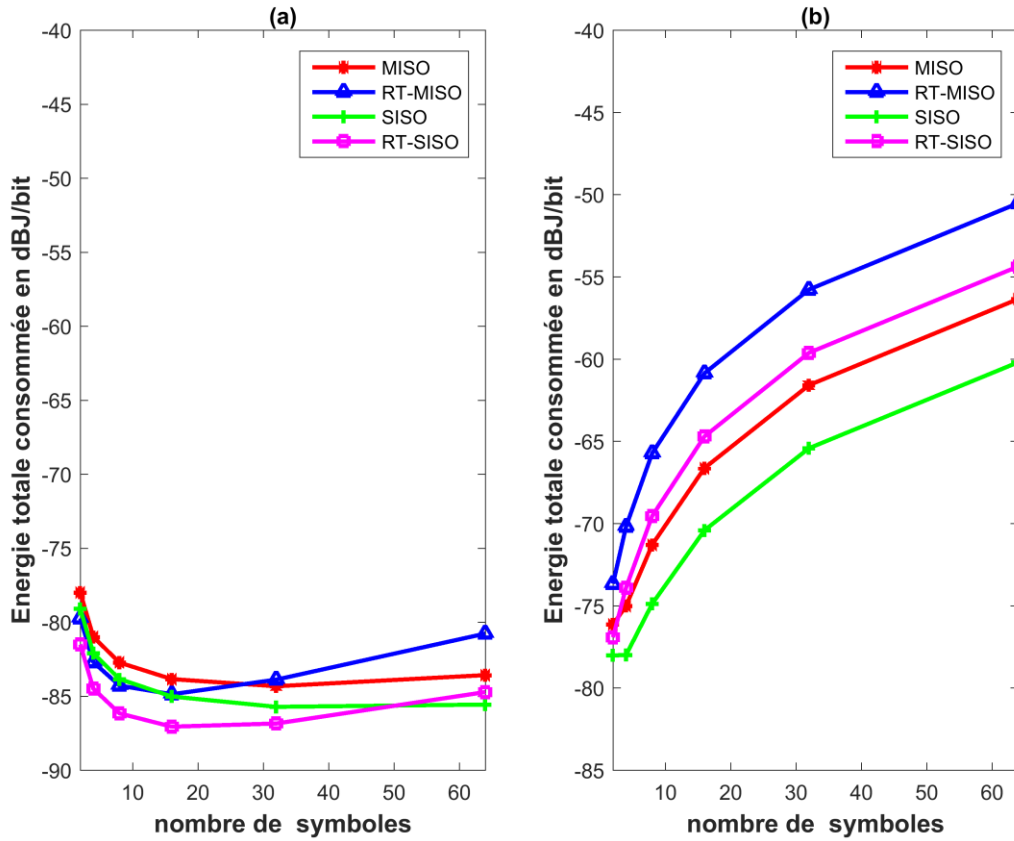


Figure 5.5 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction du nombre de symboles dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b)

Afin de bien expliquer l'efficacité des systèmes dans le deux cas, nous étudions le caractère dominant de la contribution à la consommation liée à la puissance de transmission et à la puissance des circuiteries dans l'énergie totale consommée, dans les cas LOS et NLOS. Figures (5.6) et (5.7), nous représentons, en fonction de la distance, le terme lié à la puissance de transmission et le terme lié à l'énergie de consommation, pour les systèmes MISO-MPAM avec et sans RT et les systèmes MPAM avec et sans RT, où $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $d = 10$ m pour le cas LOS et le cas NLOS respectivement, $P_M = 10^{-3}$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux cas. Le nombre d'antennes à l'émission est $N_T = 2$.

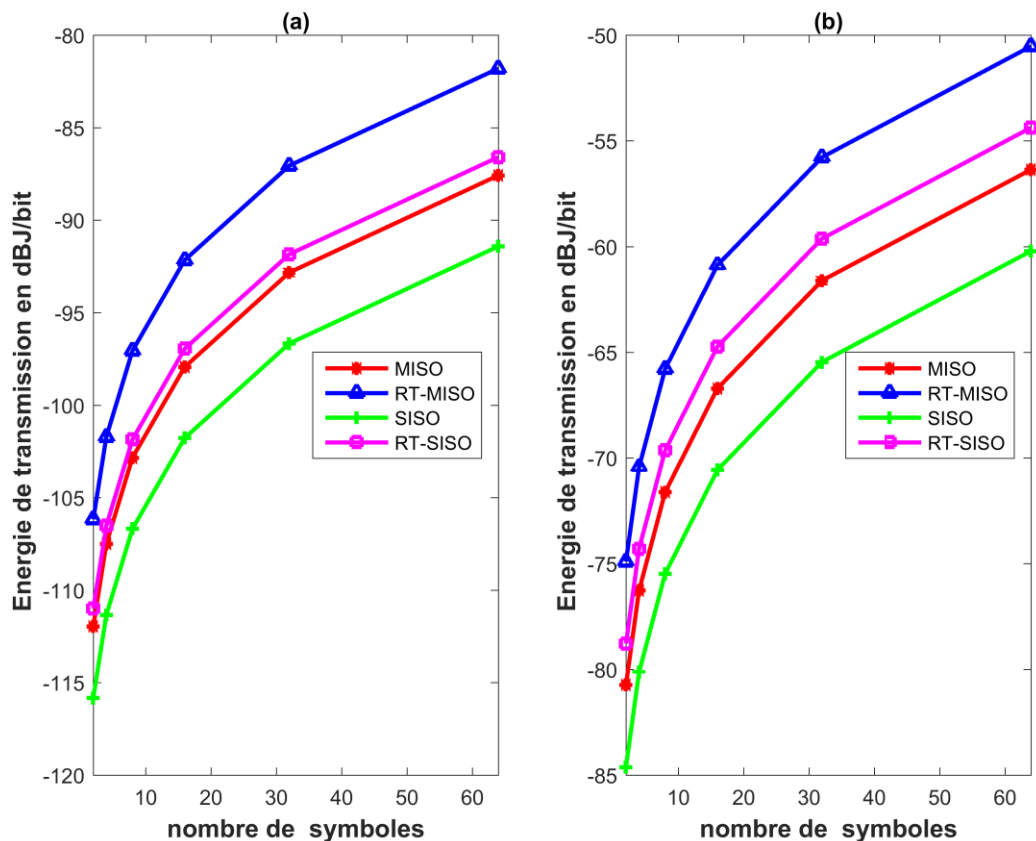


Figure 5.6 : Contribution de l'énergie de transmission et des circuits dépendants dans les systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction du nombre de symboles dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b)

Lorsque nous avons étudié la variation de l'énergie totale pour le cas LOS, nous avons remarqué que le système RT-SISO du chapitre 4 consomme moins que tous les autres systèmes pour toutes les valeurs de M sauf $M = 64$, valeur où la MPAM sans RT s'avère plus efficace. En prenant les deux valeurs de consommation énergétique du système RT-MPAM pour $M = 64$ sur les graphes de gauche des figures (5.6) et (5.7), nous constatons que la valeur dominante est celle constituée par la puissance de transmission, ce qui diffère des autres valeurs de M où la puissance de circuiterie est dominante. En outre, comme l'apport de la puissance de transmission pour le système SISO est plus faible, le changement d'efficacité est visible quand $M = 64$. Dans le cas NLOS, nous avons remarqué que le système MPAM est le plus efficace pour tout l'intervalle de M considéré et que l'efficacité énergétique des différents systèmes est quasi stable. Dans ce cas, l'apport de la puissance de transmission apparaît dominant pour tout l'intervalle de M . Ainsi, le classement en efficacité entre les deux graphes de droite NLOS des figures (5.5) et (5.6) est identique.

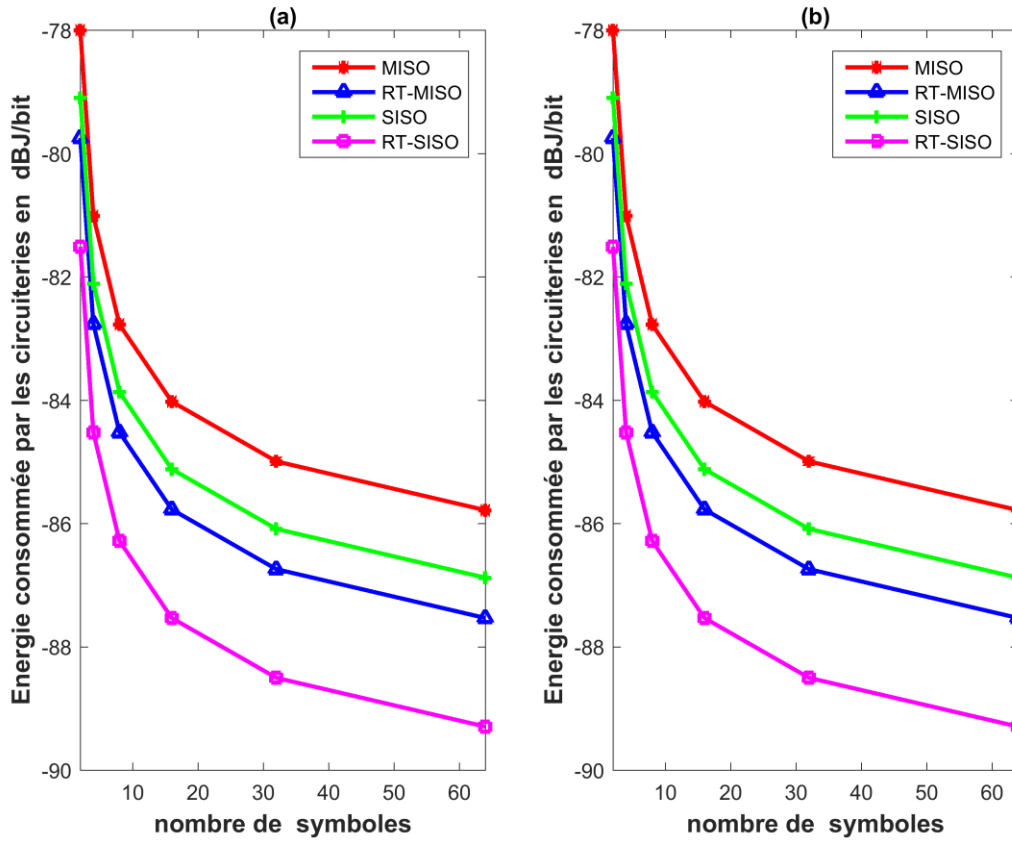


Figure 5.7 : Contribution des énergies consommées par les circuiteries seules des systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction du nombre de symboles dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b)

5.1.3.1.2. MISO 4x1

Nous poursuivons maintenant notre analyse en évaluant une configuration MISO plus complexe portant le nombre d'antennes à l'émission à $N_T = 4$, et nous menons les mêmes expériences qu'auparavant.

Figure 5.8 nous représentons les énergies consommées par les systèmes MISO avec et sans RT et les systèmes SISO avec et sans RT en fonction de la distance, $d = [5 \text{ } 20 \text{ m}]$ avec $P_M = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux conditions LOS et NLOS. Le nombre d'antennes à l'émission est donc porté à $N_T = 4$.

Dans le cas LOS, le système le plus efficace est le système RT-SISO qui consomme moins que tous les autres systèmes. Cette fois, le système RT-MISO est moins efficace que la MPAM seule, à la différence du cas où nous utilisons uniquement deux antennes à l'émission. Le système RT-MISO voit sa consommation augmenter de 2 dB lors de l'utilisation de 4 antennes. Dans ce cas LOS, la puissance des circuiteries domine comme nous l'avons obtenu jusqu'à présent, et le classement des consommations totales précédent est retrouvé.

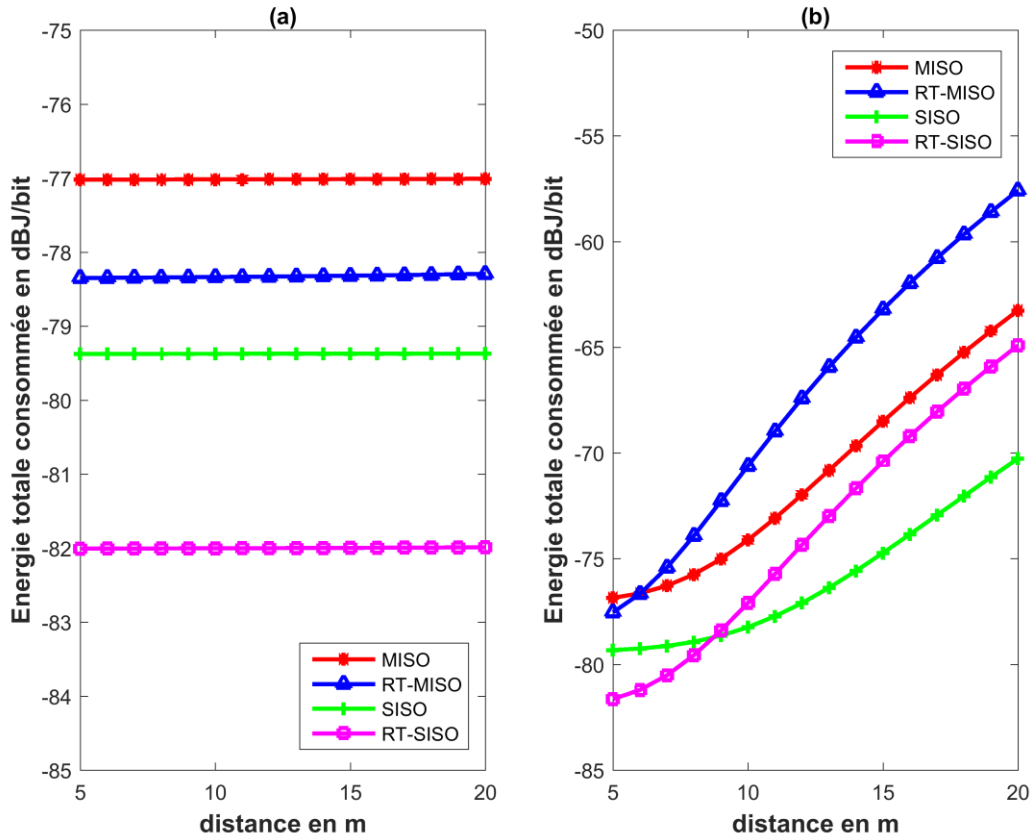


Figure 5.8 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes RT-MISO-MPAM, MISO-MPAM, MPAM et RT-MPAM RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction de la distance dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b), 4 antennes à l'émission

Dans le cas NLOS, Le système RT-SISO constitue le système le plus efficace pour les portées $d < 9$ m et SISO consomme moins que tous les autres systèmes à partir de $d = 9$ m. Ici à nouveau, l'ordre d'efficacité globale suit l'ordre d'efficacité des puissances consommées par les circuiteries. Ceci constitue l'explication essentielle de la consommation supérieure des systèmes MISO par rapport aux systèmes SISO. Cependant, lorsque nous comparons isolément les systèmes SISO entre eux et les systèmes MISO entre eux, nous remarquons qu'à partir d'une certaine portée de liaison, un changement s'opère. Ces portées sont respectivement $d = 7$ m pour les systèmes MISO et $d = 9$ m pour les systèmes SISO. Dès ces portées, l'apport énergétique lié à la puissance de transmission domine l'énergie des circuiteries.

Figure 5.9 nous calculons les énergies consommées par les systèmes MISO avec et sans RT et par les systèmes SISO avec et sans RT en fonction du nombre de symboles envoyés, où $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, $L_{RT} = 4$, $L_R = 4$ et le nombre d'antennes à l'émission $N_T=4$. L'étude est menée dans le cas LOS puis dans le cas NLOS.

Dans le cas LOS, les systèmes SISO avec et sans RT consomment de façon générale moins que les systèmes MISO avec et sans RT. Le système RT-SISO est le plus efficace pour $M = [2, 4, 8, 16, 32]$ et SISO est le système qui consomme le moins pour $M = 64$. Comme

nous l'avons expliqué précédemment, dans le cas où l'on dispose de deux antennes en émission, l'énergie des circuiteries domine pour $M = [2, 4, 8, 16, 32]$ et est minoritaire quand M atteint 64. Nous obtenons un résultat similaire avec le système MISO 4x1. L'énergie des circuiteries domine pour $M = [2, 4, 8, 16]$. Ceci explique également pourquoi que RT-MISO consomme plus que MISO à partir de $M = 32$. Dans le cas NLOS, nous remarquons à nouveau que les systèmes SISO consomment moins que les systèmes MISO. Cette fois, le système SISO consomme le moins d'énergie dans tout l'intervalle de nombre de symboles étudié.

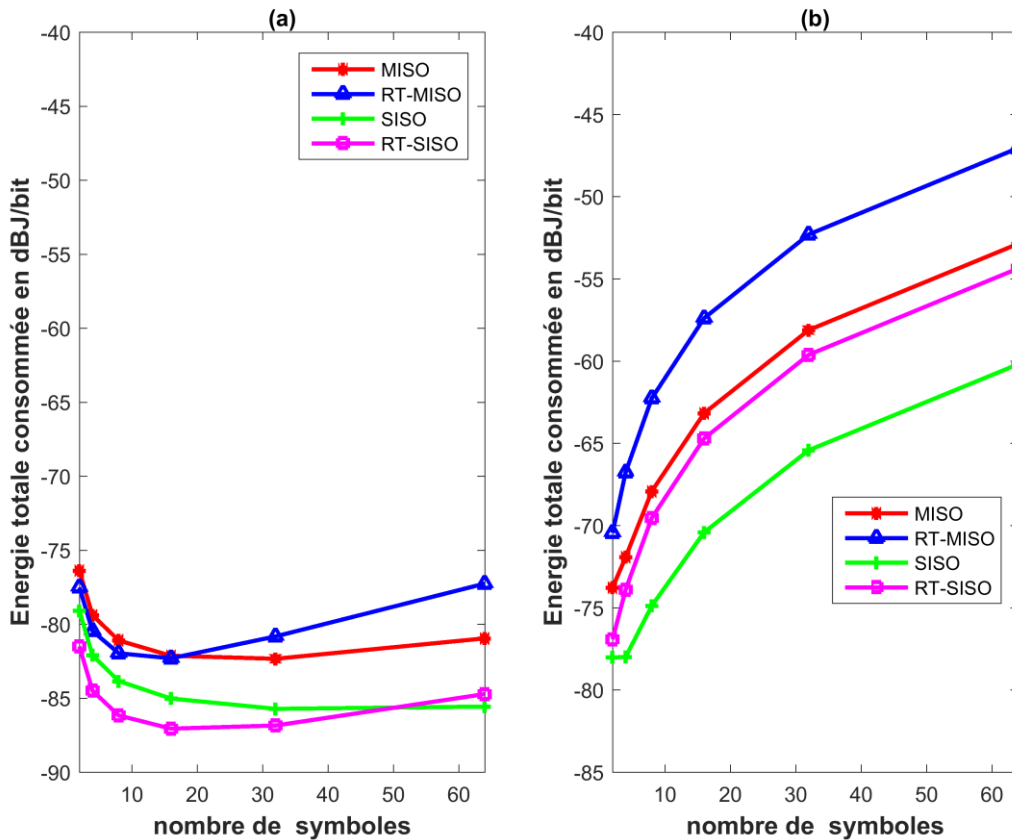


Figure 5.9 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction du nombre de symboles dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b), 4 antennes à l'émission

Le tableau 5.2 présente l'accroissement de consommation entre les systèmes MISO avec et sans RT utilisant 4 antennes par rapport à une référence MISO constituée de 2 antennes avec et sans RT. Les valeurs exposées dans ce tableau correspondent à $d = 20$ m, nous considérons à nouveau les cas LOS puis NLOS.

Tableau 5.2 : Différences de consommation entre MISO 4x1 et MISO 2x1, cas environnement résidentiel

	LOS	NLOS
MISO	1.5 dB	2 dB
RT-MISO	2 dB	3.5 dB

Le tableau 5.3 présente l'accroissement de consommation entre les systèmes MISO avec et sans RT utilisant 4 antennes par rapport à une référence une référence MISO constituée de 2 antennes avec et sans RT. Les valeurs exposées dans ce tableau correspondent à $M = 64$, nous considérons à nouveau les cas LOS puis NLOS.

Tableau 5.3 : Différences de consommation entre MISO 4x1 et MISO 2x1, cas environnement résidentiel

	LOS	NLOS
MISO	1.5 dB	1dB
RT-MISO	2.5 dB	2.5dB

5.1.3.2. Milieu extérieur

Nous reprenons notre progression scientifique précédente appliquée cette fois à un environnement de propagation de type extérieur.

5.1.3.2.1. MISO 2x1

Dans cette partie, nous comparons la consommation énergétique des systèmes MISO avec et sans RT et les systèmes SISO en environnement de propagation de type extérieur. Nous reprenons le tableau (3.2) où sont regroupés nos paramètres de calcul pour les puissances consommées par les composants électroniques équipant les différents systèmes, le tableau (4.2) pour les paramètres du canal de propagation dans cet environnement, et le tableau (5.1) pour ceux liés à la modulation et au temps de propagation.

Figure 5.10 nous représentons $E_{RT-MISO}$, E_{MISO} , $E_{RT-SISO}$ et E_{SISO} , soit les énergies consommées par les systèmes MISO avec et sans RT, et celles consommées par les systèmes SISO avec et sans RT en fonction de la portée de la liaison entre l'émetteur et le récepteur, où $d = [5 \ 20 \text{ m}]$ pour le cas LOS et le cas NLOS respectivement, $P_M = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux cas. Pour cette première figure, nous considérons que le nombre d'antennes à l'émission est $N_T = 2$.

Dans le cas LOS, le système RT-SISO s'avère le plus efficace. Ce résultat est identique à celui calculé en environnement résidentiel. Nous avons constaté dans la section précédente que dans le cas LOS l'énergie des circuiteries est dominante et détermine la consommation totale. En choisissant deux antennes à l'émetteur pour les systèmes MISO, l'énergie des circuiteries des systèmes RT est moins conséquente que celle des systèmes qui n'utilise pas la technique RT. Donc, l'ordre d'efficacité entre les différents systèmes est bien respecté.

Dans le cas NLOS, le système RT-SISO est plus efficace pour $d < 9 \text{ m}$ et SISO est le système qui consomme le moins à partir de $d = 9 \text{ m}$. Le changement d'efficacité énergétique que l'on observe est dû à nouveau au changement des poids respectifs des consommations énergétiques liées à la puissance de transmission et à l'énergie des circuiteries. Pour les courtes portées, c'est l'énergie des circuiteries qui domine. Cette situation s'inverse à partir de $d = 9 \text{ m}$ pour le système RT-SISO ceci est dû à la domination de l'énergie liée à la puissance de transmission comme nous avons déjà expliqué dans la section 5.1.3.1.1.

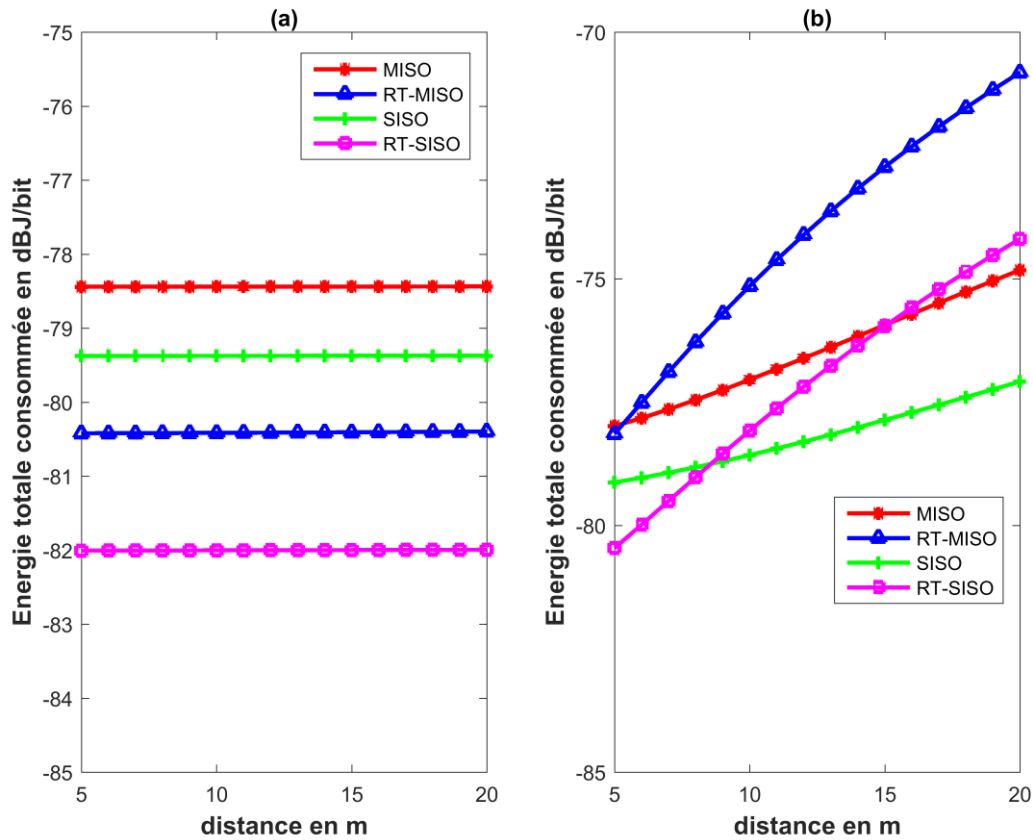


Figure 5.10 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction de la distance dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b), 2 antennes à l'émission

Figure 5.11, nous représentons l'énergie totale des systèmes MISO avec et sans RT et celle des systèmes SISO avec et sans RT en fonction du nombre de bits par symbole, où $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, $L_{RT} = 4$, $L_R = 4$ et le nombre d'antennes à l'émission $N_T = 2$ à la fois pour le cas LOS et pour le cas NLOS.

Dans le cas LOS, RT-SISO s'avère le système le plus efficace tant que l'énergie des circuiteries domine et cela pour $M = [2, 4, 8, 16, 32]$. À partir de $M = 64$, l'énergie de transmission impose la consommation totale et SISO devient le système qui consomme le moins. Dans le cas NLOS où l'apport énergétique de la puissance de transmission est dominant, l'ordre de l'efficacité est quasi identique, SISO s'avère le système le plus efficace.

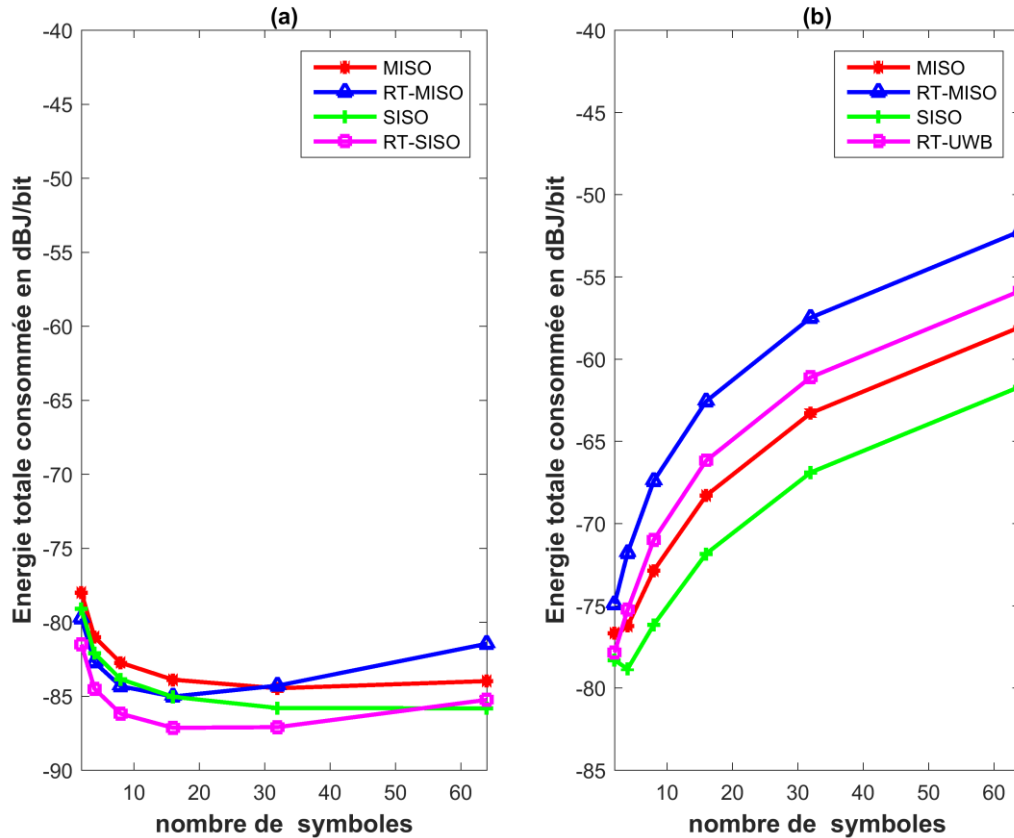


Figure 5.11 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction du nombre de symboles dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b)

5.1.3.2.2. MISO 4x1

Dans les simulations qui suivent, reprenant le processus précédent, nous utilisons désormais 4 antennes à l'émission pour les systèmes MISO étudiés. Nous calculons la consommation totale de ces systèmes avec et sans RT avec 4 antennes dans un environnement extérieur décrit dans l'article [59] et les comparons avec les systèmes SISO avec et sans RT pour valider nos conclusions.

Figure 5.12 nous évaluons les énergies consommées des systèmes MISO avec et sans RT et les systèmes SISO avec et sans RT en fonction de la distance, où $d = [5 \text{ } 20 \text{ m}]$, $P_M = 10^{-3}$, $M = 2$, $L_{RT} = 4$ et $L_R = 4$ dans les deux conditions LOS et NLOS. Le nombre d'antennes utilisées à l'émission est donc $N_T = 4$.

Dans le cas LOS, les systèmes SISO avec et sans RT consomment moins que les systèmes MISO avec et sans RT. Par ailleurs, le système SISO avec RT consomme toujours moins d'énergie que les autres systèmes. Ceci est dû à sa consommation moins élevée au niveau de la circuiterie. Dans le cas NLOS comme dans le cas LOS, les systèmes SISO avec et sans RT consomment moins que les systèmes MISO avec et sans RT. Par contre, cette fois, le système

RT-SISO n'est pas le plus efficace pour tout l'intervalle de distance étudié. Il consomme moins que les autres systèmes pour $d < 9$ m mais, à partir de $d = 9$ m, c'est le système SISO qui devient le plus efficace. Ceci est dû à la valeur de la puissance de transmission qui est plus élevée pour le système RT-SISO par rapport au système SISO à partir de cette portée de 9 m.

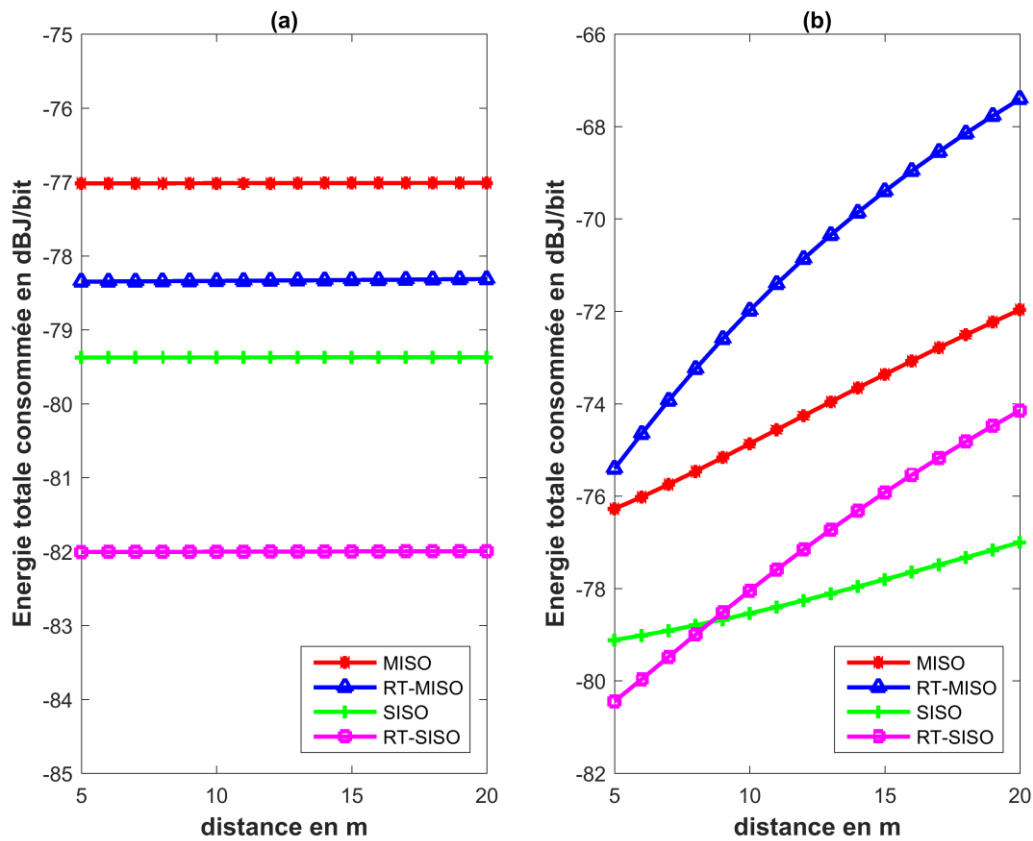


Figure 5.12 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction de la distance dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b), 4 antennes à l'émission

Figure 5.13 nous calculons maintenant les énergies consommées par les systèmes MISO-MPAM avec et sans RT et par les systèmes MPAM avec et sans RT en fonction du nombre de symboles, où $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$, $P_M = 10^{-3}$, $d = 10$ m, $L_{RT} = 4$, $L_R = 4$ et le nombre d'antennes à l'émission $N_T = 4$ à la fois pour la condition de visibilité LOS et celle NLOS.

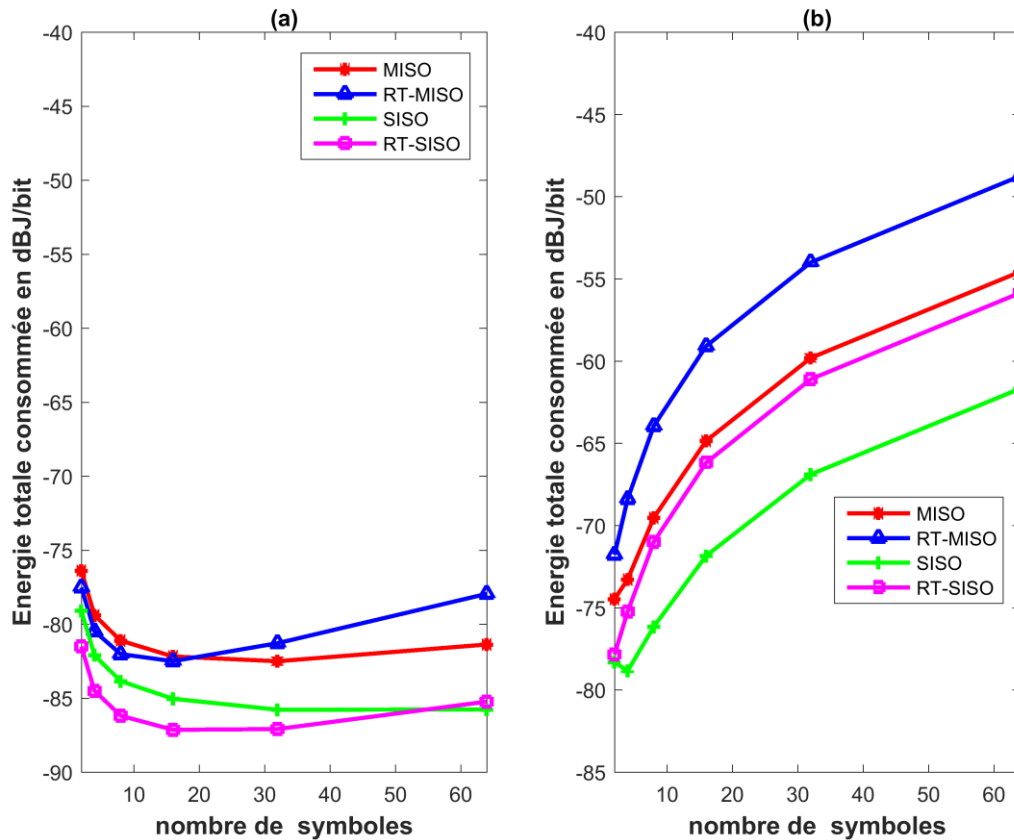


Figure 5.13 : Comparaison des énergies totales consommées par les systèmes RT-MISO, MISO, RT-SISO et SISO en fonction du nombre de symboles dans le cas LOS (a) et le cas NLOS (b) avec 4 antennes à l'émission

Pour le cas LOS, la consommation des systèmes SISO avec et sans RT est moins élevée que celle des systèmes MISO avec et sans RT. Tant que l'énergie de circuiterie est dominante, le système RT-SISO correspond au système qui consomme le moins ($M \in [2, 4, 8, 16, 32]$). Lorsque l'énergie des circuiteries devient minoritaire, SISO constitue le système le plus efficace. Pour le cas NLOS, puisque l'énergie liée à la puissance de transmission domine, le système SISO reste le plus efficace ; le système MISO consomme de son côté moins que le système RT-MISO.

La différence avec le cas où nous n'utilisons que deux antennes à l'émission réside dans le fait que, dans ce cas, les systèmes SISO consomment moins que les systèmes MISO dans l'ensemble des intervalles de distance et de symbole considérés.

A la fin de cette partie nous pouvons conclure que, dans le cas LOS, lorsque nous utilisons une configuration MISO 2x1, le système qui présente l'énergie de circuiterie la plus faible s'avère le système le plus efficace. Dans le cas NLOS, l'ordre de classement en termes d'efficacité change quand l'énergie des circuiteries devient minoritaire par rapport à la consommation énergétique liée à la puissance de transmission. Pour le cas MISO 4x1, nous avons remarqué que, quelles que soient les conditions de la transmission, les systèmes SISO consomment moins que les systèmes MISO et que les observations effectuées en

configuration MSIO 2x1 restent valables lorsque nous comparons les systèmes SISO entre eux et les systèmes MISO entre eux.

Au final, au-delà de ces comparaisons qualitatives, nous présentons deux tableaux regroupant les valeurs chiffrées des différences de consommation énergétique calculées entre systèmes.

Le tableau 5.4 présente l'accroissement de consommation entre les systèmes MISO avec et sans RT utilisant 4 antennes par rapport à une référence MISO constituée de 2 antennes avec et sans RT. Les valeurs exposées dans ce tableau correspondent à $d = 20$ m, nous considérons à nouveau les cas LOS puis NLOS.

Tableau 5.4 : Différences de consommation entre MISO 4x1 et MISO 2x1, cas environnement extérieur

	LOS	NLOS
MISO	1.5 dB	2.5 dB
RT-MISO	2 dB	3 dB

Le tableau 5.5 présente l'accroissement de consommation entre les systèmes MISO avec et sans RT utilisant 4 antennes par rapport à une référence MISO constituée de 2 antennes avec et sans RT. Les valeurs exposées dans ce tableau correspondent à $M = 64$, nous considérons à nouveau les cas LOS puis NLOS.

Tableau 5.5 : Différences de consommation entre MISO 4x1 et MISO 2x1, cas environnement extérieur

	LOS	NLOS
MISO	3 dB	2.5 dB
RT-MISO	3 dB	3.5 dB

5.2. Implémentation FPGA

Afin de valider les différents modèles analytiques que nous avons développés dans les chapitres précédents, et à défaut de travailler sur les composants ASIC qui sont utilisés dans la plupart de systèmes de communication, nous avons choisi d'utiliser une carte Field Programmable Gate Array (FPGA) (annexe E) pour réaliser une première implémentation. Dans cette partie, nous implémenterons sur FPGA, en utilisant le langage VHDL, un émetteur 2PPM et un émetteur 2PAM, et les récepteurs correspondants. Le but de cette implémentation est de calculer la consommation énergétique des deux systèmes directement sur la carte, afin de pouvoir proposer une démarche pratique pour valider les résultats du modèle théorique.

5.2.1. Emetteur 2PPM/2PAM

Nous implémentons un émetteur 2PPM sur FPGA en utilisant le langage VHDL. Nous nous concentrerons sur l'émetteur PPM. En effet, l'émetteur 2PAM suit le même schéma de fonctionnement et consomme de ce fait la même énergie, d'où ce choix de ne présenter que l'émetteur 2PPM et d'expliquer en détail son contenu.

Pour ce faire, nous devons d'abord générer une deuxième dérivée gaussienne et une deuxième dérivée gaussienne décalée sur Matlab comme nous pouvons voir sur la figure (5.14). Nous

nous assurons d'avoir un nombre d'échantillons puissance de 2 (32 échantillons dans notre cas), nous multiplions les valeurs d'amplitude par 255 (figure 5.15) pour faciliter leurs conversions en 8 bits et nous utilisons la complémentarité à deux pour transformer les amplitudes négatives (figure 5.16).

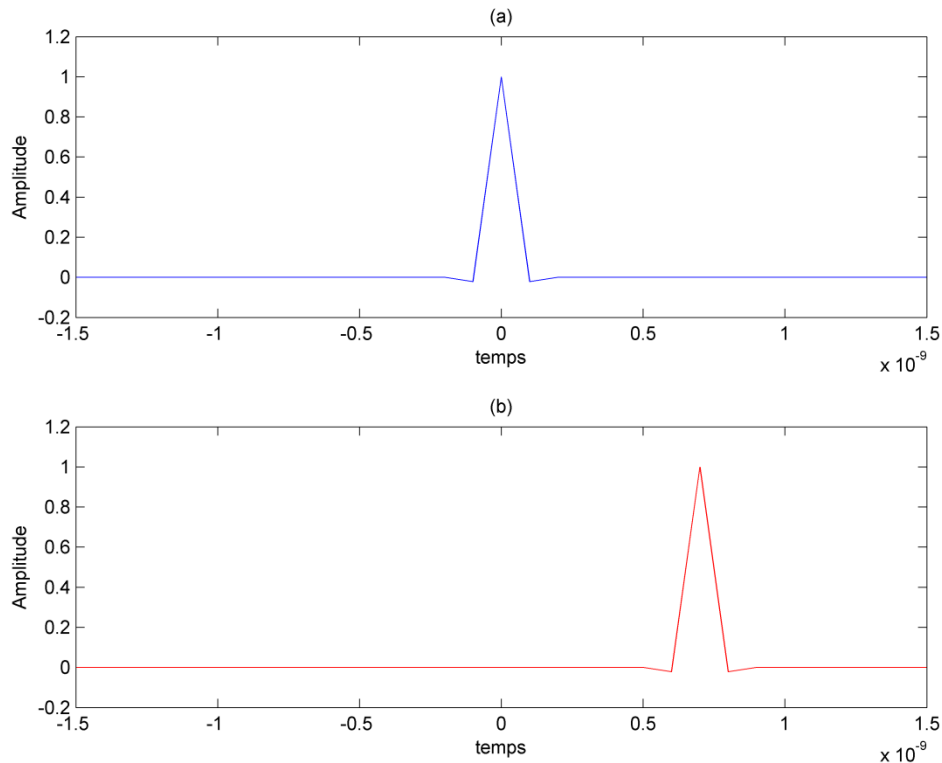


Figure 5.14 : (a) deuxième dérivée gaussienne, (b) deuxième dérivée gaussienne décalée

L'implémentation de l'émetteur 2PPM (ou 2PAM) sur FPGA consiste à stocker les deux impulsions de la figure 5.14 dans deux registres différents où chaque échantillon est contenu dans une case mémoire. Ensuite, selon le bit à envoyer nous choisissons le registre correspondant pour envoyer un échantillon par coup d'horloge vers la sortie de l'émetteur. Nous observons l'architecture de l'émetteur réalisé dans la figure (5.18). Figure (5.19), nous montrons la consommation de l'émetteur implémenté qui s'élève à 0.01 W. Celle-ci ne représente que 1% de la consommation totale, 99% sont constitués par la consommation statique (consommation de la carte indépendamment du traitement des données reçues) de la carte dès sa mise en fonctionnement. Dans notre implémentation, nous avons choisi de stocker les impulsions au lieu de les générer au fur et à mesure. Ceci est dû au fait que la génération de l'impulsion directement sur la carte demande beaucoup de ressources et que les formes d'ondes des impulsions sont en pratique définies une fois pour toutes.

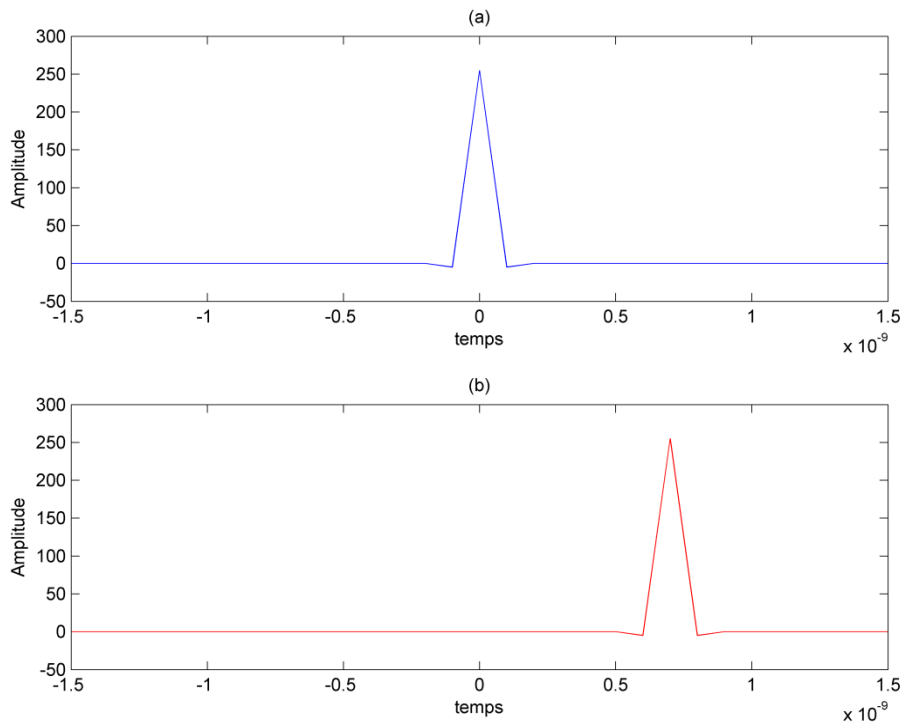


Figure 5.15 : (a) deuxième dérivée gaussienne (b) deuxième dérivée gaussienne décalée

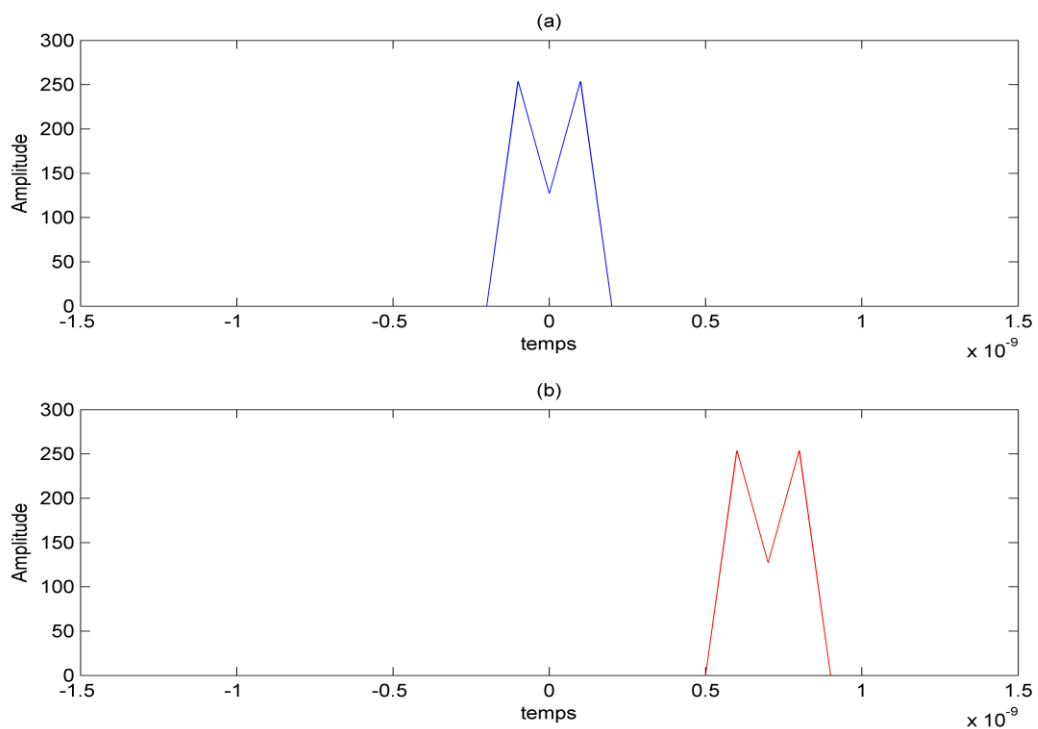


Figure 5.16 : (a) deuxième dérivée gaussienne complémentaire (b) deuxième dérivée gaussienne décalée complémentaire

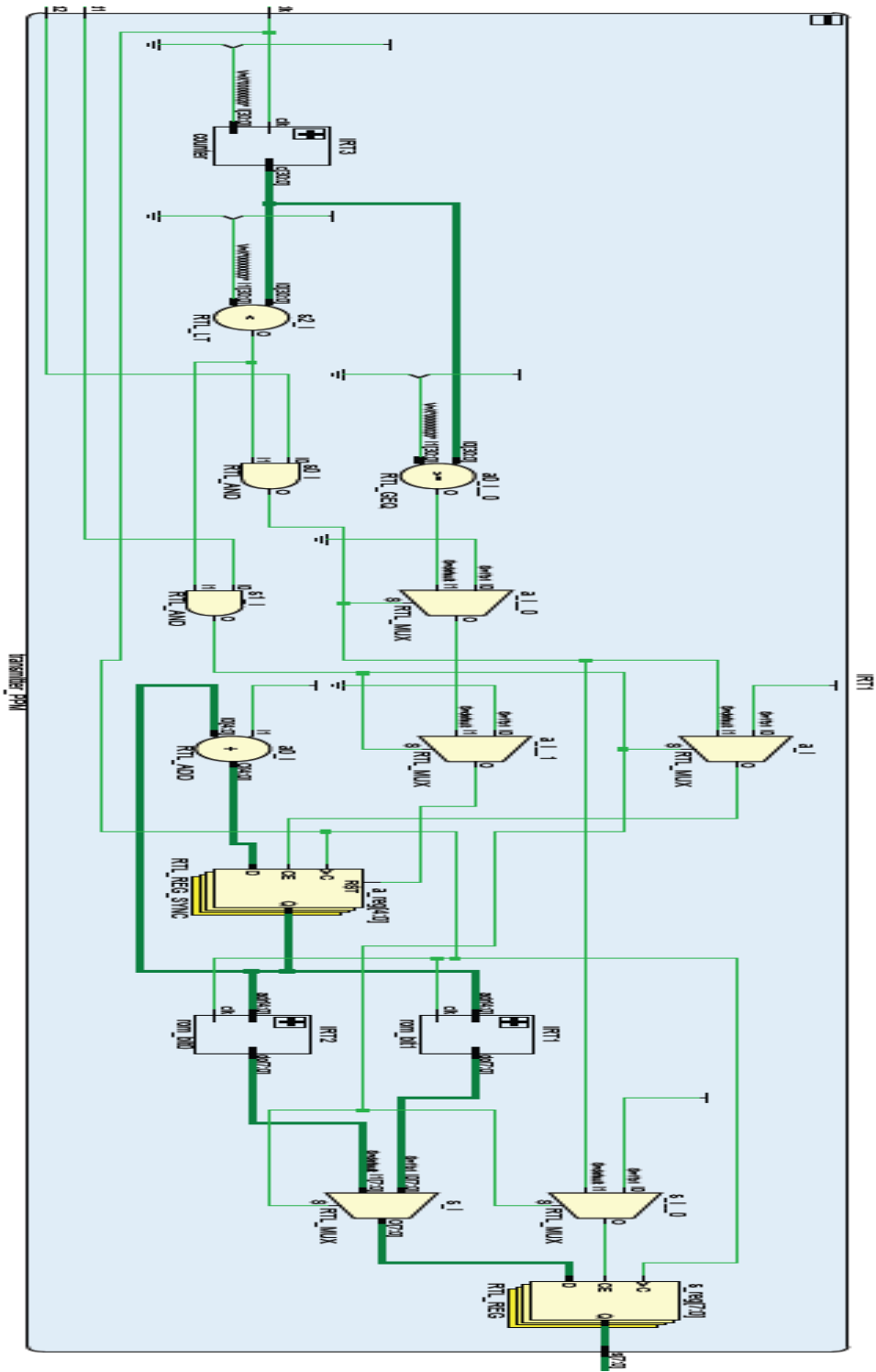


Figure 5.17 : Schéma de l'implémentation d'un émetteur PPM sur FPGA

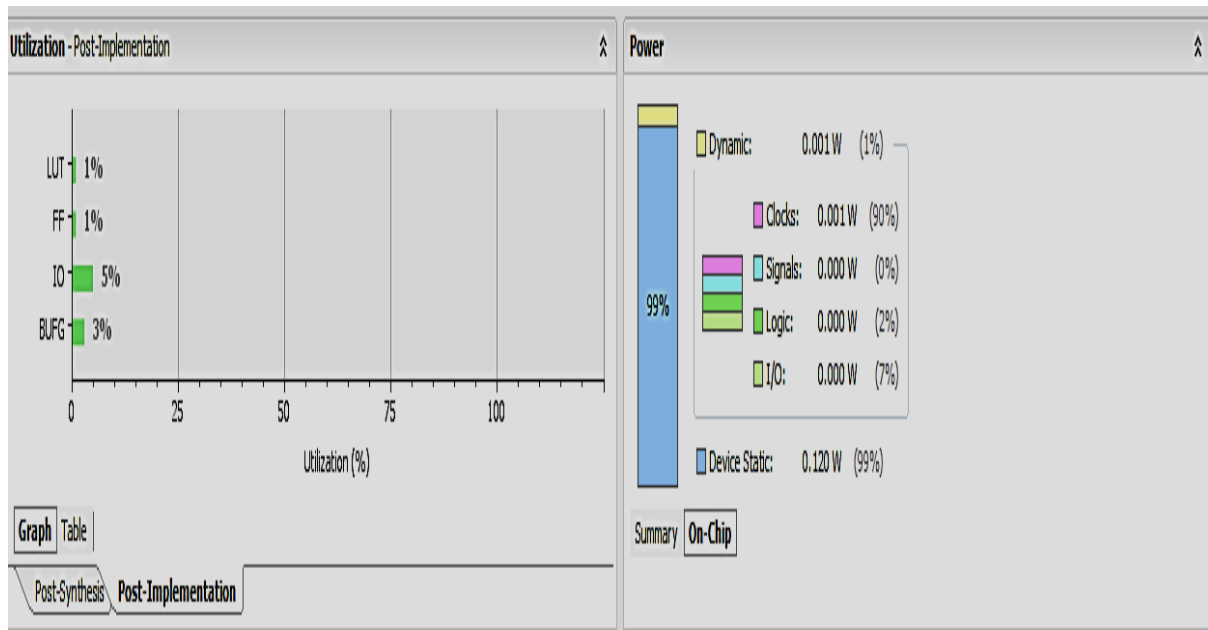


Figure 5.18 : Consommation en énergie électrique par postes de l'émetteur PPM

Figure 5.18, les trois blocks en bleu ciel IR1, IR2, IR3 présentent respectivement les deux registres où les impulsions sont enregistrées, un compteur qui détermine le nombre d'échantillons envoyés permettant de déterminer la fin de transmission d'une impulsion.

5.2.2. Récepteur 2PPM

Dans cette section, nous implémentons un récepteur Rake pour un système de communication 2PPM et nous le testons sur la carte pour estimer la consommation énergétique d'un tel récepteur. La figure 5.20 représente les différents blocs nécessaires pour traiter le signal ULB reçu. A l'entrée du récepteur, nous recevons le signal (figure 5.21) et nous le corrélons avec des impulsions de référence décalées dans le temps, 4 impulsions décalées correspondent au bit 0 (figure 5.22), et 4 correspondent au bit 1 (5.23), après l'opération de passage par les 8 corrélateurs, nous utilisons 8 comparateurs pour déterminer le maximum à l'aide d'un seuillage. Nous sommes les résultats des comparateurs 4 par 4, les résultats du maximum des impulsions correspondant à 0 et les résultats du maximum des impulsions correspondant à 1. A la sortie des deux additionneurs nous plaçons un détecteur qui compare les deux résultats des additionneurs et détermine si le signal reçu est un 0 ou un 1.

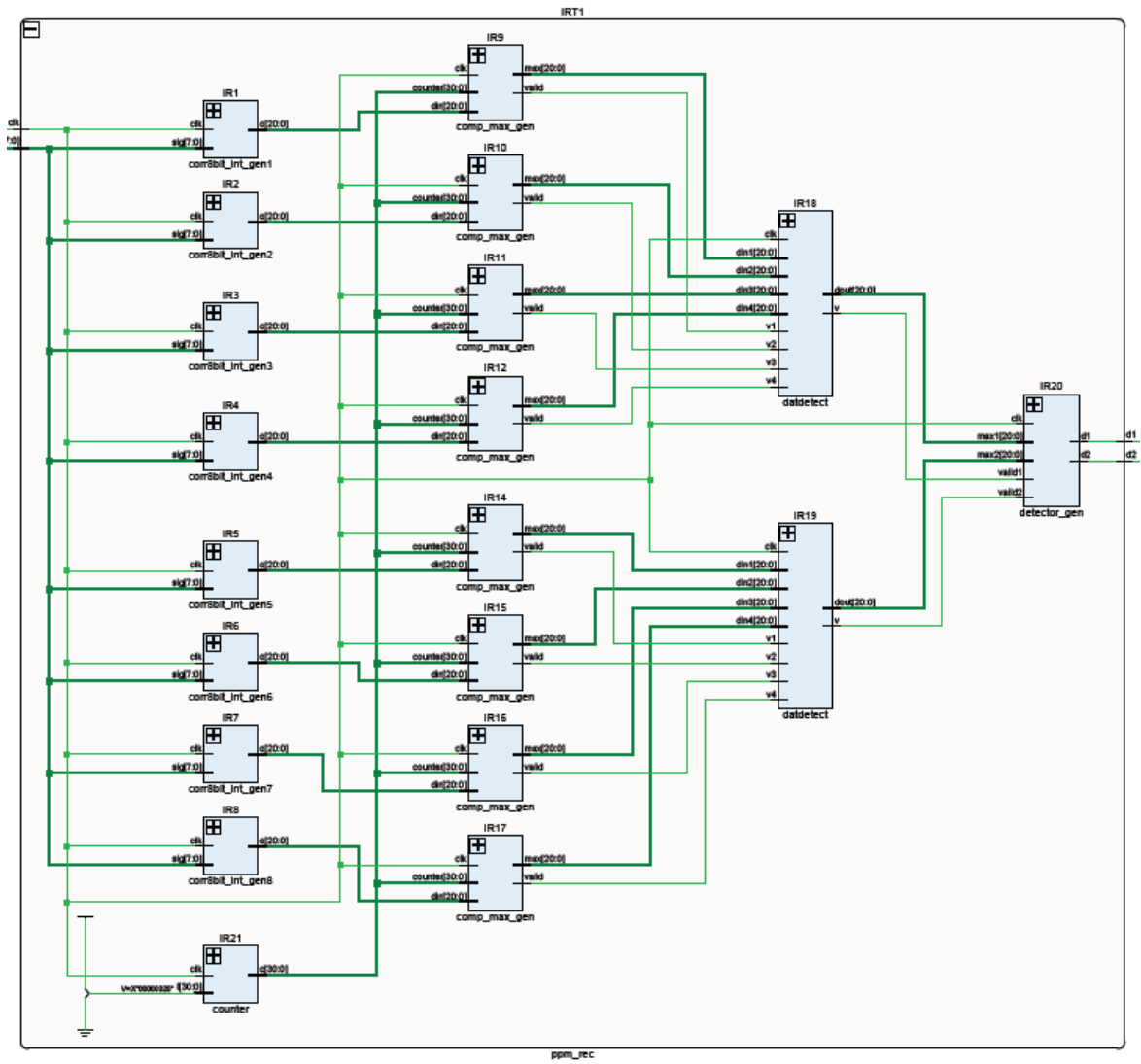


Figure 5.19 : Schéma de l'implémentation d'un récepteur PPM sur FPGA

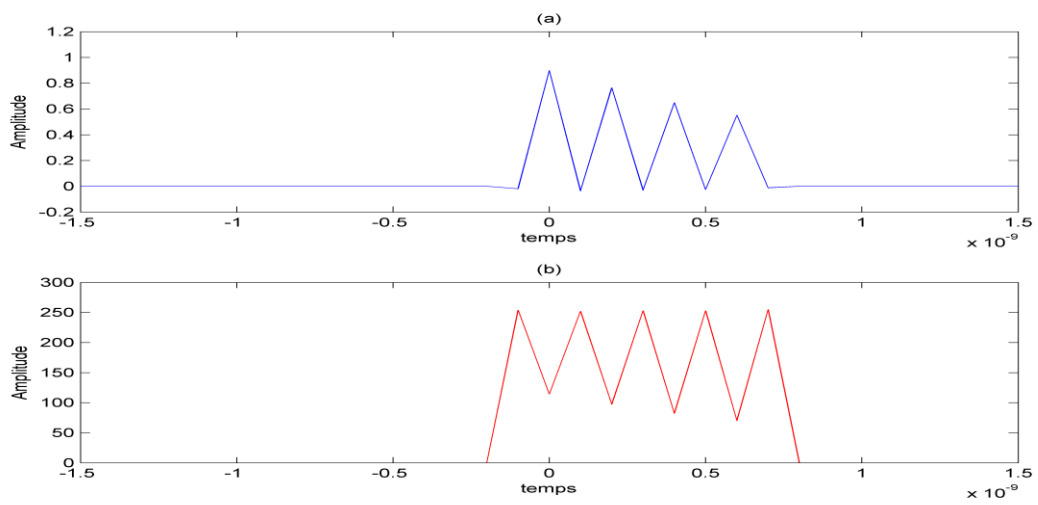


Figure 5.20 : (a) signal reçu (b) signal reçu après changement d'amplitude et opération du complémentaire

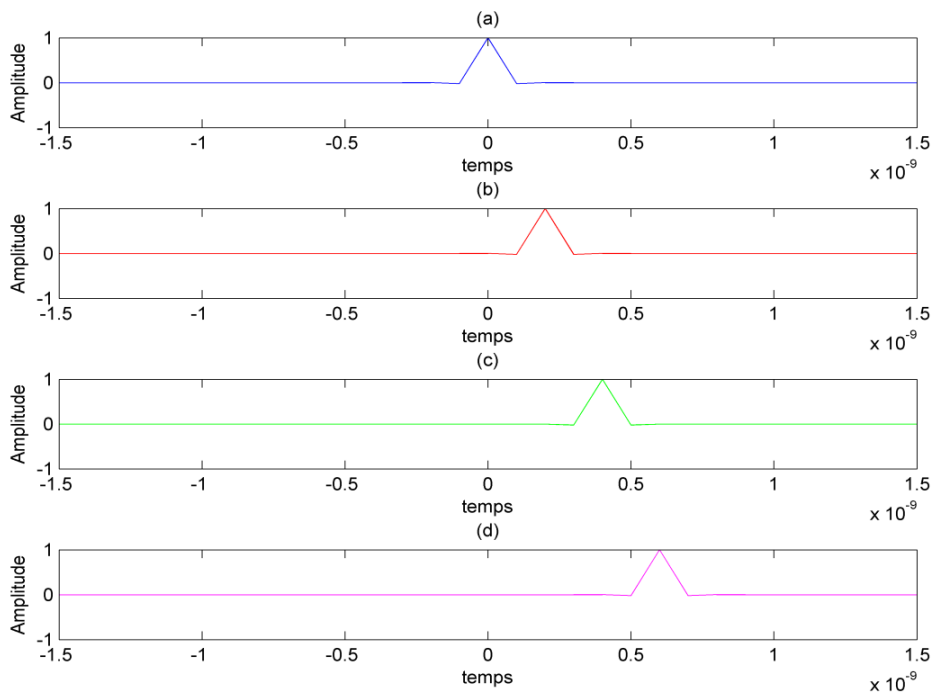


Figure 5. 21 : Impulsion représentant le bit 0 et ses trois décalages dans le temps

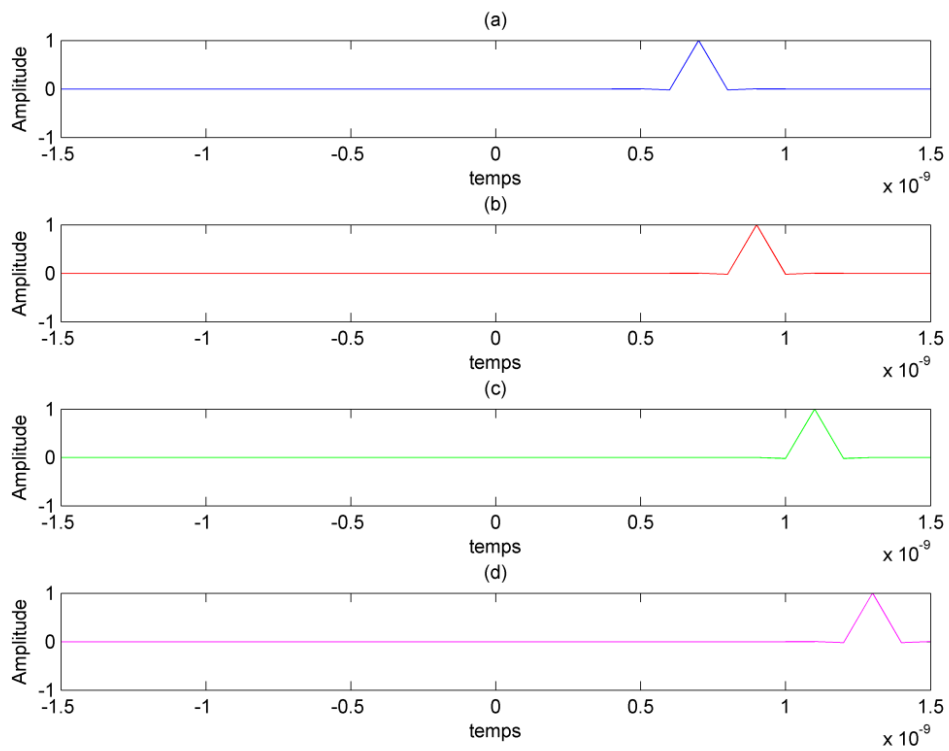


Figure 5.22 : Impulsion représentant le bit 1 et ses trois décalages dans le temps

La figure (5.24) montre la consommation de notre récepteur 2PPM implémenté sur FPGA. La consommation de ce récepteur représente 57% de la consommation totale. Elle est égale à 0,165W avec une consommation statique de la carte qui est égale à 0,122W. Donc la consommation totale de ce récepteur est de 0,286W.

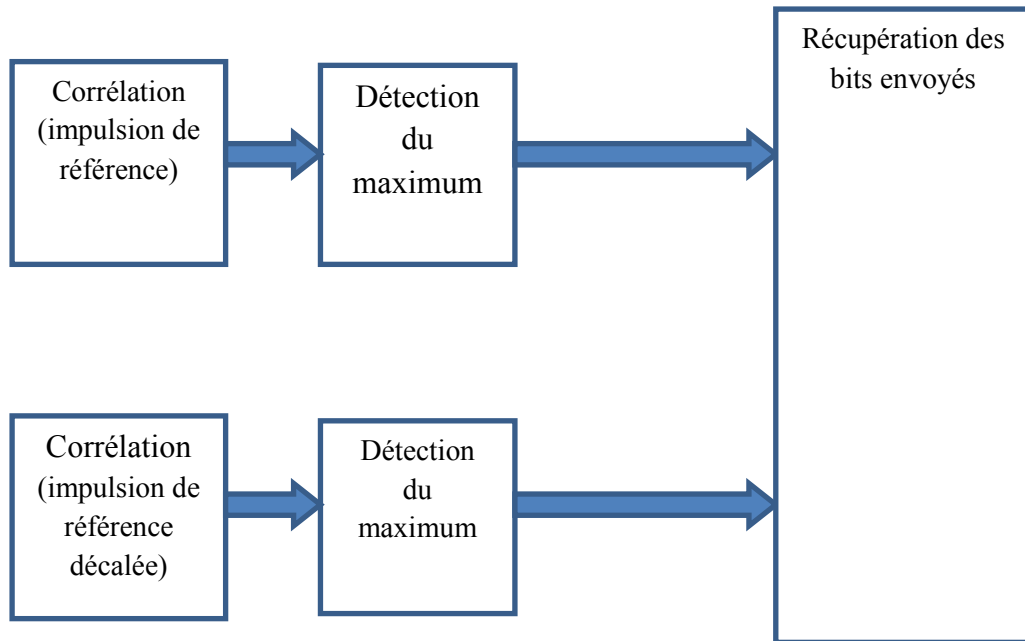


Figure 5.23 : Schéma synoptique du récepteur PPM

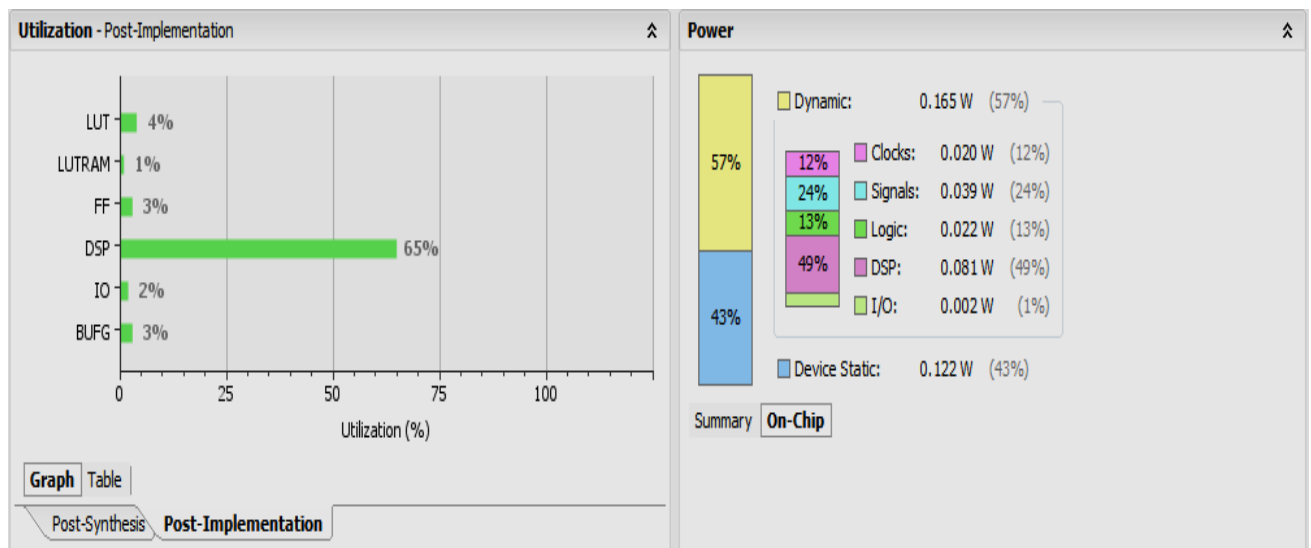


Figure 5.24 : Consommation en énergie électrique par postes du récepteur PPM

5.2.3. Récepteur 2PAM

Dans cette section, nous présentons un récepteur Rake exploitant la 2PAM implémenté sur FPGA. L'architecture d'un tel récepteur est illustrée figure 5.25. A l'entrée du récepteur, nous interceptons le signal de la figure 5.21 qui est acheminé vers quatre corrélateurs. À la sortie de ces corrélateurs nous disposons de 8 comparateurs qui déterminent les valeurs maximales et minimales des quatre corrélations. À ce stade nous disposons de 4 valeurs minimales et de 4 valeurs maximales, nous utilisons deux additionneurs à la sortie des 8 comparateurs pour additionner les 4 valeurs maximales entre elles et les 4 valeurs minimales entre elles. A la sortie des deux additionneurs nous obtenons une valeur minimale et une valeur maximale et, à l'aide d'un détecteur, nous comparons la valeur absolue du minimum et la valeur absolue du maximum. Si la valeur absolue du minimum est plus grande, nous concluons que le signal reçu est un 0 ; nous concluons que le signal reçu est un 1 dans le cas inverse.

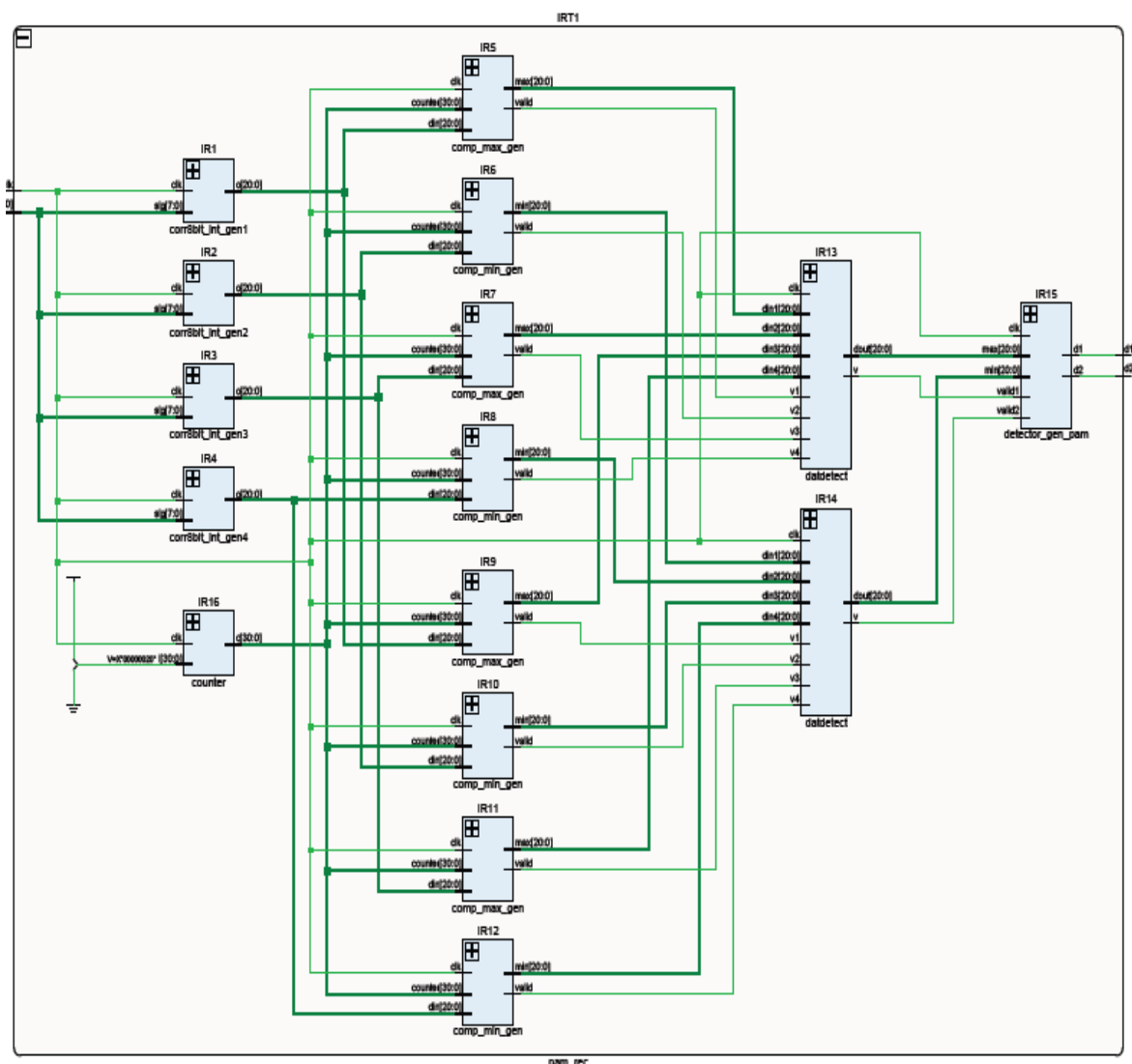


Figure 5.25 : Schéma de l'implémentation d'un récepteur PAM sur FPGA

Figure 5.26 nous représentons la consommation énergétique du récepteur 2PAM implémenté sur FPGA. L'estimation énergétique est faite par le logiciel d'implémentation (en calculant le nombre d'unités logiques, le nombre de cases et mémoire et le nombre d'unités DSP utilisées pour l'implémentation du système). Le récepteur PAM implémenté consomme 54% de la consommation totale et cette valeur est égale à 0,142W contre 0,122W pour l'énergie statique consommée par la carte sans opérations de calcul. La consommation totale du système pour traiter une impulsion est égale à 0,264W.

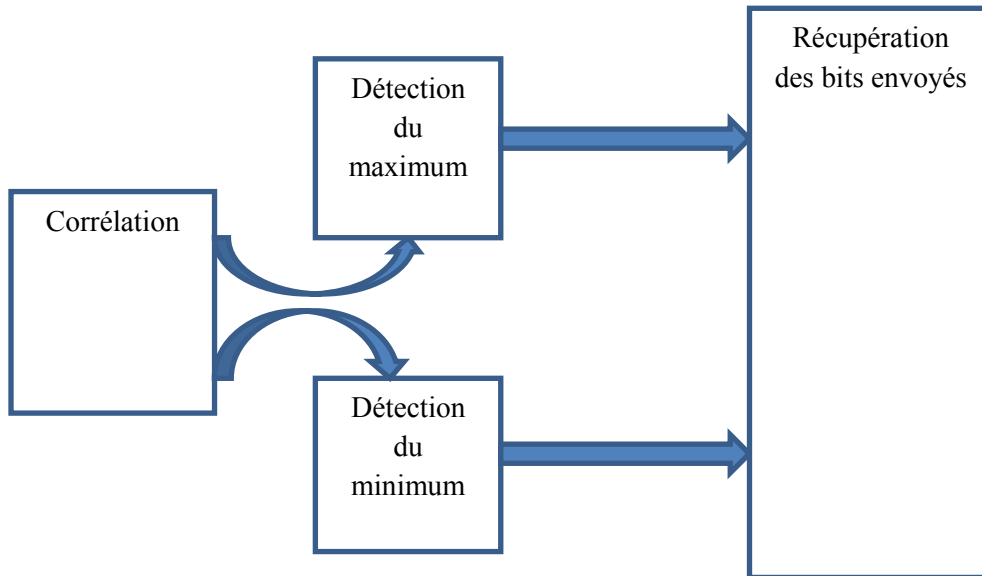


Figure 5.26 : Schéma synoptique du récepteur PAM

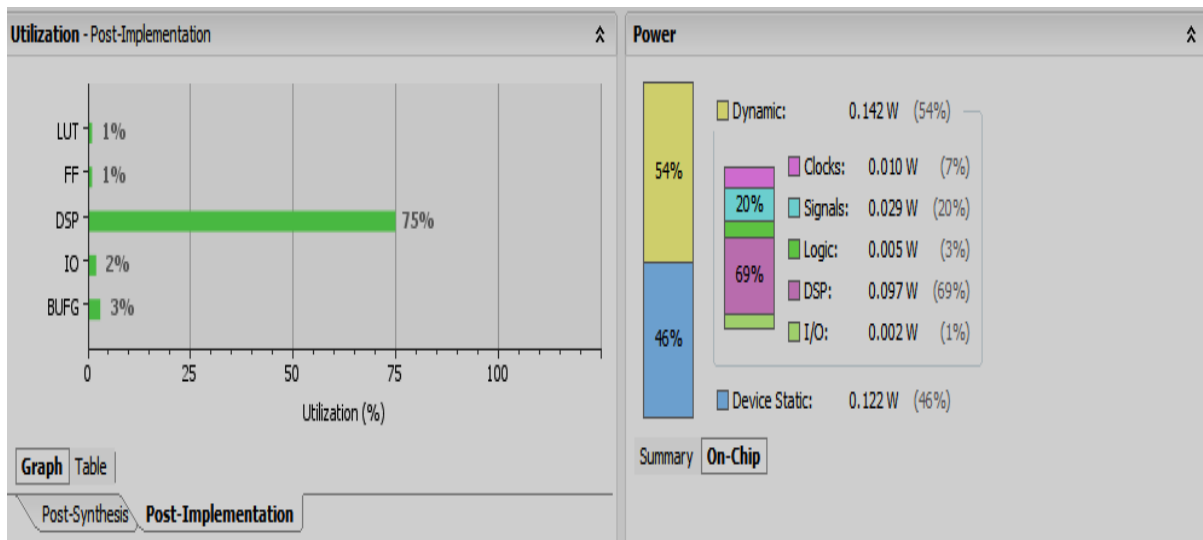


Figure 5.27 : Consommation en énergie électrique par postes du récepteur PAM

Pour conclure cette analyse, le tableau 5.6 résume la consommation d'un système émetteur-récepteur ULB qui utilise une modulation 2PPM et un autre système de réception qui utilise 2PAM.

Tableau 5.6 : Puissances consommées sur la carte FPGA Tx/Rx 2PPM et 2PAM

	2PPM	2PAM
Énergie totale	0.407W	0.385W

Le système 2PPM consomme plus que le système 2PAM, la différence de consommation est de 0,024W. Cette valeur confirme le résultat du modèle théorique où le récepteur 2PAM consomme moins que le récepteur 2PPM comme nous avons vu dans la première partie du chapitre 3.

Pour extrapoler la consommation de système de communication complètement intégré et optimisé, et non plus conçu sur la base d'une carte FPGA, nous utilisons les résultats présentés dans l'article [81] qui étudie la différence de consommation entre un système implémenté sur FPGA et un système implémenté sur un ASIC. Les auteurs montrent que le ratio de la puissance dynamique FPGA/ASIC s'élève à une valeur moyenne égale à 14. Cependant, les résultats concernant la puissance statique ne sont pas pleinement concluants. Nous nous bornerons de ce fait à l'estimation de la puissance dynamique dans le cas où le système est implémenté sur ASIC. Les puissances dynamiques du récepteur PPM et récepteur PAM pourraient donc en reprenant ce rapport de puissance publié devenir 0,012W et 0,010W respectivement.

Conclusion du chapitre 5

Dans ce dernier chapitre du mémoire, nous avons comparé la consommation énergétique des systèmes ULB MISO avec et sans RT et les systèmes ULB MISO avec et sans RT. Nous avons montré dans la première partie de ce chapitre que tous les systèmes SISO avec et sans RT consomment moins que les systèmes MISO à partir de l'utilisation de 4 antennes à l'émission. Nous avons implémenté par la suite deux émetteurs/récepteurs, le premier utilise la modulation 2PPM et le deuxième la modulation 2PAM, le but de cette implémentation est de calculer la consommation sur circuit et de valider certains éléments fournis par le modèle théorique. Nous avons obtenu que les circuiteries des systèmes 2PPM consomment plus que celles du système 2PAM.

Conclusion générale et perspectives de ces travaux

Ce mémoire de thèse présente des travaux théoriques et expérimentaux portant sur le développement d'algorithmes de radiocommunication ayant pour champ d'application la conception d'une nouvelle génération de balise ferroviaire à faible consommation en énergie électrique basse tension.

Alternatif à celui employé actuellement, dont l'approche technique a pu être revisitée à la lumière de développements récents dans le domaine des télécommunications, ce nouvel équipement permet d'assurer les fonctions de localisation précise des trains, lors de leurs passages à quelques mètres de la balise, et fournit également une capacité locale de communication sol-train beaucoup plus élevée que la version en cours d'exploitation.

De plus, la faible consommation en énergie électrique recherchée pour l'équipement que nous concevons permet de s'affranchir de la télé-alimentation actuelle, effectuée de façon permanente depuis tous les trains en mouvement, afin de recourir à des solutions plus efficaces d'un point de vue consommation en énergie et rayonnements électromagnétiques non essentiels. Il devenait donc naturel pour ce travail de recherche de s'intéresser aux techniques de communication les plus économes en énergie et d'effectuer une étude paramétrique permettant de les évaluer de ce point de vue, dans les conditions particulières de l'application.

Nous avons sélectionné la technique radio ULB comme procédé de radio-communication pour acheminer les données de la balise vers le train et inversement. Ce choix est naturellement porté par la capacité de l'ULB à offrir la possibilité de concevoir des systèmes de communication faiblement consommateurs d'énergie électrique, faciles à mettre en place, et autorisant un débit de transmission élevé aux portées utiles de quelques mètres.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons présenté les résultats d'une étude bibliographique qui décrit les systèmes de signalisation ferroviaire utilisant des balises de positionnement, l'historique et l'évolution en cours de ces équipements. La suite de ce chapitre a porté sur une sélection de travaux de recherche publiés concernant l'efficacité énergétique et la réduction de la consommation des réseaux cellulaires particulièrement en lien avec ce travail. En fin de chapitre, les travaux visant à réduire l'énergie totale nécessaire pour alimenter un système ULB ont permis de focaliser cette analyse et de compléter la vision initiale du problème posé.

Le deuxième chapitre constitue une entrée en matière plus substantielle à la technique radio ULB. Il nous a paru essentiel d'en effectuer le rappel pour une compréhension plus aisée des outils nécessaires à l'élaboration de nos modèles de consommation. Ce chapitre présente les différentes modulations utilisées par la suite de l'étude, les techniques d'accès au signal, ainsi que les codages multi-utilisateurs.

Le troisième chapitre pose les bases de la modélisation énergétique des systèmes ULB. Nous l'entamons par le développement d'un modèle énergétique qui compare des systèmes ULB utilisant des modulations (MPAM, MPPM) afin de déterminer le système le plus efficace énergétiquement dans des conditions de transmission données (distance, nombre de symbole, coefficient d'affaiblissement). Dans la deuxième partie du chapitre, le modèle a été adapté pour prendre en compte l'influence des influences multi-utilisateurs. Cette évolution a permis la comparaison des deux techniques d'accès au canal ULB qui sont la TH-ULB et la DS-ULB. Nous avons effectué deux séries d'expériences. Dans la première série, nous avons fixé le nombre d'utilisateurs et dans la deuxième série, nous avons fixé le débit afin de comparer la TH-ULB et la DS-ULB en fonction de la distance et du coefficient d'affaiblissement.

Lors du quatrième chapitre, nous avons introduit la technique de retournement temporel (RT) et les avantages associés. Le but était de comparer la consommation d'un système ULB utilisant la RT et un système ULB conventionnel dans un canal de Nakagami-m et dans les deux environnements de propagation différents que sont l'environnement résidentiel et l'environnement extérieur. Nous avons clos ce chapitre en intégrant l'étude des interférences entre utilisateurs dans ce nouveau modèle énergétique, et en étudiant son compact sur un système ULB avec RT, comparé à un système ULB sans RT.

Le dernier chapitre présente une évolution de notre modèle qui compare l'efficacité énergétique d'un système ULB MISO avec et sans RT à celle d'un système ULB SISO avec et sans RT. Nous avons successivement mené des simulations avec un système MISO à deux antennes dans une première étape puis, avec un système MISO à 4 antennes dans une seconde étape. Finalement, dans la seconde partie de ce chapitre nous proposons une démarche préliminaire permettant d'établir des comparaisons énergétiques directement sur carte FPGA validant certaines conclusions issues des modèles de simulation. Bien que l'utilisation d'une carte FPGA conduise à une consommation électrique bien supérieure à celle d'un ASIC, nous parvenons à donner un ordre de grandeur réaliste des consommations finales escomptées par l'émetteur et le récepteur selon la technique de modulation PAM ou PPM employée.

Perspectives

Faisant suite au développement du modèle énergétique qui compare deux systèmes ULB avec et sans RT présenté dans le chapitre 4, il serait nécessaire de poursuivre la démarche préliminaire entamée dans le chapitre 5 et de calculer la consommation de ces deux systèmes sur carte. Cette perspective de recherche permettrait d'obtenir une estimation de la puissance nécessaire pour le bon fonctionnement et contribuerait à progresser dans la validation du modèle théorique introduit dans cette thèse. Pour ce faire, nous implémenterons un émetteur RT qui convolue l'impulsion à envoyer par l'estimation de l'inverse dans le temps de la réponse impulsionnelle. À la réception, le récepteur RT comprendra un corrélateur dans le cas

de la modulation PAM (2 corrélateurs dans le cas de la PPM), un détecteur de minimum et un détecteur de maximum (2 détecteurs de maximum dans le cas PPM), et finalement un seuil pour détecter le bit envoyé. Pour le système sans RT, nous utiliserons les deux systèmes implémentés à la fin du chapitre 5.

Nous avons introduit au chapitre 4 un nouveau modèle énergétique qui compare les systèmes MISO avec et sans RT et les systèmes SISO avec et sans RT. Il serait également intéressant d'implémenter les systèmes MISO sur FPGA et de calculer la différence de puissance par rapport aux systèmes SISO. Le récepteur des systèmes MISO reçoit un nombre d'échantillons équivalent aux nombre d'antennes utilisées au niveau de l'émission, donc il est impératif d'implémenter un récepteur synchrone qui traite les échantillons reçus en parallèle. Cela présente une différence notable vis-à-vis du récepteur SISO et peut avoir un impact considérable sur la consommation totale du système.

Enfin, la perspective d'une étude plus approfondie sur la base d'un ASIC spécialisé serait également particulièrement utile à mener, en lien avec un fondeur.

La nouvelle balise étudiée dans cette thèse a pour vocation d'être autonome en énergie (et donc à ne pas être dépendant d'une alimentation par un réseau d'énergie distribué conventionnel). Il semble important de mener des recherches pour identifier et réaliser la combinaison de sources d'énergie renouvelables idéale, adéquate pour cette application de balise ou toute autre application à faible consommation correspondant par exemple à un réseau de capteurs autonomes « abandonnés sans entretien » le long de l'ensemble du réseau ferroviaire.

Dans la prochaine génération des réseaux cellulaires, la réduction de la consommation en énergie constitue un sujet de recherche majeur. Nous pourrions adapter les modèles énergétiques développés dans ce mémoire pour étudier la consommation en énergie électrique nécessaire afin d'atteindre les performances, le débit et la qualité de service requis par la 5G, du point de vue de la couche physique.

Bibliographie

- [1] <http://www.era.europa.eu/Document-Register/Documents/Set-2-Index043-SUBSET-085%20v300.pdf>
- [2] <http://www.usb.org/wusb/docs/Ultra-Wideband.pdf>
- [3] Fu Chuan, and Liu Anqing, "Key Techniques in Green Communication," IEEE Journal, 2011, pp. 1360-1363.
- [4] http://carreweb.fr/stfr/kvb_rs.html
- [5] <http://marc.godard.pagesperso-orange.fr/kvb/kvb.htm>
- [6] SAM S 707 "système de signalisation de classe B- contrôle de vitesse par balises KVB- système de bord" version du 17/04/2015
- [7] <http://www.ertms.net/>
- [8] <http://actgv.fr/wp-content/uploads/2012/05/ERTMS.pdf>
- [9] Nokia networks. 'Technology Vision 2020 Flatten Network Energy Consumption'. White paper
- [10] "Optimizing performance and efficiency of Pas in wireless base station", Texas instrument, Feb 2009
- [11] C. Lubritto, A. Petraglia, C. Vetromile, S. Curcuruto, M. Logorelli, G. Marsico, A. D'Onofrio, "Energy and environmental aspects of mobile communication systems", Energy, Feb. 2011, pp. 1109-1114.
- [12] "Energy-saving solutions helping mobile operators meet commercial and sustainability goals worldwide", Ericsson, press information, June 2008
- [13] J. Kwak, K. Son, Y. Yi and S. Chong "Impact of Spatio-Temporal Power Sharing Policies on Cellular Network Greening", Proc. WiOpt, 2011, pp.167 -174
- [14] Sourjya Bhaumik , Girija Narlikar , Subhendu Chattopadhyay , Satish Kanugovi, "Breathe to stay cool: adjusting cell sizes to reduce energy consumption", Proceedings of the first ACM SIGCOMM workshop on Green networking, August 30, 2010, New Delhi, India
- [15] Gonzalez-Brevis, P. et al., "Base Station Location Optimization for Minimal Energy Consumption in Wireless Networks," Vehicular Technology Conference (VTC Spring), May 2011, pp.1-5
- [16] J. Marc Kelif, M. Coupechoux, M. Sigelle, "Optimal Relay Placement for Capacity and Performance Improvement using a Fluid Model for Heterogeneous Wireless Networks", CoRR abs/1306.4144 (2013)
- [17] Y. Zou, J. Zhu and R. Zhang "Exploiting network cooperation in green wireless communication", IEEE Trans. Commun., 2013 ,vol. 61, no. 3, pp.999 -1010
- [18] O. Blume, H. Eckhardt, S. Klein, E. Kuehn and W. M. Wajda "Energy savings in mobile networks based on adaptation to traffic statistics", Bell Lab. Tech. J., vol. 15, no. 2, pp.77 -94 2010
- [19] S. Ramanath , V. Kavitha and E. Altman "Open loop optimal control of base station activation for green networks", 2011, Proc. IEEE WiOpt, pp.161 -166
- [20] Y. Gao, Y. Li, H. Yu, X. Wang, S. Gao, and P. Xue, "Energy Efficient Cooperative Sleep Control Using Small Cell for Wireless Networks," International Journal of Distributed Sensor Networks, vol. 2015, Article ID 903853, 10 pages
- [21] B. Fall, F. ELBAHHAR, M. HEDDEBAUT, and A. RIVENQ, 2014, Train accurate localization using ultra-wide band radio and time reversal , International Journal of Engineering and Innovative Technology, 3, Issue 12, p234-24
- [22] A. T. Phan , J. Lee , V. Krizhanovskii , Q. Le , S.-K. Han and S.-G. Lee "Energy-efficient low-complexity CMOS pulse generator for multiband UWB impulse radio", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, 2008 , vol. 55, no. 11, pp.3552 -3563
- [23] Yuan, Y. Zheng, K. S. Yeo, C. C. Boon, A. V. Do "A CMOS Energy Efficient UWB transmitter module," IEEE SoC Design Conference (ISOCC), 2009, pp. 25–28.
- [24] J. Hu , Y. Zhu , S. Wang and H. Wu "An energy-efficient IR-UWB receiver based on distributed pulse correlator", IEEE Trans. Microw. Theory Techn., 2013, vol. 61, no. 6, pp.2447 -2459
- [25] X. An, K. Kwak, "An Energy-efficient Routing Scheme for UWB Sensor Networks," IEEE Conf. APCC '06. Asia-Pacific, 2006, pp. 1-5
- [26] X. Jinghao, B. Peric, and B. Vojcic, "Energy-aware and link-adaptive routing metrics for ultra-wide band sensor networks," in IEEE Workshop on Ultra-Wide Band for Sensor Networks, Rome, Italy, July 2005
- [27] N. Riaz and M. Ghavami, "An energy-efficient adaptive transmission protocol for ultra-wide band wireless sensor networks," IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 58, no. 7, pp. 3647–3660, Sept. 2009.
- [28] J. H. Reed "An introduction to Ultra-Wideband communication systems", Prentice Hall, 2005

- [29]] M.-G. di Benedetto, G. Giancola, "Understanding Ultra-Wide Band Radio Fundamentals", Prentice Hall, 2006
- [30] M. Ghavami, L. B. Michael, R. Kohno, "Ultra-Wideband signals and systems in communication engineering", Wiley and Sons, 2007
- [31] K. Siwiak, D. McKeown, "Ultra-wideband radio technology", Wiley and Sons, 2004
- [32] <http://www.telecomabc.com/u/uwb-europe.html>
- [33] Ralston T. S., Charvat G. L., Peabody J. E. 'Real-time through-wall imaging using an ultrawideband multiple-input multiple-output (MIMO) phased array radar system'. in Proc. IEEE Intl. Symp. Phased Array Systems and Technology, pp. 551 –558, IEEE, Boston, MA (2010)
- [34] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications", IEEE Trans. Commun., vol. 48, pp.679 -691 2000
- [35] W. Yeqiu, L. Yinghua, Z. Hong-xin, etc, "UWB multi-pulse position modulation for high data-rate wireless application", The Journal of China University of Posts and Telecommunications, vol. 13, pp: 19-23, Dec. 2006.
- [36] H. Zhang and T. A. Gulliver, "Biorthogonal pulse position modulation for time-hopping multiple access UWB communications", IEEE Trans. Wireless Communications, vol.4, No.3 pp. 1154-1162, 2005.
- [37] L. Zhao and A. M. Haimovich, "Multi-user capacity of M-ary PPM ultra-wideband communications", Proc. IEEE Conf. on Ultra-Wideband Systems and Technologies, 2002
- [38] L. Ge, G. Yue, and S. Affes, "On the BER performance of pulse position modulation UWB radio in multipath channels", Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on Ultra-Wideband Systems and Technologies, pp 231-234, May 2002.
- [39] B. Hu and N. C. Beaulieu, "Accurate performance evaluation of time-hopping and direct-sequence UWB systems in multi-user interference", IEEE Trans. Com., vol. 53, n° 6, pp. 1053 -1062, 2005.
- [40] T. Wang, Y. Wang, "Capacity of M-ary PAM Impulse Radio with Various Derivatives of Gaussian Pulse Subject to FCC Spectral Masks", to be published in Proc. IEEE the 9th Symposium on Computers and Communications, June, Alexander, Egypt.
- [41] N. Laurenti, T. Erseghe and V. Cellini, "On the performance of TH-PPM and TH-PAM as transmission formats for UWB communications", In Proc. Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Milan, Italy, May 2004.
- [42] K. Usuda, H. Zhang, M. Nakagawa, "M-ary Pulse shape Modulation for PSWF-based UWB Systems in Multipath Fading Environment", IEEE Globecom 2004, Dallas, Dec. 2004.
- [43] M. Ghavami, L. B. Michael, S. Haruyama and R. Kohno, "A Novel UWB Pulse Shape Modulation System," Wireless Personal Communications 23: 105-120, 2002.
- [44] Elbahhar, F. Rivenq-Menhaj, A. Rouvaen, J.M, "Multi-user Ultra-Wide Band communication system based on modified Gegenbauer and Hermite functions", Wireless Personal communications, Volume 34, Issue 3, August 2005
- [45] J. Fisher, R. Kohno, M. M. Laughlin, M. Welborn , "DS-UWB physical Layer submission to 802.15 task group 3a," tech. rep., IEEE, September 2005.
- [46] M. Pursley and H. Roefs, "Numerical evaluation of correlation parameters for optimal phases of binary shift-register sequences", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, pp.1597 -1604 1979
- [47] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-13, pp.619 -621 1967.
- [48] Z. Xinyu, "Analysis of M-sequence and Gold-sequence in CDMA system," 2011 IEEE 3rd International Conference on Communication Software and Networks, no. 1, pp. 466-468, May 2011.
- [49] T. Kasami, "Weight Distribution Formula For Some Class of Cyclic Codes", Illinois univ at urbana coordinated science lab, April 1966.
- [50] Y. Tsai and X. Li "Kasami code-shift-keying modulation for ultra-wide band communication systems", Proc. IEEE Int. Conf. UltraWideband, pp.37 -42 2006
- [51] N. Ahmed and K. R. Rao, Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing. New York: Springer-Verlag, 1975
- [52] F. Adachi "Tree Structured Generation of Orthogonal Spreading Codes with Different lengths for the Forward Link of DS-CDMA", Electronics Letters, vol. 33, no. 1, pp.27 -28
- [53] D. Wu and P. Spasojevic "Adaptive rate QS-CDMA UWB systems using ternary OVFSF codes with a zero-correlation zone", Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf., vol. 2, pp.1068 -1073 2006
- [54] Lifang Feng; Pingzhi Fan; Xiaohu Tang "A General Construction of OVFSF Codes With Zero Correlation Zone", Signal Processing Letters, IEEE, On page(s): 908 - 911 Volume: 14, Issue: 12, Dec. 2007

- [55] Cha, J.S., Kameda, S., Yokoyama, M., Nakase, H., Masu, K., and Tsubouchi, K.: 'New binary sequences with zero-correlation duration for approximately synchronized CDMA'. *Electron. Lett.*, 2000, Vol. 36, no.11, pp.991-993
- [56] T. Cha, N. Hur, "ZCD-UWB System using Enhanced ZCD codes", *Joint UWBS T&IWUWBS*, pp.371-375, May 2004
- [57] Cha, J.S., Kwak, K.S., Lee, J.S., Lee, C.H., "Novel Interference cancelled ZCD-UWB System for WPAN", *ICC 2004*, Vol. 1, pp. 95-99, 20-24 Jun. 2004.
- [58] S. Cui, A. J. Goldsmith, and A. Bahai, "Energy-constrained modulation optimization", *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Sept. 2005, vol. 4, no. 5, pp. 2349–2360.
- [59] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, K. Siwiak, "A comprehensive model for ultrawideband propagation channels of UWB system proposals standard for these applications", *Proc. IEEE Globecom*, 2005, in press.
- [60] L. J. Greenstein, S. S. Ghassemzadeh, S.-C. Hong and V. Tarokh, "Comparison study of UWB indoor channel models", *IEEE Trans. Wireless Com.*, 2007, Vol. 6, n^o. 1, pp. 128-135.
- [61] M. Nakagami, "The m-distribution-A general formula of intensity distribution of rapid fading," in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, W.C. Hoffman, Ed. New York: pergamon, 1960, pp.3-36
- [62] S. S. Ghassemzadeh and V. Tarokh, "The ultra-wideband indoor path loss model" tech. rep., IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), June 2002.
- [63] Alouini, M.S., Kim, S.W., Goldsmith, A. "RAKE Reception with Maximal-Ratio and Equal-Gain Combining for DS-CDMA Systems in Nakagami fading", *IEEE Int. Conference on Communications*, pp. 708-712, Oct. 1997
- [64] V. A. Aalo "Performance of maximal-ratio diversity systems in a correlated Nakagami-fading environment", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp.2360 -2369 1995
- [65] J. G. Proakis, *Digital Communications*. USA: McGraw-Hill, ch. 5. pp. 257.
- [66] M. K. Simon and M. S. Alouini, "A unified approach to the performance analysis of digital communication over generalized fading channels", Sept. 1998, *Proc. IEEE*, vol. 86, no. 5, pp. 1860-1877.
- [67] B. Hu and N. C. Beaulieu, "Accurate performance evaluation of time-hopping and direct-sequence UWB systems in multi-user interference", *IEEE Trans. Com.*, vol. 53, n^o 6, pp. 1053 -1062, 2005.
- [68] F. Kharrat-Kammoun, C. Le Martret and P. Ciblat, "Performance analysis of IR-UWB in multi-user environment", *IEEE Transactions on Wireless Com.*, Vol. 8, no. 11, pp. 5552-5563, Nov. 2009.
- [69] Beaulieu, N.C., Young, D.J., "Designing Time-Hopping Ultra-wide Bandwidth Receivers for Multiuser Interference Environments", Feb. 2009, *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 255 – 284.
- [70] Fall B., Elbahhar F., Heddebaut M., and Rivenq A., 2014. 'Train accurate localization using ultra-wide band radio and time reversal'. *International Journal of Engineering and Innovative Technology*, 3, Issue 12. P234-24.
- [71] Nguyen H. T., Kovacs I. Z., and Eggers P. C. F., 2006. 'A Time Reversal Transmission Approach for multiuser UWB Communications'. *IEEE Trans. on Ant. and Prop*, vol. 54, no. 11, pp: 3216-3224.
- [72] D. Cassioli, M. Z. Win, and A. Molisch, 'The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations,' *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 6, pp. 1247-1257, Aug. 2002.
- [73] Nguyen H. T., 2008. 'Optimal One Bit Time Reversal for UWB Impulse Radio In Multi-User Wireless Communication'. *World Academy of Science, Engineering and Technology proceedings*, no. 36, pp: 298-304.
- [74] T. Kaiser, F. Zheng, and E. Dimitrov, 'An Overview of Ultra-Wide-Band Systems With MIMO'. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 97, No. 2, pp. 285-312, 2009.
- [75] G.C. Ferrante, J. Fiorina, M.-G. Di Benedetto. 'Time reversal beamforming in MISO-UWB channels'. *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, pp. 261 – 266. 15-18 Sept. 2013
- [76] Z. Xiaoya, X. Dong, W. Yongsheng, and S. He. 'A Simple Parallel Ray Approximation Based Stochastic Channel Model for MIMO UWB Systems with Measurement Verification'. in *2010 International Conference on Communications and Mobile Computing*, 2010, pp. 102-106.
- [77] W. Q. Malik and D. J. Edwards. 'Measured MIMO Capacity and Diversity Gain With Spatial and Polar Arrays in Ultrawideband Channels'. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 12, pp. 2361-2370, Dec. 2007.
- [78] K. Witrisal and M. Pausini. 'Statistical analysis of UWB channel correlation functions'. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2008
- [79] W. Q. Malik. 'Spatial correlation in ultrawideband channels'. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, pp.604 -610, 2008
- [80] R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath and A. Ghosh, "Power Control for Cellular MIMO Systems, " in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference, 2006 (GLOBECOM '06)*, pp. 1-5, Nov. 2006.

- [81] I. Kuon and J. Rose. 'Measuring the gap between FPGAs and ASICs'. IEEE Trans. Comput.-Aided Des. , vol. 26 , no. 2 , pp.203 -215 , 2007

Annexe A

Cette annexe se réfère au chapitre 2, section 2.2.2 du mémoire principal.

1. Codes non orthogonaux

1.1. Séquence de Gold

Une séquence de Gold est une séquence de longueur n construite à partir d'une paire préférentielle x et y de séquences m . l'inter-corrélation des séquences de Gold appartient à l'ensemble $\{-1, -t(m), t(m)-2\}$. On peut construire un ensemble de séquences de Gold comme suit :

$$S_G = \{x, y, x \oplus T^{-1}y \dots x \oplus T^{N-1}y\} \quad (2.15)$$

L'ensemble de Gold contient $2^m + 1$ séquences et la valeur maximale d'inter-corrélation est $t(m)$.

1.2. Séquence de Kasami

Kasami a proposé deux types de construction. Le premier ensemble de codes est un ensemble de petite taille qui se compose de $2^{m/2}$ codes et un ensemble de grande taille qui se compose de $2^{m/2}(2^m+1)$.

Kasami type I

Les codes de Kasami sont générés à partir d'une seule séquence m de longueur $2^m - 1$. On peut générer les codes de Kasami type 1 comme suit :

$$S_{kasami1} = \{x, y, x \oplus T^{-1}y \dots x \oplus T^{2^{m/2}-2}y\} \quad (2.16)$$

Avec x une séquence m de longueur $2^m - 1$ et y la décimation de x par $s(m) = 2^{m/2} - 1$. Les valeurs d'inter-corrélation appartiennent à l'ensemble $\{-1, -s(m), s(m)-2\}$.

Kasami type II

Les séquences de Kasami Type 2 sont des séquences de longueur $2^m - 1$. Elles contiennent les séquences de Gold et les séquences de Kasami type 1 comme sous-ensembles. L'ensemble de séquences de Kasami de type 2 peut s'écrire :

$$S_{kasami2} = G(x, y) \cup \left\{ \bigcup_{i=0}^{2^{m/2}-2} T^i z \oplus G(x, y) \right\} \quad (2.17)$$

Avec x et y une paire préférentielle de séquences m et z est la décimation de x par $s(m) = 2^{m/2} - 1$. Les valeurs d'inter-corrélation appartiennent à l'ensemble $\{-t(m), -s(m), -1, s(m)-2, t(m)-2\}$.

2. Codes orthogonaux

2.1. Séquences de Walsh et Hadamard

Les codes de Walsh sont générés à partir de la relation itérative suivante [47]:

$$W_n = \begin{pmatrix} W_{n-1} & W_{n-1} \\ W_{n-1} & \bar{W}_{n-1} \end{pmatrix} \text{ pour } n \geq 2 \text{ et } \bar{} \text{ est le complément.} \quad (2.19)$$

Les codes de Walsh sont utiles en CDMA du fait de leurs valeurs d'inter-corrélation nulles. Ils demandent cependant une synchronisation parfaite des signaux.

2.2. Les séquences OVFS

Les séquences 'Orthogonal Variable Spreading Factor' (OVFS) sont des codes orthogonaux de longueur variable [48]. Ils ont été introduits pour la première fois dans des systèmes 3G. Ils peuvent être générés à partir de la relation de récurrence suivante :

$$C_{2N} = \begin{bmatrix} C_N(0) & C_N(0) \\ C_N(0) & -C_N(0) \\ C_N(1) & C_N(1) \\ C_N(1) & -C_N(1) \\ \dots & \dots \\ C_N(N-1) & C_N(N-1) \\ C_N(N-1) & -C_N(N-1) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

La matrice OVFS est une matrice $N \times N$ où N est toujours une puissance de 2. Les codes OVFS sont construits à partir d'un arbre (figure 2.10). Tous les codes OVFS sont orthogonaux sauf si l'un des codes est l'antécédent de l'autre. Par exemple, si on alloue $C_{4,0}$ à un utilisateur on ne peut pas allouer $C_{1,0}$, $C_{2,0}$, $C_{8,0}$, $C_{8,1}$ à d'autres utilisateurs.

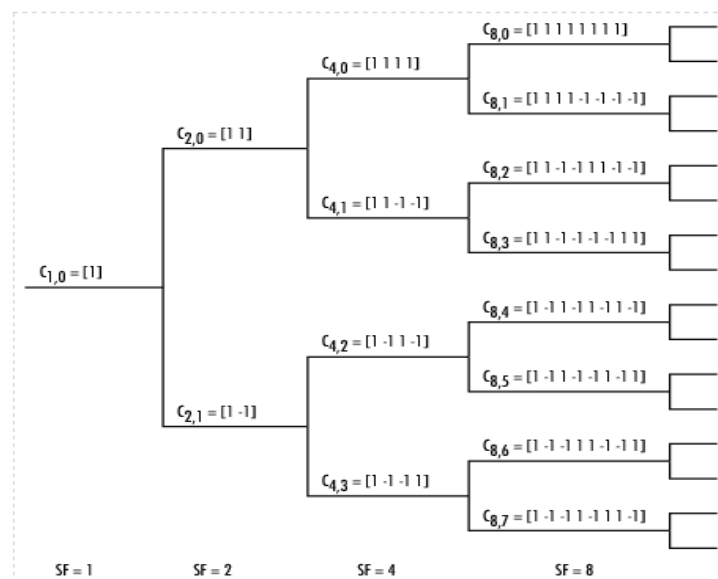


Figure A.1: Exemple de construction de codes OVFS

Où $C_{n,m}$ représente la séquence d'OVSF et SF est le facteur d'étalement.

2.3. Les codes OVSF ternaires

Les codes OVSF ternaires sont des codes OVSF couplés avec une zone de zéro-corrélation (ZCZ) [49-50].

Définition de ZCZ :

Tentons de définir la ZCZ, soit $a = (a_0, a_1, \dots, a_{n-1})$ appartenant à l'ensemble des nombres complexes et $i = \{0, 1, \dots, n-1\}$. On peut définir l'autocorrélation périodique et aperiodique par :

$$A_a(l) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i a_{i+l}^* \quad \text{et} \quad P_a(l) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i a_{i \oplus l}^* \quad \text{avec} \quad 0 \leq l \leq n-1 \quad (2.21)$$

L'inter-corrélation périodique et aperiodique sont définies par :

$$A_{a,b}(l) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{n-1-l} a_i b_{i+l}^* & \text{si} \quad 0 \leq l \leq n-1 \\ \sum_{i=0}^{n-1+l} a_{i-l} b_i^* & \text{si} \quad -n+1 \leq l \leq 0 \\ 0 & \text{si} \quad |l| \geq n \end{cases} \quad \text{et} \quad P_{a,b}(l) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i b_{i \oplus l}^* \quad \text{pour} \quad 0 \leq l \leq n-1 \quad (2.22)$$

Un ensemble de séquences $m \{a_i, i = 0, 1, \dots, m\}$ est dit ZCZ s'il satisfait les propriétés suivantes :

$$A_{a_i}(l) = P_{a_i}(l) = \begin{cases} E_{a_i} & l = 0 \\ 0 & 0 \leq |l| \leq L_{ZCZ} \end{cases} \quad \text{et} \quad A_{a_i, a_j}(l) = P_{a_i, a_j}(l) = 0, \quad |l| \leq L_{ZCZ} \quad (2.23)$$

Avec E_{a_i} est l'énergie de la séquence définie par $A_{a_i}(0)$. m, n, L_{ZCZ} constituent la taille de l'ensemble des séquences ZCZ, la période de la séquence et la longueur du ZCZ.

Paire complémentaire :

On dit qu'une paire est complémentaire si $A_{c_1}(l) - A_{c_2}(l) = 0 \quad \forall l \neq 0$. Golay a introduit la première paire complémentaire qui est $\{+, -\}$. Il existe une autre paire complémentaire présentée par Gavish et Lempel qui contient 3 éléments $\{+, 0, -\}$, le zéro présente un arrêt de transmission, cette paire est appelé la paire ternaire complémentaire (TCP). On peut considérer que la paire de Golay constitue un cas particulier de la TCP.

Construction des codes OVSF ternaires :

On peut construire un code OVSF ternaire à partir d'une paire complémentaire $\{c_1, c_2\}$ de longueur n comme suit :

$$\begin{cases} a_1 = c_1 z_n c_2 z_n \\ a_2 = \bar{c}_2 z_n (-\bar{c}_1) z_n \end{cases} \quad (2.24)$$

Avec \bar{c}_1 est l'inverse de c_1 et z_n est une séquence de n zéros et $c_1 z_n$ est la concaténation de c_1 et z_n . La paire $\{a_1, a_2\}$ forme la première couche de l'arbre OVSF et la relation de récurrence est :

$$\begin{cases} a_{2i-1}^{(k+1)} = a_i^{(k)} a_i^{(k)} \\ a_{2i}^{(k+1)} = a_i^{(k)} (-a_i^{(k)}) \end{cases} \quad (2.25)$$

Avec () représentant la couche.

Sur le tableau 2.2, nous représentons le nombre de codes, la longueur des codes, la longueur du ZCZ, et le débit par couche :

Tableau A. 1 : Paramètres des codes OVSF ternaires

Numéro de couche	Le nombre de codes	La longueur du code	La longueur du ZCZ	Débit
1	2	$2^2 n$	N	R
2	2^2	$2^3 n$	N	R/2
...
K	2^k	$2^{k+1} n$	N	$R/2^k$

2.4. Séquence binaire avec ZCD

Définition :

Une séquence binaire avec 'Zero Correlation Duration' (ZCD) est une séquence binaire qui possède une autocorrélation et une inter-corrélation nulles autour de 0 [51-53]. On peut générer une séquence binaire avec ZCD comme suit :

$$D = \begin{pmatrix} (s_{0,a} \dots s_{m/2-1,a}) & (s_{m/2,a} \dots s_{m-1,a}) & (s_{0,a} \dots s_{m/2-1,a}) & -(s_{m/2,a} \dots s_{m-1,a}) \\ (s_{0,a} \dots s_{m/2-1,a}) & (s_{m/2,a} \dots s_{m-1,a}) & -(s_{0,a} \dots s_{m/2-1,a}) & (s_{m/2,a} \dots s_{m-1,a}) \\ (s_{0,a} \dots s_{m/2-1,a}) & -(s_{m/2,a} \dots s_{m-1,a}) & (s_{0,a} \dots s_{m/2-1,a}) & (s_{m/2,a} \dots s_{m-1,a}) \\ -(s_{0,a} \dots s_{m/2-1,a}) & (s_{m/2,a} \dots s_{m-1,a}) & (s_{0,a} \dots s_{m/2-1,a}) & (s_{m/2,a} \dots s_{m-1,a}) \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

Avec $m = 4 \times 2^i$ et $i = (0, 1, 2, \dots)$ les lignes de D ou -D sont représentées par $S_{2m,a} = \{s_{0,a}, \dots, s_{2m-1,a}\}$ avec une période $2m$, $S_{2m,b} = \{s_{0,b}, \dots, s_{2m-1,b}\}$ est générée à partir de $S_{2m,a}$ avec $s_{q,b} = (-1)^q s_{q,a}$ et $q = (0, \dots, 2m-1)$. $\{S_{2m,a}, S_{2m,b}\}$ est une paire complémentaire et présente une ZCD de $(2m/2-1)$ chips.

Construction d'un ensemble :

Un ensemble M de séquences binaires avec ZCD est un ensemble tel que $ZCD \leq (N/2 + 1)$ On peut obtenir un ensemble de séquences M comme suit :

$$\{S_{2m,a}, S_{2m,b}, T^\Delta[S_{2m,a}], T^\Delta[S_{2m,b}], \dots, T^{k\Delta}[S_{2m,a}], T^{k\Delta}[S_{2m,b}]\} \quad (2.27)$$

Avec Δ un décalage et k le décalage maximal d'une séquence, Δ et k doivent satisfaire $|k(\Delta + 1)| \leq |N/4 + 1|$.

Annexe B

Cette annexe se réfère au chapitre 3, sections (3.2.1.1, 3.2.1.2, 3.3.1.2) du mémoire principal.

1. Cas mono-utilisateur

1.1. Probabilité d'erreur d'un système MPAM

$$P_M = \int \int \dots \int_0^{+\infty} P_e(\gamma_l) f_\gamma(\gamma_l) d\gamma_1 \dots d\gamma_L \leq \frac{M-1}{M} \prod_{l=1}^L I(\bar{\gamma}_l)$$

$$I(\bar{\gamma}_l) = \int_0^{+\infty} P_e(\gamma_l) f_\gamma(\gamma_l) d\gamma_l$$

$$\text{Avec } P_M(\gamma_l) = Q\left(\sqrt{\frac{6\gamma_l}{M^2-1}}\right) \approx \exp\left(-\frac{3\gamma_l}{M^2-1}\right)$$

$$\text{Et } f_\gamma(\gamma_l) = \frac{m^m \gamma_l^{m-1}}{\gamma_l^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma_l}{y_l}\right)$$

$$I(\bar{\gamma}_l) = \frac{m^m}{\gamma_l^m \Gamma(m)} \int_0^{+\infty} \gamma_l^{m-1} \exp\left(-\left(\frac{m}{y_l} + \frac{3}{M^2-1}\right)\gamma_l\right) d\gamma_l$$

En utilisant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$I(\bar{\gamma}_l) = \frac{m^m}{\gamma_l^m \Gamma(m)} \frac{\Gamma(m)}{\left(\frac{m}{y_l} + \frac{3}{M^2-1}\right)^m}$$

$$\text{Donc, } I(\bar{\gamma}_l) = \left(\frac{m}{m + \frac{3\bar{\gamma}_l}{M^2-1}}\right)^m \text{ et finalement } I(\bar{\gamma}_l) = \left(1 + \frac{3\bar{\gamma}_l}{m(M^2-1)}\right)^{-m}$$

1.2. Probabilité d'erreur d'un système MPPM

$$P_M = \int \int \dots \int_0^{+\infty} P_e(\gamma_l) f_\gamma(\gamma_l) d\gamma_1 \dots d\gamma_L \leq \frac{M-1}{2} \prod_{l=1}^L I(\bar{\gamma}_l)$$

$$I(\bar{\gamma}_l) = \int_0^{+\infty} P_e(\gamma_l) f_\gamma(\gamma_l) d\gamma_l$$

Avec $P_M(\gamma_l) = Q(\sqrt{\gamma_l}) \approx \exp(-\frac{\gamma_l}{2})$

Et $f_\gamma(\gamma_l) = \frac{m^m \gamma_l^{m-1}}{\gamma_l^m \Gamma(m)} \exp(-\frac{m\gamma_l}{y_l})$

$$I(\bar{\gamma}_l) = \frac{m^m}{\gamma_l^m \Gamma(m)} \int_0^{+\infty} \gamma_l^{m-1} \exp(-(\frac{m}{y_l} + \frac{1}{2})\gamma_l) d\gamma_l$$

En utilisant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$I(\bar{\gamma}_l) = \frac{m^m}{\gamma_l^m \Gamma(m)} \frac{\Gamma(m)}{(\frac{m}{y_l} + \frac{1}{2})^m}$$

Donc, $I(\bar{\gamma}_l) = (\frac{m}{m + \frac{\gamma_l}{2}})^m$ et finalement $I(\bar{\gamma}_l) = (1 + \frac{\bar{\gamma}_l}{2m})^{-m}$

2. Probabilité d'erreur d'un système DS-ULB

$$P_b = \int \int \dots \int_0^{+\infty} P_b(\gamma_l) f_\gamma(\gamma_l) d\gamma_1 \dots d\gamma_L \leq \frac{1}{2} \prod_{l=1}^L I(\bar{\gamma}_l)$$

$$I(\bar{\gamma}_l) = \int_0^{+\infty} P_e(\gamma_l) f_\gamma(\gamma_l) d\gamma_l$$

Avec $P_b(\gamma_l) = Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_l}{1 + \frac{N_u - 1}{N_c} \sigma_{DS} \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l}}\right) \approx \exp\left(-\frac{\gamma_l}{1 + \frac{N_u - 1}{N_c} \sigma_{DS} \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l}\right)$

Et $f_\gamma(\gamma_l) = \frac{m^m \gamma_l^{m-1}}{\gamma_l^m \Gamma(m)} \exp(-\frac{m\gamma_l}{y_l})$

$$I(\bar{\gamma}_l) = \frac{m^m}{\gamma_l^m \Gamma(m)} \int_0^{+\infty} \gamma_l^{m-1} \exp\left(-\left(\frac{m}{y_l} + \frac{1}{1 + \frac{N_u - 1}{N_c} \sigma_{DS} \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l}\right)\gamma_l\right) d\gamma_l$$

En utilisant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$I(\bar{\gamma}_l) = \frac{m^m}{\gamma_l^m \Gamma(m)} \frac{\Gamma(m)}{\left(\frac{m}{y_l} + \frac{1}{1 + \frac{N_u - 1}{N_c} \sigma_{DS} \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l}\right)^m}$$

Donc, $I(\bar{\gamma}_l) = \left(\frac{m}{m + \frac{\bar{\gamma}_l}{1 + \frac{N_u - 1}{N_c} \sigma_{DS} \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l}} \right)^m$

et finalement $I(\bar{\gamma}_l) = \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_l}{m \left(1 + \frac{N_u - 1}{N_c} \sigma_{DS} \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l \right)} \right)^{-m}$

Alors, quand les trajets L sont identiquement distribués avec le même SNR moyen nous pouvons écrire :

$$P_b = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}}{m \left(1 + \frac{N_u - 1}{N_c} \sigma_{DS} L \bar{\gamma} \right)} \right)^{-mL}$$

Nous déduisons que $P_b \approx \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{m \left(\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS} \right)} \right)^{-mL}$

$$(2P_b)^{-1/mL} - 1 = \frac{1}{m \left(\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS} \right)}$$

$$(m((2P_b)^{-1/mL} - 1))^{-1} = \frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS}$$

$$\frac{1}{\bar{\gamma}} = (m((2P_b)^{-1/mL} - 1))^{-1} - \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS}$$

Finalement $\bar{\gamma} = \frac{1}{(m((2P_b)^{-1/mL} - 1))^{-1} - \frac{N_u - 1}{N_c} L \sigma_{DS}}$

Ce calcul est fait pour le système DS-ULB qui utilise des codes non orthogonaux et une modulation BPSK mais le calcul reste valide pour les autres systèmes en changeant quelques paramètres

Annexe C

Cette annexe se réfère au chapitre 4, sections (4.2.1.1, 4.2.1.2, 4.3.1, 4.3.2) du mémoire principal.

1. Cas mono-utilisateur

1.1. Probabilité d'erreur d'un système RT-MPAM

$$P_M = \int_0^{+\infty} P_M(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma$$

$$\text{Avec } P_M(\gamma) = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6\gamma}{M^2-1}}\right) \approx \frac{M-1}{M} \exp\left(-\frac{3\gamma}{M^2-1}\right)$$

$$\text{Et } f_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{\frac{mL_{RT}^2}{r}-1} \exp\left(-\frac{mL_{RT}\gamma}{ry}\right)}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}}$$

$$P_M = \frac{M-1}{M} \frac{1}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \int_0^{+\infty} \gamma^{\frac{mL_{RT}^2}{r}-1} \exp\left(-\left(\frac{mL_{RT}}{ry} + \frac{3}{M^2-1}\right)\gamma\right) d\gamma$$

En utilisant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$P_M = \frac{M-1}{M} \frac{1}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \frac{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right)}{\left(\frac{mL}{ry} + \frac{3}{M^2-1}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}}$$

$$\text{Donc, } P_M = \frac{M-1}{M} \frac{1}{\left(1 + \frac{3r\bar{\gamma}}{mL_{RT}(M^2-1)}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \text{ et finalement } P_M = \frac{M-1}{M} \left(1 + \frac{3r\bar{\gamma}}{mL_{RT}(M^2-1)}\right)^{-\frac{mL_{RT}^2}{r}}$$

1.2. Probabilité d'erreur d'un système RT-MPPM

$$P_M = \int_0^{+\infty} P_M(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma$$

$$\text{Avec } P_M(\gamma) = \frac{M-1}{2} Q(\sqrt{\gamma}) \approx \frac{M-1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right)$$

$$\text{Et } f_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{\frac{mL_{RT}^2}{r}-1}}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \exp\left(-\frac{mL_{RT}\bar{\gamma}}{ry}\right)$$

$$P_M = \frac{M-1}{2} \frac{1}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \int_0^{+\infty} \gamma^{\frac{mL_{RT}^2}{r}-1} \exp\left(-\left(\frac{mL_{RT}}{ry} + \frac{1}{2}\right)\gamma\right) d\gamma$$

En utilisant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$P_M = \frac{M-1}{2} \frac{1}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \frac{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right)}{\left(\frac{mL_{RT}}{ry} + \frac{1}{2}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}}$$

$$\text{Donc, } P_M = \frac{M-1}{2} \frac{1}{\left(1 + \frac{r\bar{\gamma}}{2mL_{RT}}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \text{ et finalement } P_M = \frac{M-1}{2} \left(1 + \frac{r\bar{\gamma}}{2mL_{RT}}\right)^{-\frac{mL_{RT}^2}{r}}$$

2. Cas multi-utilisateurs

2.1. Probabilité d'erreur d'un système TH-RT-PAM

$$P_b = \int_0^{+\infty} P_b(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma$$

$$\text{Avec } P_b(\gamma) = Q\left(\sqrt{2 \frac{\gamma}{1 + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT} \bar{\gamma}}}}\right) \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma}{1 + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT} \bar{\gamma}}\right)$$

$$\text{Et } f_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{\frac{mL_{RT}^2}{r}-1}}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \exp\left(-\frac{mL_{RT}\bar{\gamma}}{ry}\right)$$

$$P_b = \frac{1}{2} \frac{1}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \int_0^{+\infty} \gamma^{\frac{mL_{RT}^2}{r}-1} \exp\left(-\left(\frac{mL_{RT}}{r\bar{\gamma}} + \frac{1}{1 + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT} \bar{\gamma}}\right) \gamma\right) d\gamma$$

En utilisant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$P_b = \frac{1}{2} \frac{1}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right) \left(\frac{r\bar{\gamma}}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \frac{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right)}{\left(\frac{mL_{RT}}{r\bar{\gamma}} + \frac{1}{1 + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT} \bar{\gamma}}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}}$$

$$\text{Donc, } P_b = \frac{1}{2} \frac{1}{\left(1 + \frac{r\bar{\gamma}/L_{RT}m}{1 + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT} \bar{\gamma}}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \text{ finalement } P_b = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{r/L_{RT}m}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT}}\right)^{\frac{-mL_{RT}^2}{r}}$$

Afin d'extraire le SNR moyen nous procédons de la façon suivante :

$$(2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} = 1 + \frac{r/L_{RT}m}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT}} \rightarrow r/Lm((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1) = \frac{1}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT}}$$

$$\text{Donc, } \frac{1}{\bar{\gamma}} = (r/Lm((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1))^{-1} - \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT}$$

Le SNR moyen pour un système TH-RT-PAM

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{(r/L_{RT}m((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1))^{-1} - \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PAM} L_{RT}}$$

2.2. Probabilité d'erreur d'un système TH-RT-PPM

$$P_b = \int_0^{+\infty} P_b(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma$$

$$\text{Avec } P_b(\gamma) = Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{1 + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PPM} L_{RT} \bar{\gamma}}}\right) \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma/2}{1 + \frac{N_h-1}{N_s} \sigma_{PPM} L_{RT} \bar{\gamma}}\right)$$

$$\text{Et } f_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{\frac{mL_{RT}^2}{r}-1}}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right)\left(\frac{r\gamma}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \exp\left(-\frac{mL_{RT}\gamma}{ry}\right)$$

$$P_b = \frac{1}{2} \frac{1}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right)\left(\frac{r\gamma}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \int_0^{+\infty} \gamma^{\frac{mL_{RT}^2}{r}-1} \exp\left(-\left(\frac{mL}{ry} + \frac{1/2}{1 + \frac{N_h-1}{N_s}\sigma_{PPM}L_{RT}\gamma}\right)\gamma\right) d\gamma$$

En utilisant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$P_b = \frac{1}{2} \frac{1}{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right)\left(\frac{r\gamma}{L_{RT}m}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \frac{\Gamma\left(\frac{mL_{RT}^2}{r}\right)}{\left(\frac{mL_{RT}}{ry} + \frac{1/2}{1 + \frac{N_h-1}{N_s}\sigma_{PPM}L_{RT}\gamma}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}}$$

$$\text{Donc, } P_b = \frac{1}{2} \frac{1}{\left(1 + \frac{\gamma r/2L_{RT}m}{1 + \frac{N_h-1}{N_s}\sigma_{PPM}L_{RT}\gamma}\right)^{\frac{mL_{RT}^2}{r}}} \text{ finalement } P_b = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{r/2L_{RT}m}{\frac{1}{\gamma} + \frac{N_h-1}{N_s}\sigma_{PPM}L_{RT}}\right)^{\frac{-mL_{RT}^2}{r}}$$

Afin d'extraire le SNR moyen nous procédons de la façon suivante :

$$(2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} = 1 + \frac{r/2L_{RT}m}{\frac{1}{\gamma} + \frac{N_h-1}{N_s}\sigma_{PPM}L_{RT}} \rightarrow r/2Lm((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1) = \frac{1}{\frac{1}{\gamma} + \frac{N_h-1}{N_s}\sigma_{PPM}L_{RT}}$$

$$\text{Donc, } \frac{1}{\gamma} = (r/2L_{RT}m((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1))^{-1} - \frac{N_h-1}{N_s}\sigma_{PPM}L_{RT}$$

Le SNR moyen pour un système TH-RT-PPM

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{(r/2L_{RT}m((2P_b)^{\frac{-r}{mL_{RT}^2}} - 1))^{-1} - \frac{N_h-1}{N_s}\sigma_{PPM}L_{RT}}$$

Annexe D

Cette annexe se réfère au chapitre 5, section 5.1.2.1 du mémoire principal.

Probabilité d'erreur d'un système MISO-ULB :

La probabilité d'erreur de la ième antenne d'un système MISO peut d'écrire comme :

$$P_{M,i} = \int_0^{+\infty} P_{M,i}(\gamma_i) f_{\gamma_i}(\gamma_i) d\gamma_i$$

Avec $P_{M,i}(\gamma_i) = g_1 Q(\sqrt{g_2 \gamma_i}) \approx \frac{g_1}{2} \exp(-\frac{g_2 \gamma_i}{2})$ où Avec g_1 et g_2 sont des paramètres de modulation.

Et pour un nombre de trajet $L_p < L$

$$f_{\gamma_i}(\gamma_i) = \frac{\gamma_i^{mL_p-1}}{\Gamma(mL_p) \left(\frac{\gamma_i}{m}\right)^{mL_p}} \exp\left(-\frac{m\gamma_i}{\gamma_i}\right)$$

$$P_{M,i} = \frac{g_1}{2} \frac{1}{\Gamma(mL_p) \left(\frac{\gamma_i}{m}\right)^{mL_p}} \int_0^{+\infty} \gamma_i^{mL_p-1} \exp\left(-\left(\frac{m}{\gamma_i} + \frac{g_2 \gamma_i}{2}\right) \gamma_i\right) d\gamma_i$$

En utilisant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$P_{M,i} = \frac{g_1}{2} \frac{1}{\Gamma(mL_p) \left(\frac{\gamma_i}{m}\right)^{mL_p}} \frac{\Gamma(mL_p)}{\left(\frac{m}{\gamma_i} + \frac{g_2}{2}\right)^{mL_p}}$$

Donc, $P_{M,i} = \frac{g_1/2}{\left(1 + \frac{g_2 \gamma_i}{2m}\right)^{mL_p}}$ et finalement $P_{M,i} = \frac{g_1}{2} \left(1 + \frac{g_2 \gamma_i}{2m}\right)^{-mL_p}$

Annexe E

Cette annexe se réfère au chapitre 5, section 5.2.

Description de la carte FPGA utilisée

La carte FPGA utilisée dans cette implémentation est la ZedBoard (figure 5.14) qui est une carte d'évaluation et de développement basée sur la plateforme extensible de traitement Zynq-7000. Cette carte comprend un processeur ARM Cortex-A9 (PS) double cœur étroitement intégré avec un circuit logique programmable (LP) FPGA (Field Programmable Gate Array) de la série 7 de Xilinx qui contient 85000 cellules. Les mémoires intégrées, les entrées et sorties vidéo et audio, l'interface USB double rôle et Ethernet, ainsi que l'emplacement SD simplifient au maximum la phase de conception sans matériel supplémentaire. La carte ZYBO est compatible avec la nouvelle solution haute performance Vivado Design Suite de Xilinx, ainsi que le jeu d'outils ISE/EDK. Le mixte entre les périphériques existant sur la carte et les possibilités de la connecter à d'autres périphériques extérieurs rend la ZedBoard idéale pour les novices et les experts dans la conception FPGA. Nous rappelons ci-dessous quelques spécificités de la ZedBoard :

Configurations :

- Configuration primaire : QSPI flash
- Configuration auxiliaire :
 - Bus JTAG
 - Carte SD

Mémoire :

- DDR3 de 512 MB
- QSPI flash de 265 MB

Interfaces :

- Contrôleurs périphériques à bande passante élevée : 1 G Ethernet, USB 2.0, SDIO
- Contrôleur périphérique à faible bande passante : SPI, UART, I²C

Oscillateurs sur la carte :

- 33.333 MHz (PS)
- 100 MHz (PL)

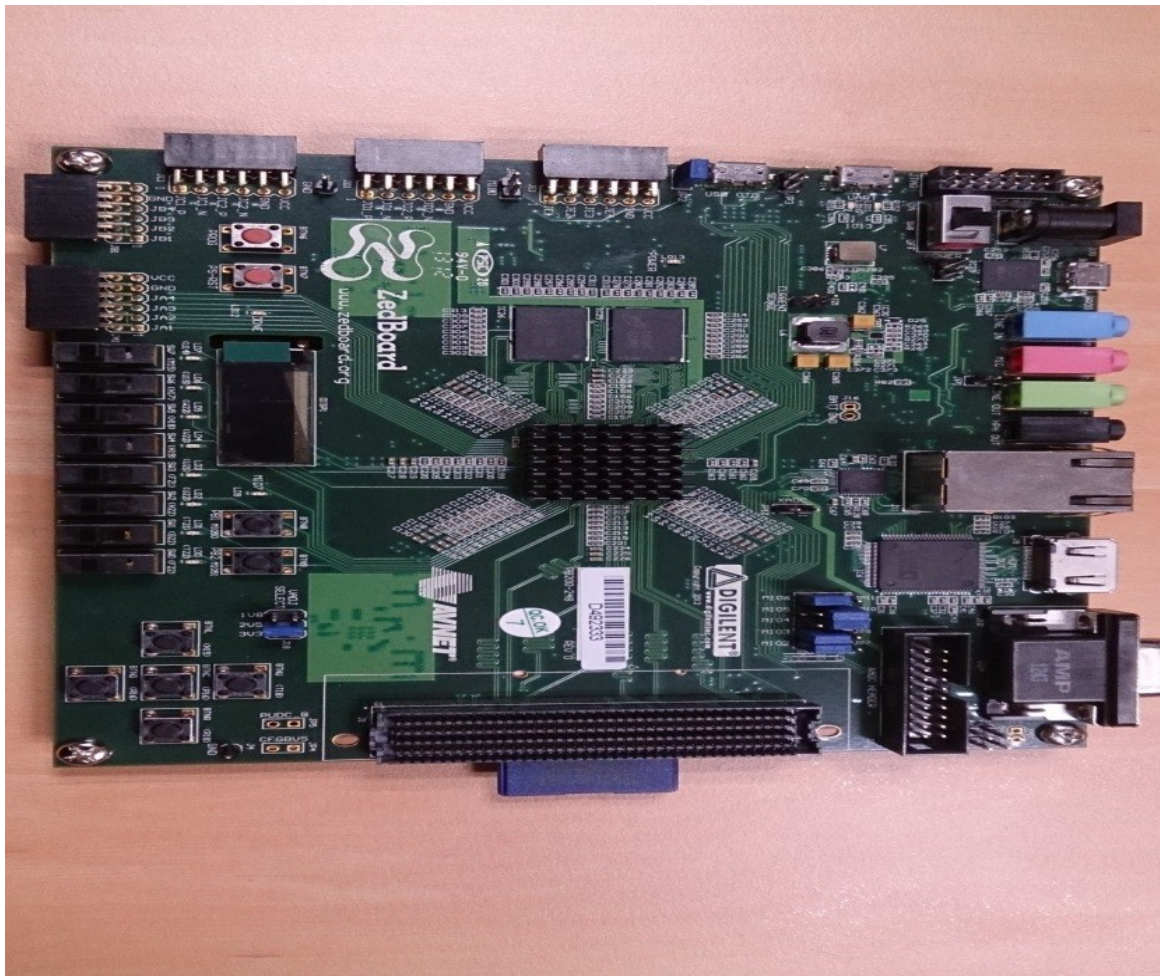


Figure E.1 : carte FPGA Zynq zedboard

Résumé

Dans un contexte où les ressources énergétiques sont moindres et la demande en termes de débit de communication est forte, il est intéressant de proposer des solutions techniques au niveau de la couche physique permettant d'optimiser la consommation énergétique de systèmes. Actuellement, pour une localisation précise et un transfert de données entre voie et trains efficace, la signalisation ferroviaire exploite des balises disposées entre les rails. La durée possible de la communication entre trains et balises s'avère très brève et n'est effective que lorsque le train passe juste au-dessus de la balise. Celle-ci reste en état de veille jusqu'à ce que le train la télé alimente lors de son passage. Le temps de communication utile entre le train et la balise s'établit à 3-4 ms pour un train roulant à 300 km/h. Par conséquent, plusieurs équipements consécutifs doivent être installés si l'on veut accroître la durée d'échange ou encore la quantité de données échangées. En outre, le fait d'émettre continuellement un puissant signal de télé alimentation radiofréquence non exploité depuis tous les trains en circulation, la difficulté de maintenance liée à la présence de cet équipement entre les rails, ainsi que la portée et donc la capacité de communication réduites des balises actuelles constituent autant de limitations que nous tentons de pallier avec ce nouvel équipement.

Dès lors, nous développons une nouvelle génération de balise ferroviaire fondée sur un lien radiofréquence qui possède une portée atteignant quelques mètres, nettement plus importante que celle exploitable actuellement. Cette balise est également située en bord de voie et non entre les rails pour des questions de facilité de maintenance. Nous utilisons une technique de focalisation du signal émis depuis la balise vers l'antenne embarquée sur le train. Puisque la distance de communication balise au sol - interrogateur est portée à quelques mètres, la télé alimentation par couplage inductif actuelle n'est plus possible. Disposer d'une infrastructure centrale pour alimenter toutes les balises présentes sur le réseau n'est pas réaliste non plus. Une solution raisonnable et économe consiste à générer de l'énergie électrique basse tension localement en utilisant des énergies renouvelables (solaire, éolienne...), et en limitant le plus possible la consommation d'énergie de l'électronique de la balise. Dans cette optique, la contribution scientifique présentée consiste à développer et à optimiser, en termes d'énergie consommée, la couche physique de communication de cet équipement.

Nous optons pour la technique radio Ultra Large Bande (ULB) performante à courte portée associée à la technique du Retournement Temporel (RT) afin de focaliser spatialement les signaux de la balise vers la voie pour une meilleure optimisation d'énergie. Celles-ci offrent la possibilité de créer des systèmes de communication économes en énergie d'alimentation et faciles à réaliser à coût limité. Pour définir un système de communication ULB efficace, nous développons des modèles permettant d'évaluer la consommation énergétique selon les paramètres de la couche physique (type de modulation, nombre d'utilisateurs, codages...) ainsi que du canal de propagation en prenant en compte à la fois l'énergie nécessaire à la transmission et l'énergie requise par la circuiterie. Nous développons ensuite des modèles permettant de comparer un système ULB conventionnel et un système ULB avec RT. Lors d'une dernière étape, nous comparons un système Multi Output Single Input (MISO) avec et sans RT à un système Single Input Single Output (SISO) avec et sans RT et nous proposons une démarche permettant d'établir des comparaisons énergétiques directement sur carte FPGA permettant de valider les modèles énergétiques théoriques.

Mots-clés: ULB, efficacité énergétique, MIMO, retournement temporel, FPGA

Summary

In railway signaling, accurate and safe localization of trains is of paramount importance for the safe exploitation of railway networks. Therefore, train odometry has received considerable interest. Usually, train odometers manage different embarked sensors including wheel counters and Doppler radars that compute the position and the speed of the trains. However, as trains move, these proprioceptive sensors accumulate drifts and, as a consequence, train localization accuracy is compromised after several kilometers. In order to fix this drift problem, railway signaling uses beacons installed at ground, on the track, between the rails. Installed every several kilometers, they transmit absolute localization information to trains passing over them thus, bringing back locally the drifts to zero. These beacons constitute major components of railway signaling and also one of the very last equipment installed between the rails.

Existing railway beacons are placed on the rails for two main reasons. First of all, since in these conditions the radio link between the train and the beacons remains very short, in the order of a few tens of centimeters, placing the beacons on the rails is very helpful to deliver an accurate local absolute localization to the train. Moreover using this very short radio communication range, while passing over them, trains can supply electrical energy to the beacons by magnetically coupling radiofrequency energy from the train to the beacon. This radiofrequency energy is detected and converted in DC power supply to feed the beacon electronics. This very short range leads to a satisfactory transfer of energy between train and beacon. As indicated previously, beacons can just be position indicators; however, they can also handle communication between grounds and trains using a peer to peer radio link. In this case, communication is only active when the train passes over the beacons, thus, the effective communication time is very short. As another major drawback of this particular implementation between the rails, track maintenance requires disassembling the beacons and then repositioning them safely and accurately.

To deal with these issues, one proposed development consists in a railway beacon based on a wireless communication link operating at longer ranges, typically a few meters instead of a few tens of centimeters but still providing high localization accuracy. Therefore, this beacon can be positioned along the track, on the side, focusing its radio signal to a train receiving antenna located on the train. A time reversal (TR) technique is selected to focus the radiofrequency energy to the incoming train antenna area. This longer communication range leads to abandon the magnetic transfer of energy for DC feeding the beacon. Since it would be unrealistic to get a mains outlet to feed a beacon everywhere it could be necessary along the railway network, this communication and localization equipment should use energy efficient communication techniques to reduce its power consumption and be fed for example by a small array of solar cells. Therefore particular attention should be paid to the overall power consumption of the beacon by choosing an adequate radio technology and associated modulation technique.

Keywords: UWB, energy efficiency, MIMO, Time reversal, FPGA