



HAL
open science

Compromis efficacité énergétique et efficacité spectrale pour les objets communicants autonomes

Randa Jaouadi

► **To cite this version:**

Randa Jaouadi. Compromis efficacité énergétique et efficacité spectrale pour les objets communicants autonomes. Electronique. UNIVERSITE DE NANTES, 2017. Français. NNT: . tel-01649368

HAL Id: tel-01649368

<https://hal.science/tel-01649368v1>

Submitted on 27 Nov 2017

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

RANDA JAOUADI

*Mémoire présenté en vue de l'obtention du
grade de Docteur de l'Université de Nantes
sous le sceau de l'Université Bretagne Loire*

École doctorale : Sciences et Technologies de l'Information et Mathématiques (ED STIM-503)

Discipline : Electronique
Spécialité : Communications Numériques
Unité de recherche : IETR UMR 6164

Soutenue le 26 octobre 2017

Compromis efficacité énergétique et efficacité spectrale pour les objets communicants autonomes

JURY

Président :	M. Yannis POUSSET , Professeur, Université de Poitiers
Rapporteurs :	M. Laurent CLAVIER , Professeur, Institut Mines Télécom Lille Douai M. Ali KHALIGHI , Maître de Conférences, HDR, Ecole Centrale Marseille
Directeur de thèse :	M. Jean-François DIOURIS , Professeur, Polytech Nantes
Co-directeur de thèse :	M. Jean-yves BAUDAIS , Chargé de Recherche CNRS, HDR, INSA Rennes
Co-encadrant de thèse :	M. Guillaume ANDRIEUX , Maître de Conférences, IUT de La Roche-sur-Yon

Remerciements

Je tiens avant tout à exprimer ma plus profonde reconnaissance à l'ensemble de mes encadrants pour leur disponibilité, leurs conseils avisés et le soutien permanent dont ils ont fait preuve durant ces trois années de thèse. Dans ce sens, mes premiers remerciements s'adressent à M. Jean-François Diouris, professeur à Polytechnique de Nantes, qui malgré de lourdes responsabilités administratives, d'enseignement et de recherche, a toujours trouvé le temps de m'aider et me soutenir pour mener à bien ces travaux de thèse. Je le remercie beaucoup pour sa disponibilité et les discussions enrichissantes tant d'un point de vue scientifique qu'humain. Je tiens également à remercier M. Guillaume Andrieux, maître de conférences à l'IUT de la Roche-sur-Yon, et M. Jean-yves Baudais, chargé de recherche CNRS à l'INSA de Rennes, pour leur disponibilité et leurs conseils avisés. Je tiens plus particulièrement à les remercier pour leur patience et leur soutien pendant la rédaction de ce mémoire. Pour tout cela, je voudrais qu'ils acceptent l'expression de tout mon respect, ma gratitude et mon amitié.

J'exprime ma sincère gratitude envers l'ensemble des membres du jury. Tout d'abord, je remercie M. Laurent Clavier, professeur à l'Université de Lille, et M. Ali Khalighi, maître de conférences à l'Ecole Centrale Marseille pour avoir bien voulu accepter la charge de rapporteur. J'aimerais également témoigner ma gratitude à M. Yannis Pousset, professeur à l'Université de Poitiers, pour avoir endossé la charge de président du jury.

Je tiens aussi à exprimer toute ma reconnaissance envers l'ensemble du personnel de l'IETR de Nantes pour l'accueil, l'aide et la sympathie qu'ils m'ont apportée durant ces années. En particulier, je tiens à remercier Mme. Sandrine Charlier pour sa disponibilité et son soutien dans les démarches administratives, sans oublier aussi M. Marc Brunet pour son aide technique liés à l'installation au bureau.

C'est avec une grande joie que je remercie sincèrement tous les doctorants que j'ai rencontrés durant ces années de thèse à commencer par Dalia Battikh, Zainab Fawaz et aussi Hayat Semlali pour sa gentillesse et pour m'avoir aidé à m'installer à Nantes dès mon arrivé. Je n'oublie pas non plus les autres doctorants du laboratoire IETR, mais je m'abstiendrai de les citer par peur d'en oublier.

Mes pensées vont aussi et particulièrement à mon fiancé Taoufik qui était à mes côtés dans les moments de joie et de difficultés et qui m'a entouré d'affection. Qu'il trouve ici l'expression de mes remerciements pour sa patience et son soutien inestimable.

J'aimerais enfin témoigner de toute ma gratitude à toute ma famille pour le soutien

inoubliable, merci encore à vous, rien n'a su me motiver davantage que votre appui et la confiance que vous m'avez toujours accordée.

A vous tous, Merci!

Table des matières

Table des matières	iii
Liste des tableaux	vii
Table des figures	ix
Liste des acronymes	xii
Notations	xii
Liste des acronymes	xii
Liste des notations	xv
Introduction générale	1
1 Contexte, définitions et limites fondamentales	5
1 Introduction	5
2 Réseaux de capteurs sans fil à courte portée	5
3 Architecture matérielle d'un capteur	7
3.1 Microcontrôleur	7
3.2 Module RF	8
4 Pile protocolaire et standards	8
5 Chaîne de transmission	9
6 Efficacité énergétique et efficacité spectrale	10
6.1 Métriques fondamentales	11
6.2 Limites et compromis	12
7 Efficacité énergétique des modulations	15
7.1 Définition des modulations M-aires	15
7.2 Performance des modulations	15
8 Efficacité énergétique dans la couche liaison de données	16
9 Conclusion	17
2 Modélisation de la consommation énergétique pour l'optimisation des techniques de transmission	19
1 Introduction	19
2 Modèles de puissance	19
2.1 Énergie et traitement numérique	20

2.2	Énergie et traitement radio-fréquence	22
3	Exemple d'étude	23
3.1	Cas fondamental	23
3.2	Impact de l'énergie consommée par les circuits	24
3.3	Influence des paramètres du système sur le point optimal	25
4	Modèles systèmes dans la littérature	30
5	Modèle de consommation générique	30
5.1	Classe 1	31
5.2	Classe 2	32
5.3	Classe 3	32
5.4	Évaluation des performances	36
6	Conclusion	37
3	Performance des modulations dans les réseaux de capteurs	41
1	Introduction	41
2	Performances des modulations pour différentes applications	42
2.1	Consommation d'énergie	42
2.2	Sélection de la modulation suivant l'efficacité spectrale	45
2.2.1	Cas 1 : $\eta_M = 1$ bit/symbole	45
2.2.2	Cas 2 : $\eta_M = 2$ bits/symbole	47
2.2.3	Cas 1 : $\eta_M > 2$ bits/symbole	47
3	Conclusion	48
4	Optimisation énergétique de la modulation MQAM	51
1	Introduction	51
2	Modèle du système	51
2.1	Scénario de transmission étudié	52
2.2	Modèle de puissance	53
3	Optimisation de la constellation de la modulation MQAM	54
3.1	Estimation de l'énergie totale par bit	55
3.2	Impact des paramètres de transmission	58
3.2.1	Influence du temps de transmission	59
3.2.2	Influence de la constellation	64
3.2.3	Influence de la bande passante	64
3.2.4	Influence de la probabilité d'erreur cible	66
3.2.5	Influence de la consommation des circuits	66
3.3	Expression analytique	67
3.4	Gain énergétique	70
3.5	Comparaison avec les modulations MPSK et MFSK	70
3.5.1	Modulation MPSK	70
3.5.2	Modulation MFSK	73
3.5.3	Comparaison entre MQAM, MPSK et MFSK	74
4	Métrique d'efficacité de la transmission	78
5	Conclusion	82

5	Compromis entre énergie et efficacité spectrale	83
1	Introduction	83
2	Optimisation avec contrainte de débit	83
2.1	Résolution du problème	85
2.2	La distance limite d'optimisation	85
3	Optimisation d'un compromis débit–efficacité énergétique	86
4	Conclusion	93
6	Codage et correction d'erreurs	95
1	Introduction	95
2	Performance de quelques codes correcteurs d'erreurs	95
2.1	Les codes en blocs	96
2.2	Les codes convolutifs	97
2.3	Performance et consommation d'énergie	97
3	Optimisation de la constellation MQAM avec codage	98
4	Protocole de retransmission : ARQ simple	102
4.1	Energie par bit transmis avec succès	104
4.2	L'efficacité spectrale utile	104
4.3	Compromis énergie et efficacité spectrale avec ARQ dans un canal de Rayleigh	106
5	Conclusion	109
	Conclusion & Perspectives	111
	Annexes	114
A	Propriétés générales de $E_{\text{bt}}(\theta)$	115
1	Preuve de la proposition 1	115
2	Preuve de la proposition 2	115
3	Preuve de la proposition 3	116
4	Preuve de la proposition 4	116
B	Preuve de résolution de l'optimum pour l'équation (2.31)	119
C	Modèles de puissances de DAC et ADC	123
1	Consommation DAC	123
2	Consommation ADC	123
3	Valeurs des paramètres	123
D	MAQM : PAPR et TEB	125
1	PAPR	125
2	TEB	126
E	Panorama des modèles de consommation dans la littérature	127
F	Modèles de codes	135

G compléments de preuves	137
1 Preuve de la formule (6.22)	137
2 Preuve de la formule (7)	137
Liste des publications	138
Bibliographie	141

Liste des tableaux

1.1	Gestion dynamique de puissance (MSP 430)	7
1.2	Consommation en courant (CC2420)	8
1.3	Caractéristiques principales des protocoles de communication à faible distance	9
2.1	Les grandes familles de modèles de puissance	30
2.2	Paramètres utilisés pour la comparaison des modèles de consommation . .	31
3.1	Configurations possibles	42
3.2	Valeurs des paramètres [1, 2]	45
3.3	Choix de modulation efficace en énergie selon l'efficacité spectrale	48
4.1	Paramètres du modèle de puissance selon la modulation	54
4.2	Valeurs des paramètres de simulation [3]	59
6.1	a_M et c_M dans (6.21)	108

Table des figures

1	Méthodes de minimisation de l'énergie au niveau du modèle OSI	2
1.1	Réseau de capteurs sans fil	6
1.2	Anatomie d'un nœud capteur	7
1.3	Pile protocolaire pour les réseaux de capteurs sans fil	9
1.4	Synoptique simplifié d'une chaîne de transmission numérique	10
1.5	Atténuation du canal en fonction de la distance et de la fréquence	10
1.6	Compromis fondamentaux dans les communications vertes	13
1.7	η_{ee} vs θ	14
1.8	Efficacité spectrale contre efficacité énergétique des modulations M-aires	17
2.1	Organigramme fonctionnel d'une démarche d'optimisation énergétique d'un système de transmission	21
2.2	Modèle de <i>front-end</i> analogique	22
2.3	Énergie totale et énergie des circuits	25
2.4	Impact de la puissance des circuits sur le compromis énergie-efficacité spectrale ($d = 5$ m, $G_1 = (\frac{4\pi}{\lambda})^2$, $k = 2$, $\alpha = 2$)	26
2.5	Impact de la distance sur le compromis énergie-efficacité spectrale, $P_{circuits}/(N_oB) = 7 \cdot 10^7$	26
2.6	θ optimale en fonction de la distance	27
2.7	Energie totale en fonction de θ , $P_c = 0$ W	32
2.8	Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW	33
2.9	Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW, $n = 1$	33
2.10	Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW, $n = 1.2$	34
2.11	Energie totale en fonction de θ , $n = 1.2$, $B = 2$ MHz, $d = 5$ m	34
2.12	Energie totale en fonction de θ , $n = 1.2$, $B = 2$ MHz, $d = 30$ m	35
2.13	Energie totale en fonction de θ , $n = 1.2$, $B = 2$ MHz, $d = 100$ m	35
2.14	Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW, $B = 2$ MHz, $c = 10^{-8}$ W/Hz	36
2.15	L'énergie consommée en fonction de l'efficacité spectrale dans le réseau cellulaire Vs WSN, classe 3 : $B = 2$ MHz	37
2.16	Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW, $\alpha_2 = 10^{-8}$ W/Hz $n = 1.2$	38
2.17	Validation de la formule analytique de l'optimum	38
3.1	Comparaison entre les modulations du régime 1	46
3.2	Comparaison entre les modulations du régime 2	47
3.3	Comparaison entre les modulations du régime 3	48
4.1	Diagramme en bloc de l'émetteur et du récepteur	52

4.2	Comparaison entre la probabilité d'erreur exacte de MQAM et ses approximations	56
4.3	Probabilité d'erreur de MQAM en canal de Rayleigh	57
4.4	Temps de transmission optimal (AWGN), $d = 5$ m, $k = 3.5$	60
4.5	Temps de transmission optimal (AWGN), $d = 5$ m, $k = 4$	61
4.6	Temps de transmission optimal (AWGN), $d = 30$ m, $k = 3.5$	61
4.7	Temps de transmission optimal (AWGN), $d = 30$ m, $k = 4$	62
4.8	Temps de transmission optimal sous différentes distances (AWGN), $k = 2.5$	62
4.9	Temps de transmission optimal sous différentes distances (AWGN), $k = 3.5$	63
4.10	Temps de transmission optimal sous différentes distances (AWGN), $k = 3.5$	63
4.11	Temps de transmission optimal sous différentes distances pour un canal de Rayleigh, $k = 3.5$	64
4.12	Énergie totale consommée versus b en fonction de la distance, MQAM (AWGN)	65
4.13	Énergie totale consommée versus b en fonction de la bande, MQAM (AWGN)	65
4.14	Impact de la PEB, MQAM (AWGN), $d = 5$ m	66
4.15	Impact de la PEB et de la distance, MQAM (AWGN)	67
4.16	Impact de la variation de τ , $d = 5$ m, MQAM (AWGN)	68
4.17	Impact de la variation de τ , $d = 50$ m, MQAM (AWGN)	68
4.18	b^* en fonction de la distance, AWGN	69
4.19	Comparaison des gains énergétiques, $k = 3.5$, $m = 4$	71
4.20	Énergie consommée en fonction du temps de transmission (AWGN), MPSK, $d = 5$ m	72
4.21	Énergie consommée en fonction du temps sous différentes distances (AWGN), MPSK	72
4.22	Énergie totale consommée versus b en fonction de la distance (AWGN), MPSK	73
4.23	Énergie totale consommée versus b (AWGN), MFSK	75
4.24	Énergie totale consommée versus b , $d = 5$ m (AWGN)	75
4.25	Énergie totale consommée versus b , $d = 30$ m (AWGN)	76
4.26	Énergie totale consommée versus b , $d = 5$ m (Rayleigh)	77
4.27	Énergie totale consommée versus b , $d = 30$ m (Rayleigh)	77
4.28	Courtes distances, $\tau = 1$	79
4.29	Moyennes et longues distances, $\tau = 1$	79
4.30	Courtes distances, $\tau = 0.1$	80
4.31	Moyennes et longues distances, $\tau = 0.1$	80
4.32	Moyennes et longues distances, $\tau = 10$	81
5.1	R^* en fonction de la distance et à différentes bandes passantes	86
5.2	R^* en fonction de la distance et à différents coefficients d'atténuation k . .	87
5.3	Débit normalisé en fonction de la distance, $B = 10$ kHz	88
5.4	Débit normalisé en fonction de la distance à différentes bandes passantes .	89
5.5	Débit optimal R^{**} en fonction de la distance (AWGN)	90
5.6	Le compromis $f_e(b)$ et $f_s(b)$ en fonction de b_{opt}	90
5.7	Évolution de b_{opt} en fonction de ω , de b^* jusqu'à b_{max}	92

5.8	Efficacité énergétique normalisé f_e^n et débit normalisé f_s^n ainsi que la fonction coût U en fonction de b^{opt} et sous différents ω	92
5.9	Gain en efficacité spectrale et perte en énergie en fonction de w , $d = 20$ m	93
6.1	Synoptique du fonctionnement d'un décodeur canal	96
6.2	Energie consommée par le processus codage/décodage.	98
6.3	Performance de BPSK sous différents codes	99
6.4	Performance du MQAM avec codage	100
6.5	Variation de l'énergie totale sans et avec codage en fonction de b , $d = 10$ m	101
6.6	MQAM avec codage Vs MQAM sans codage	101
6.7	Efficacité spectrale du système avec et sans codage	102
6.8	Synoptique du principe d'échange entre la station A et la station B avec acquittements	103
6.9	Synoptique du protocole <i>Sens and Wait</i>	103
6.10	Energie par bit transmis avec succès en fonction de la puissance d'émission et de la longueur de la trame, $d = 5$ m, BPSK	105
6.11	Efficacité spectrale par bit utile en fonction de la puissance d'émission et de la distance, BPSK	106
6.12	Nombre de retransmission moyen en fonction de la puissance d'émission et de la distance	107
6.13	Energie par bit transmis avec succès en fonction du rapport signal sur bruit et de la distance, $L = 100$ bits	108
6.14	Energie par bit transmis avec succès en fonction de l'efficacité spectrale utile, $d = 30$ m	109

Liste des acronymes

ADC	Analog to Digital Converter
ARQ	Automatic Repeat reQuest
AWGN	Additive white Gaussian noise
BPSK	Binary phase shift keying
CCE	Code Correcteur d'erreurs
CRC	cyclic Redundancy Check
DAC	Digital to Analog Converter
EE	Efficacité Energétique (<i>Energy Efficiency</i>)
FSK	Frequency Shift Keying
FEC	Forward Error Correction
HARQ	Hybrid Automatic Repeat reQuest
ISM	Industriel, Scientifique et Médical
LLC	Logical Link Control
LNA	Low Noise Amplifier
MPSK	M-ary Phase Shift Keying
MQAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation
MAC	Medium Access Control
MOO	Multi-Objective Optimization
OOK	On Off Keying
OSI	Open Systems Interconnection
PAPR	Peak-to-Average-Power-Ratio
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
PEB	Probabilité d'erreur binaire
RF	Radio Fréquence
RCSF	Réseaux de Capteurs Sans Fil
RTT	Round Trip Time
RSB	Rapport Signal Sur Bruit
SE	Efficacité Spectrale (<i>Spectral Efficiency</i>)
SISO	Signal Input Signal Output

SOO Single-Objective Optimization

TEB Taux d'Erreur Binaire

WPAN Wireless Personal Area Network

WSN Wireless Sensors Network

Notations

Notation pour les modèles de puissance

P_{tot}	puissance totale consommée par le système
P_t	puissance transmise
P_r	puissance reçue
P_{pa}	puissance consommée par l'amplificateur
$P_{circuits}$	puissance totale consommée par les circuits
P_c	puissance totale consommée par les circuits RF
P_{BB}	puissance des circuits consommée en bande de base
ε	facteur de puissance dépendant de la bande passante
T_{on}, P_{on}	durée de transmission et sa puissance
T_{onc}	durée de transmission avec codage
T_{sp}	durée de veille
T_{sw}	durée de transition
P_{ct}	puissance des circuits consommée par l'émetteur
P_{cr}	puissance des circuits consommée par le récepteur
P_{dyn}	puissance dynamique
P_{sta}	puissance statique
T_{bit}	temps de traitement d'un bit par le processeur

Composants de circuit du front-end

P_{DAC}	puissance consommée par le convertisseur numérique analogique
P_{ADC}	puissance consommée par le convertisseur analogique numérique
P_{mix}	puissance du mélangeur
P_{filt}	puissance du filtre actif à l'émission
P_{syn}	puissance du synthétiseur de fréquence
P_{LNA}	puissance de l'amplificateur faible bruit
P_{IFA}	puissance de l'amplificateur faible bruit
P_{filtr}	puissance du filtre actif à la réception
P_{cod}	puissance de codage, du décodage respectivement
P_{filt}	puissance du filtre actif à l'émission

Paramètres systèmes

E_b	énergie par bit transmis
E_{bt}	énergie par bit totale consommée
η_{ee}	efficacité énergétique en bit/J
θ	efficacité spectrale
E_u	énergie par bit utile
P	puissance du signal
M	taille de la constellation
η_M	efficacité spectrale de modulation
G_t, G_r	gain de l'antenne émettrice, réceptrice
K	constante de Boltzmann
T	température du milieu en Kelvin
N_0	densité spectrale du bruit
f	fréquence
λ	longueur d'onde
k	coefficient de <i>path-loss</i>
B	bande passante
d	distance de transmission
G_c	gain du codage
M_l	marge de la liaison
N_f	facteur de bruit de récepteur
b	nombre de bit par symbole
t_b	durée d'un bit
t_s	durée d'un symbole
L	taille du paquet
η	efficacité de l'amplificateur
ξ	PAPR (Peak-to-Average-Power-Ratio) du signal
β	facteur de roll-off
R_m	rapidité de modulation
R, R_s, r	débit binaire, débit symbole et taux du codage respectivement
P_e	probabilité d'erreurs par bit
P_s	probabilité d'erreurs par symbole
P_{ept}	probabilité d'erreurs par paquet
Λ	nombre moyen de retransmission
γ	rapport signal sur bruit par bit
γ_c	rapport signal sur bruit par bit avec codage
γ_s	rapport signal sur bruit par symbole
$\Gamma_A, \Gamma_R, \Gamma_N$	marge de bruit du canal AWGN, Rayleigh et Nakagami

Introduction générale

Au cours de la dernière décennie, les technologies et les systèmes de communications ont fait l'objet d'une véritable révolution. L'un des événements les plus spectaculaires est la succession et la multiplication des systèmes sans fil à une vitesse exponentielle dans le but de satisfaire une demande croissante pour différents services. Cette évolution a donné naissance au paradigme d'internet des objets (IdO, en anglais *internet of thing* (IoT))[4].

Le développement technologique qui suit en parallèle cette évolution permet l'apparition de nouveaux systèmes de communications dédiés à des transmissions à courte portée (*Dedicated Short-Range Communications*) tels que les réseaux de capteurs sans fil (RCSFs). Ces derniers sont le fruit du progrès conjoint des systèmes électroniques miniaturisés et de la standardisation des communications sans fil. Un réseau de capteurs sans fil est un ensemble de nœuds, qui sont généralement de petites tailles, interconnectés à l'aide d'un réseau sans fil. Leur rôle est de récolter l'information et d'assurer sa bonne transmission. Pour cela, ces nœuds doivent être autonomes et fiables. Grâce à ces caractéristiques, les réseaux de capteurs sont apparus dans plusieurs domaines dont le premier est le domaine militaire. Puis, avec les progrès technologiques, les capteurs ont été produits à coût raisonnable ce qui a permis d'étendre leurs applications.

Cependant, les réseaux de capteurs sont assujettis à de nombreuses contraintes qui présentent de vrais enjeux. Par exemple, dans la plupart des applications, les nœuds capteurs sont déployés à grande échelle ce qui implique un grand nombre de nœuds d'où l'intérêt de produire des nœuds à faible coût. D'autres applications nécessitent des nœuds de très petites tailles. Il faut souvent pouvoir garantir une autonomie maximale car les nœuds sont généralement équipés d'une source d'énergie limitée (batteries, piles, etc). Il faut aussi assurer la fiabilité des données récoltées dans des environnements radio présentant des effets de propagations sévères. Les réseaux de capteurs doivent également répondre à des débits variables. En effet, dans les applications traditionnelles, le débit requis est généralement faible mais avec l'intégration de nouvelles applications de types multimédia telle que les réseaux de capteurs d'images ou de vidéos, les débits demandés sont plus élevés. Ces nouvelles exigences nécessitent un surplus de consommation de puissance et de nouveaux compromis entre débit et énergie. Il est à mentionner aussi que la bande passante est toujours limitée d'où la nécessité de bien gérer non seulement les ressources énergétiques mais aussi spectrales.

A cet égard, ces réseaux de capteurs présentent des enjeux importants faisant l'objet d'une activité de recherche intensive. Ces recherches ciblent différents axes à tous les niveaux de la pile protocolaire du réseau de capteurs sans fil comme illustré à la figure 1

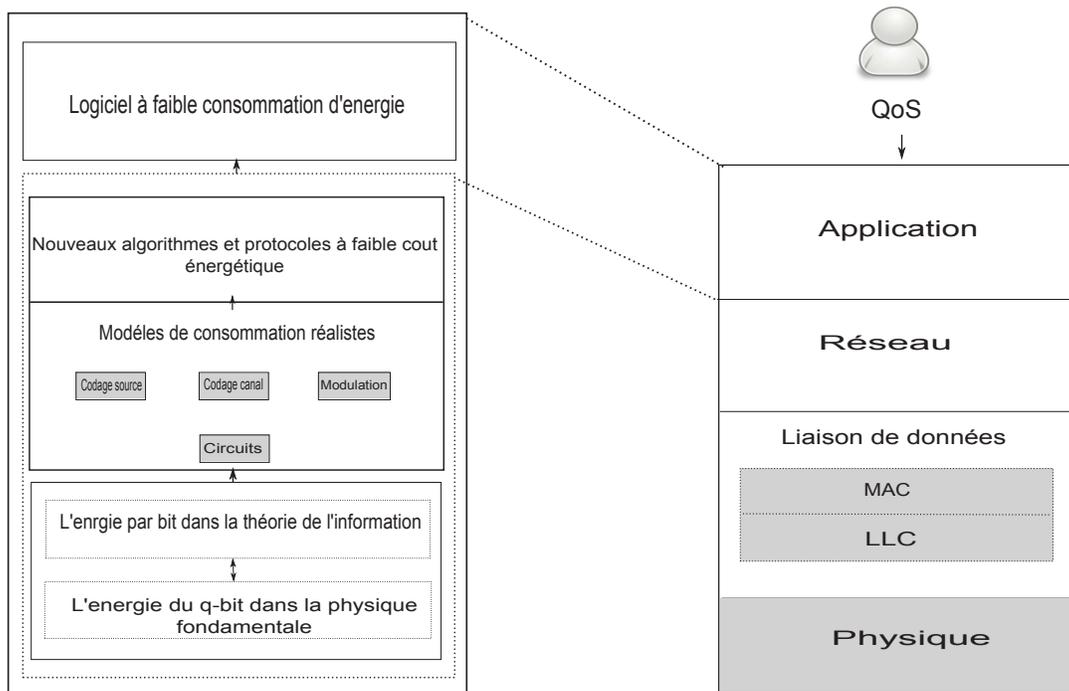


Figure 1: Méthodes de minimisation de l'énergie au niveau du modèle OSI

et en particulier, la gestion efficace des ressources énergétiques et l'optimisation du lien de communication.

Notre travail se concentre sur la couche physique et en particulier sur le lien de communication. L'objectif visé par ce travail de thèse est de contribuer à l'optimisation de la consommation d'énergie afin de pouvoir répondre au enjeux des réseaux de capteurs en particulier en ce qui concerne le débit et la bande passante. En d'autres termes, il s'agit de chercher le meilleur compromis efficacité énergétique et efficacité spectrale. Dans la littérature, plusieurs pistes de recherche sont proposées. Nous nous sommes orientés vers l'optimisation des techniques de transmission au niveau des blocs de la chaîne de communication (modulation et correction d'erreurs). En effet, ayant adopté un modèle de puissance du lien qui comprend un émetteur et un récepteur, nous évaluons le choix optimal du schéma de modulation, du codage de canal et nous examinons aussi l'impact des paramètres de transmission sur l'optimisation de l'énergie.

Le premier objectif est de développer un modèle de puissance générique après avoir étudié l'influence du modèle de puissance sur le critère de l'efficacité énergétique en terme de quantité d'énergie consommée par bit et également sur l'efficacité spectrale qui est le débit transporté par unité de bande passante. Ensuite, nous nous sommes focalisés sur le choix de la modulation qui répond au mieux à nos exigences. Les propriétés et la souplesse de la modulation MQAM en termes d'efficacité spectrale nous a incité à choisir cette modulation pour continuer l'essentiel de nos travaux. Notre deuxième contribution est de proposer le schéma de modulation optimal en terme de minimisation d'énergie ainsi que d'étudier l'impact des paramètres du système sur cette optimisation. Nous nous sommes intéressés ensuite à évaluer le gain énergétique dans les trois canaux de communication (AWGN, Rayleigh, Nakagami). Notre troisième contribution consiste à étudier le com-

promis efficacité spectrale et efficacité énergétique en imposant des contraintes de débit maximal et minimal. Par ailleurs nous nous sommes intéressés aux méthodes de correction d'erreurs où il s'agit de déterminer la meilleure configuration du système de communication avec codage. Enfin, nous nous sommes intéressés au protocole de correction d'erreurs ARQ, il s'agit d'étudier l'effet de ce protocole sur l'optimisation conjointe (énergétique et spectrale) du système. Une des originalités de notre travail est que de façon systématique, nous avons cherché à fournir l'expression analytique des solutions optimales.

Organisation de la thèse

Ce mémoire de thèse est structuré autour de 6 chapitres suivis d'une conclusion générale.

Le *premier chapitre* présente les réseaux de capteurs sans fil. Nous examinons les principaux concepts associés aux RCSFs en mettant l'accent sur les approches possibles d'économie d'énergie dans la chaîne de transmission. Par ailleurs, nous présentons une synthèse sur les métriques caractérisant l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale. Enfin, nous introduisons un premier modèle de puissance d'un lien de communication.

Après avoir montré l'impact du modèle de puissance sur l'évolution de la consommation de l'énergie du système en fonction de l'efficacité spectrale, nous consacrons le *deuxième chapitre* aux modèles de puissances. Nous nous intéressons à des modèles de niveau système. Nous proposons une classification des modèles existant et nous examinons leur impact sur l'énergie consommée en fonction de l'efficacité spectrale du lien de communication en se basant sur la capacité de Shannon. Nous proposons ensuite un modèle de puissance générique et nous en déduisons l'expression analytique de l'efficacité spectrale optimale.

Le *troisième chapitre* est entièrement consacré aux techniques de modulations utilisées dans les réseaux de capteurs sans fil. Nous comparons les principales modulations utilisées (OOK, MFSK, MPSK et MQAM) en termes de consommation d'énergie (en joule par bit) pour différentes efficacités spectrales ou débits requis. L'objectif est de pouvoir choisir la modulation la plus efficace en énergie, en tenant compte de la consommation des circuits.

Le *quatrième chapitre* propose une analyse minutieuse sur l'impact des paramètres du système sur la consommation globale de l'énergie par bit du lien et sur l'efficacité spectrale du système. Nous introduisons tout d'abord les modèles de communication et de puissance qui seront utilisés. Par la suite nous évaluons la consommation de l'énergie par bit pour la modulation MQAM pour différents canaux et pour un taux d'erreur binaire et une taille de paquet fixés. Nous présentons l'influence des paramètres de transmission comme la distance, la durée de transmission et la bande passante sur l'énergie totale consommée et sur l'efficacité spectrale optimale. Nous établissons l'expression analytique de l'efficacité spectrale optimale qui minimise l'énergie totale et nous examinons par la suite le gain énergétique obtenu dans les trois modèles de canaux.

Le *cinquième chapitre* traite du compromis entre l'énergie consommée et l'efficacité

spectrale du système. Nous reformulons le problème de minimisation de l'énergie en introduisant cette fois des contraintes sur le débit. Nous présentons la solution du problème ainsi que l'impact des paramètres du système sur l'optimum obtenu. Par ailleurs, nous envisageons le problème de minimisation de l'énergie en tenant compte cette fois de l'efficacité spectrale du système. Nous présentons une nouvelle approche pour résoudre le problème multi-objectifs en se basant sur des coefficients de pondération. Nous présentons ainsi une solution permettant de réaliser un compromis entre l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique.

Dans le *sixième chapitre* nous abordons les techniques de correction d'erreurs ainsi que leurs impacts sur la consommation d'énergie et aussi sur l'efficacité spectrale. Nous introduisons la technique de codage, associée à la modulation MQAM, que nous allons utiliser. Nous évaluons ainsi l'évolution de l'énergie en fonction de l'efficacité spectrale et l'intérêt énergétique ainsi que spectrale du codage. Nous envisageons aussi le protocole de correction d'erreurs par retransmission (ARQ). Nous évaluons dans ce cas les performances du système en termes d'efficacité énergétique et spectrale.

Chapitre 1

Contexte, définitions et limites fondamentales

1 Introduction

L'efficacité énergétique globale est généralement considérée comme la contrainte la plus forte intervenant dans la conception et l'analyse des réseaux de capteurs sans fil [5]. Cette contrainte spécifique se rajoute aux défis liés à une conception efficace (matérielle et logicielle) en termes de calculs, ressources mémoires et aussi aux exigences de l'application cible. Toutefois, les performances énergétiques d'un réseau de capteurs sont conditionnées par la couche physique. En effet, un signal radio émis est soumis à de nombreux facteurs externes tels que le bruit, les pertes dues à la propagation, les fluctuations aléatoires du niveau reçu (appelées généralement évanouissements ou *fading* en anglais), la dispersion temporelle, les phénomènes de masquage (atténuation due aux obstacles). Dans ces conditions, la transmission fiable d'informations nécessite une puissance transmise et des capacités de traitement importantes ce qui pénalisent la consommation d'énergie des capteurs. Il est donc important de mettre en place des mécanismes d'optimisation énergétique assurant une qualité de service à plus faible coût énergétique.

Dans cet objectif, nous proposerons d'abord de présenter un état de l'art sur les réseaux de capteurs (architecture, pile protocolaire, standards radio. . .) puis nous introduirons les blocs de la chaîne de transmission ainsi que leurs rôles dans l'optimisation énergétique et spectrale. Nous confirmerons l'aspect primordial de l'autonomie puis nous explorerons les différentes solutions permettant la conception de capteurs autonomes et efficaces en énergie. Nous montrerons ensuite qu'il existe différents compromis en liaison avec la conservation de l'énergie et nous retiendrons le compromis entre l'énergie et l'efficacité spectrale. Enfin, après avoir étudié les limites fondamentales en termes d'énergie et d'efficacité spectrale, nous montrerons ensuite qu'une optimisation conjointe énergétique et spectrale est possible. Cette optimisation sera d'ailleurs traitée dans les chapitres suivants.

2 Réseaux de capteurs sans fil à courte portée

Un réseau de capteurs sans fil est constitué par un grand nombre de capteurs (appelés également nœuds) [5]. Ils sont généralement de petites tailles et sont déployés à l'intérieur ou à proximité de certains phénomènes d'intérêt. Leurs capacités d'auto-organisation leurs

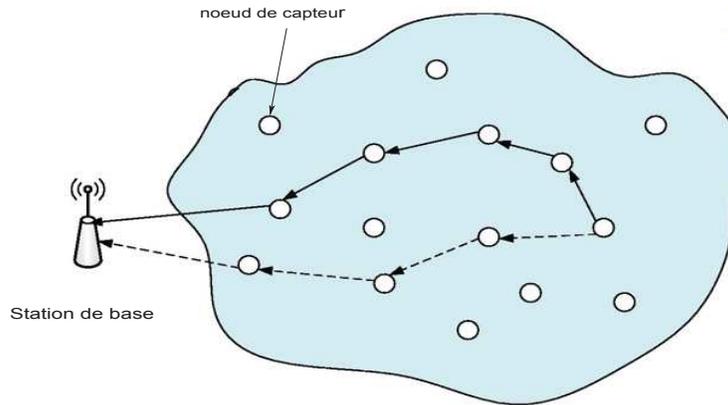


Figure 1.1: Réseau de capteurs sans fil

permettent d'être placés dans des zones irrégulières voire inaccessibles. Dans de nombreux cas d'application, ces capteurs mesurent un phénomène physique et transmettent l'information jusqu'à une station de base ou puits (en anglais *sink*) qui stocke et exploite ces données (cf.figure 1.1). Chaque nœud est équipé d'un circuit radio lui permettant de communiquer avec le reste du réseau. Dans le cas le plus complexe, un nœud peut également servir de relais, constituant ainsi un réseau ad-hoc.

Grâce à ces caractéristiques, les réseaux de capteurs sont utilisés dans plusieurs domaines. On peut citer les bâtiments et les maisons intelligentes, les services à la personne, les services médicaux et de loisirs, les transports et l'aéronautique, l'environnement, la logistique, les procédés industriels et l'usine intelligente [6, 7, 8].

En fonction de l'application visée, les contraintes de conception liées aux dimensions physiques des nœuds, au coût et à l'alimentation électrique, peuvent varier de façon importante. Par conséquent, les solutions adoptées pour la conception des nœuds et de tout le réseau peuvent varier en fonction de ces caractéristiques à savoir :

Durée de vie importante C'est un point essentiel pour les réseaux de capteurs lorsqu'ils sont alimentés par des sources d'énergie limitées (piles, batteries). Le remplacement des piles ou le rechargement des batteries peut être coûteux en maintenance voir impossible. Il est donc fortement recommandé de maximiser la durée de vie des nœuds. Ceci peut être obtenu avec des sources d'énergie de forte capacité, de la récupération d'énergie de l'environnement (solaire, vibratoire, thermique, etc.) ou en minimisant la consommation électrique. L'optimisation de la consommation peut être effectuée à tous les niveaux d'un réseau de capteurs (nœud, transmetteur, protocole, routage etc.).

En outre des caractéristiques telles que la facilité de mise en place, le faible coût, la longue portée, la couverture géographique, etc, les réseaux de capteurs possèdent les caractéristiques suivantes :

Auto-configuration Les nœuds peuvent être très nombreux et répartis de façon aléatoire sur la zone de déploiement. Dans ces conditions une configuration manuelle des nœuds est difficile. Il est donc attendu que les nœuds s'auto-organisent sous la forme de réseaux ad-hoc ;

Scalabilité En cas de perte de nœud (problème énergétique ou autre) ou ajout d'un

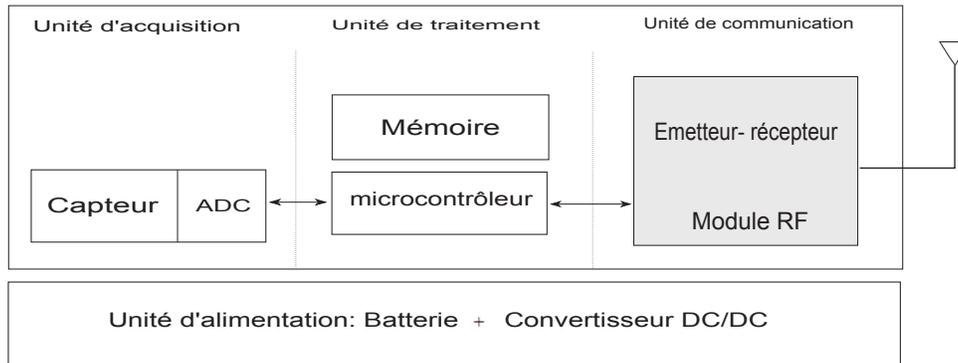


Figure 1.2: Anatomie d'un nœud capteur

Actif	3 mW
Idle	98 μ W
Veille	15 μ W

Table 1.1: Gestion dynamique de puissance (MSP 430)

nouveau nœud, le réseau doit être capable de s'adapter aux changements.

3 Architecture matérielle d'un capteur

Un nœud capteur permet de mesurer des phénomènes physiques mais également de communiquer avec d'autres nœuds via une interface radio. Cette fonction repose sur une architecture matérielle composée de plusieurs blocs fonctionnels (cf. figure 1.2) [7]. Une unité d'alimentation permet d'assurer le fonctionnement autonome du nœud (généralement une batterie accompagnée d'un convertisseur continu-continu DC/DC).

Un convertisseur analogique numérique (ADC) permet de convertir les données analogiques mesurées en données numériques exploitables par l'unité de traitement. Cette unité constitue la partie logicielle du capteur. Elle est formée par un contrôleur et une mémoire pour le stockage des données. Enfin le module radio permet de véhiculer les informations acquises par le capteur vers un autre nœud ou vers la station de base. Généralement, la partie numérique (microcontrôleur) et radio consomment une part très importante de l'énergie.

3.1 Microcontrôleur

Le microcontrôleur du nœud joue un rôle central. Il gère la partie acquisition et radio. Il permet ainsi de mettre en œuvre notamment les protocoles de communication. Après avoir traité les données, il décide quand et à qui les transmettre. Il traite aussi les données issues des autres nœuds et il met en œuvre les protocoles MAC (*Medium Access Control*). Cette fonction nécessite des microcontrôleurs à faible consommation, capables d'adapter leurs modes de fonctionnement aux différentes tâches à réaliser. A titre d'illustration, le tableau 1.1 montre la puissance consommée par le microcontrôleur MSP 430 [9], dans différents modes de fonctionnement.

Mode	Consommation
émission	8,5–17,4 mA
réception	18,8 mA
idle	426 μ A
veille	20 μ A

Table 1.2: Consommation en courant (CC2420)

3.2 Module RF

L'efficacité énergétique du module RF dépend de la couche physique implémentée. Ainsi, ses performances dépendent de la bande utilisée, de la puissance d'émission, de la distance de transmission, de la présence ou non de codes correcteurs d'erreurs et du type de la modulation. Ce bloc consomme beaucoup d'énergie pour assurer ces fonctions.

Parmi les dispositifs radios les plus connus, on peut citer le module CC2420 qui implémente la norme IEEE.15.4. La consommation de ce module est décrite dans le tableau 1.2 et dépend de différents modes d'opération. Ces modes sont :

- le mode émission où le nœud transmet des données,
- le mode réception où le nœud reçoit des données,
- le mode idle, le nœud passe en mode consommation réduite où ses fonctions sont limitées,
- le mode veille (*standby*) pendant lequel le nœud est inactif. Après un temps prédéfini, il passe en mode *idle*.

En moyenne, le bloc radio consomme environ 60 mW, soit 20 mA sous 3V [10]. Il consomme 3 à 4 fois plus qu'un microcontrôleur. Toutefois, le microcontrôleur fonctionne généralement plus longtemps pour le traitement des données reçues (décodage, algorithme des protocoles réseaux) que le bloc radio.

4 Pile protocolaire et standards

Le protocole de communication est formé de quatre couches définissant le modèle OSI (*Open Systems Interconnection*) propre aux réseaux de capteurs (cf. figure 1.3). Dans cette pile, la couche réseau utilise les protocoles de routage pour acheminer l'information entre les nœuds. La couche liaison de données est formée de deux sous couches MAC et LLC (*Logical Link Control*). La sous couche MAC permet de mettre en œuvre des mécanismes pour l'accès des nœuds au canal de communication. La sous couche LLC permet de détecter et corriger les erreurs. La couche physique a pour fonction d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation via des techniques de traitement de signal liées aux modulations, précodage, etc.

Les réseaux de capteurs opèrent généralement dans les fréquences ISM (*Industrial Scientific and Medical*) ne nécessitant pas de licence. Les principaux standards de communication à faible portée sont définis dans le tableau 1.3 [11]. Du point de vue de la consommation énergétique, les standards Bluetooth et Zigbee semblent les mieux appropriés aux réseaux de capteurs car ils sont conçus pour des produits portables, à source d'énergie limitée et à très faible portée (au maximum 10 m). Alors que l'UWB cible de



Figure 1.3: Pile protocolaire pour les réseaux de capteurs sans fil

Standard	Bluetooth	ZigBee	UWB	WIFI
Spécification	802.15.1	802.15.4	802.15.3a	802.11a/b/g
Portée	10 m	10–100 m	10 m	100 m
Débit max	1 Mbit/s	250 kbit/s	110 Mbit/s	54 Mbit/s
Puissance d'émission	0–10 dBm	[−25; 0] dBm	−41, 3 dBm/MHz	15–20 dBm
Largeur de bande	1 MHz	0, 3–0, 6 MHz	0, 5–7, 5 GHz	2 MHz

Table 1.3: Caractéristiques principales des protocoles de communication à faible distance

très fort débits à faible portée, le WIFI est adapté aux systèmes à temps de connexion plus longs et à des dispositifs ayant accès à une source d'énergie plus importante.

5 Chaîne de transmission

La chaîne de transmission numérique (cf. figure 1.4) est constituée des blocs fonctionnels à l'émission (codeur source, codeur canal, modulateur) ainsi qu'à la réception où il s'agit du traitement inverse. Une adaptation du signal radio au milieu de propagation peut améliorer la qualité de transmission en diminuant le nombre d'erreurs à la réception.

Comme il s'agit de la partie la plus gourmande en énergie, il est important de chercher des solutions afin de l'optimiser. La première approche consiste à chercher des techniques de transmissions efficaces mises en œuvre dans la couche physique.

Perte de propagation La propagation de l'onde entre l'émetteur et le récepteur est la source principale de perte énergétique. Lorsque l'atténuation d'espace est importante, la puissance émise doit être suffisamment grande pour que l'énergie par bit reçue en réception permette la récupération de l'information avec la qualité de service demandée par l'application.

La propagation en espace libre est un modèle idéal dans lequel la propagation de

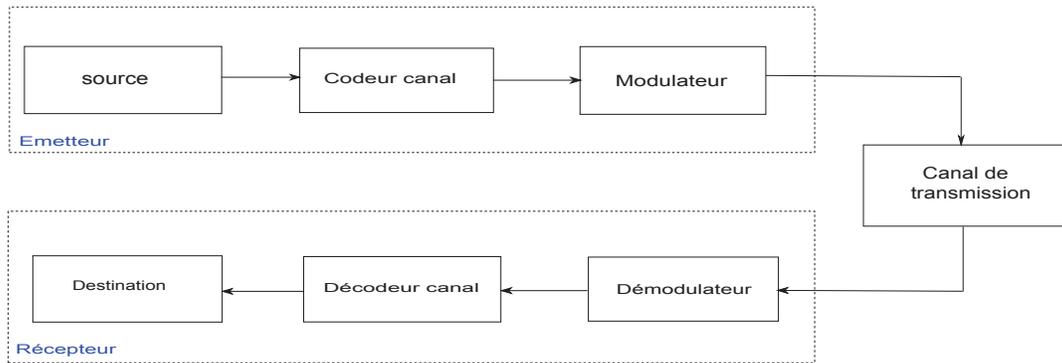


Figure 1.4: Synoptique simplifié d'une chaîne de transmission numérique

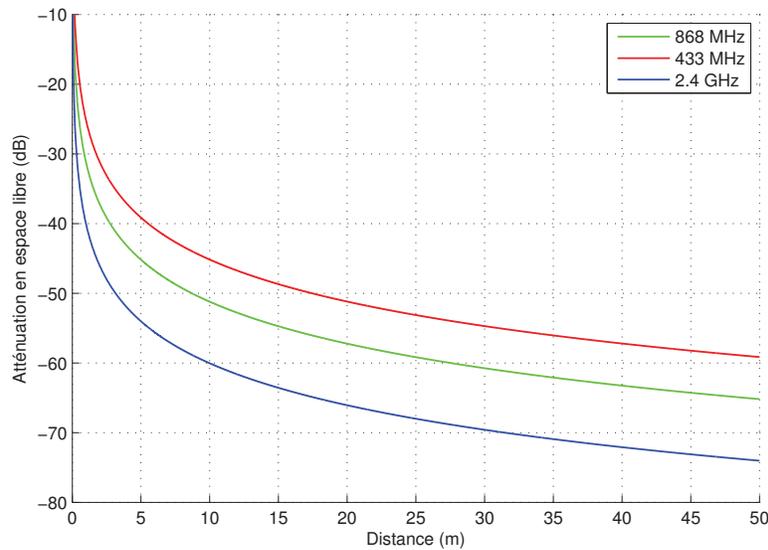


Figure 1.5: Atténuation du canal en fonction de la distance et de la fréquence

l'onde n'est perturbée par aucun obstacle. La puissance reçue P_r au niveau du récepteur suit alors la loi donnée par la formule de Friis [12] :

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (1.1)$$

P_t représente la puissance émise, G_t et G_r les gains d'antennes à l'émission et à la réception, d la distance de transmission, λ la longueur d'onde.

Dans ce modèle, le niveau de puissance reçue dépend fortement de la distance mais aussi de la fréquence de transmission f (cf.figure 1.5).

6 Efficacité énergétique et efficacité spectrale

Dans cette partie nous commençons par présenter les différentes métriques caractérisant l'efficacité d'un système de communication. Nous explorons ensuite les besoins

énergétiques pour les communications sans fil du point de vue théorique. Pour définir la consommation énergétique, nous adoptons la notion d'énergie par bit transmis au lieu de la puissance moyenne consommée car elle représente mieux l'efficacité énergétique des dispositifs devant transmettre des données.

Nous commençons par présenter la limite fondamentale de l'énergie minimale donnée par le théorème de la capacité de Shannon. En se basant sur cette limite nous déduisons les métriques fondamentales pour évaluer l'efficacité énergétique ainsi que pour évaluer l'efficacité spectrale. Différents compromis apparaissent dans le cas pratique où la limite de Shannon ne suffit pas pour déterminer le point de fonctionnement optimal du système. Nous présenterons à la fin de cette section ces aspects et nous finirons par des perspectives.

6.1 Métriques fondamentales

L'efficacité d'un système de communication était traditionnellement mesurée par l'efficacité spectrale exprimée en bit/s/Hz, qui est directement liée à la capacité du canal en bit/s. Cette métrique indique l'efficacité d'utilisation de la ressource spectrale. Mais elle ne fournit aucune indication sur l'efficacité énergétique.

Pour évaluer cette dernière efficacité, il est nécessaire de considérer une métrique qui peut être définie de plusieurs façons. Optimiser la consommation énergétique tout en maximisant le débit d'information est réalisé à travers un compromis entre l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale. Ces deux métriques sont présentées ci-dessous.

Efficacité énergétique (EE) Selon l'objectif du système, l'EE peut être définie de différentes manières. Dans [13], elle est introduite comme étant l'énergie en bit par joule (bit/J) notée η_{ee} , et elle est définie comme le rapport de la capacité sur la puissance du signal qui représente un cas particulier de la capacité par unité de coût [14]. Dans le cas des systèmes à énergie limitée, elle peut être interprétée aussi comme le maximum de bits qui peuvent être transmis par le réseau divisé par l'énergie (en Joule) utilisée pour transmettre ces bits [15]. D'autres métriques sont largement utilisées dans la littérature comme l'énergie par bit, notée E_b en J/bit [16]. Ou encore la métrique la plus connue qui est le rapport de l'énergie par bit sur la densité spectrale de puissance du bruit $\frac{E_b}{N_0}$ [13, 17, 18].

Soit R le débit du réseau en bit/s et P la puissance du signal. L'efficacité énergétique η_{ee} et l'énergie par bit sont exprimées par

$$\eta_{ee} = \frac{R}{P} \quad (\text{bit/J}) \quad (1.2)$$

$$E_b = \frac{P}{R} \quad (\text{J/bit}) \quad (1.3)$$

Efficacité spectrale (SE) Ce critère renseigne sur l'efficacité d'utilisation de la bande passante et il est exprimé par le rapport entre le débit du réseau R et la bande passante du signal :

$$\theta = \frac{R}{B} \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (1.4)$$

L'efficacité spectrale s'exprime en bit/s/Hz.

Le théorème de Shannon établit la limite supérieure C du débit R dans un canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN). C'est la capacité de Shannon [19] :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) = B \log_2 \left(1 + \frac{E_b R}{N_0 B} \right) \quad (\text{bit/s}) \quad (1.5)$$

où B la bande passante du signal transmis, $N_0 = KT$ la densité spectrale de puissance du bruit, avec $K = 1.38065 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$ la constante de Boltzmann et $T = 300 \text{ K}$, la température du milieu en Kelvin.

Les métriques EE et SE peuvent être exprimées à l'aide de la formule de Shannon lorsque le débit de la source est égal à la capacité :

$$\eta_{\text{ec}} = \frac{B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right)}{P} \quad (\text{bit/J}) \quad (1.6)$$

$$E_b = \frac{P}{B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right)} \quad (\text{J/bit}) \quad (1.7)$$

$$\theta = \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (1.8)$$

L'efficacité spectrale est maximale lorsque $R = C$. L'énergie par bit minimale détectable par le récepteur [20] est obtenue lorsque la bande passante B tend vers l'infini :

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\min} = \ln(2) = -1.6 \text{ dB} \iff (E_b)_{\min} = N_0 \ln(2) = 3 \cdot 10^{-21} \text{ J/bit} \quad (1.9)$$

Ce résultat montre qu'une transmission sans erreurs peut être réalisée tant que la puissance du bruit ne dépasse pas de 1,6 dB l'énergie par bit du signal. Dans un canal bruité, l'énergie minimale détectable à la réception est $3 \cdot 10^{-21} \text{ J/bit}$. Le théorème de Shannon ne précise pas le schéma de modulation et de codage permettant d'atteindre cette limite. Toutes les modulations doivent fonctionner avec un $\frac{E_b}{N_0}$ plus élevé que la limite fournie par la capacité de Shannon.

Efficacité de déploiement (DE) Elle est définie comme le rapport entre le nombre de bit transmis et le coût de déploiement du réseau [21]. Elle s'exprime en bit/€. C'est un critère très important lorsque l'infrastructure réseau est très coûteuse (cas des réseaux cellulaires). Si "coût" est le coût total d'un système de communication, DE est exprimée par :

$$\eta_{\text{de}} = \frac{B}{\text{coût}} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (\text{bit/€}) \quad (1.10)$$

6.2 Limites et compromis

Pour tout système de communication sans fil, le compromis entre la minimisation de l'énergie (ou la maximisation de l'efficacité énergétique) et la qualité de service souhaitée est lié aux performances du système. Des travaux de recherche récents [21, 22] ont réussi à établir 4 axes principaux dans le cadre des communications vertes ou *écoradio*. Ces compromis, illustrés sur la figure 1.6, représentent des indicateurs clés pour déterminer le compromis entre les performances (débit, délai...) et le coût énergétique.

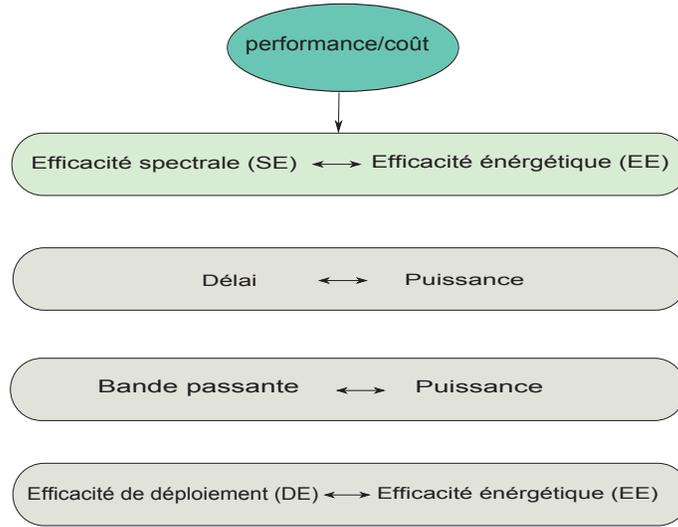


Figure 1.6: Compromis fondamentaux dans les communications vertes

EE-SE Pour une bande passante donnée, comment réaliser le compromis entre le débit à atteindre et l'énergie consommée par le système ? Du point de vue théorique, la relation de Shannon établit le compromis entre l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale pour une transmission point à point. Cette relation est exprimée par :

$$\eta_{ee} = \frac{\theta}{(2^\theta - 1) N_0} \quad (1.11)$$

Les limites de l'efficacité énergétique sont exprimées par [23] :

$$\eta_{ee} \longrightarrow \begin{cases} 1/(N_0 \ln 2) & \theta \longrightarrow 0 \\ 0 & \theta \longrightarrow \infty \end{cases} \quad (1.12)$$

Pour ce modèle théorique de compromis EE-SE, comme illustré sur la figure 1.7, une EE minimale est garantie dans le cas où SE est élevée. Dans le cas où SE est faible, l'EE tend vers zéro. À travers ce modèle théorique, la dépendance de l'efficacité énergétique en fonction de l'efficacité spectrale est monotone. Une bonne efficacité énergétique dans ce cas est obtenue au prix d'une bande passante infinie et donne une efficacité spectrale faible. Tenant compte des conditions réelles d'un système de communication, cette relation n'est plus monotone [24, 25]. Pour un système de communication l'EE dépend aussi de la distance, de la fréquence porteuse, des interférences, du fading et elle doit inclure la non linéarité de l'amplificateur et la consommation des autres circuits RF.

B-P-DL Pour un débit donné, comment trouver le compromis entre la bande passante utilisée (B) et la puissance (P) nécessaire pour la transmission ? La bande passante et la puissance représentent des ressources limitées. L'équation de Shannon exprime cette relation pour un débit donné :

$$P = BN_0 \left(2^{\frac{R}{B}} - 1 \right) \quad (1.13)$$

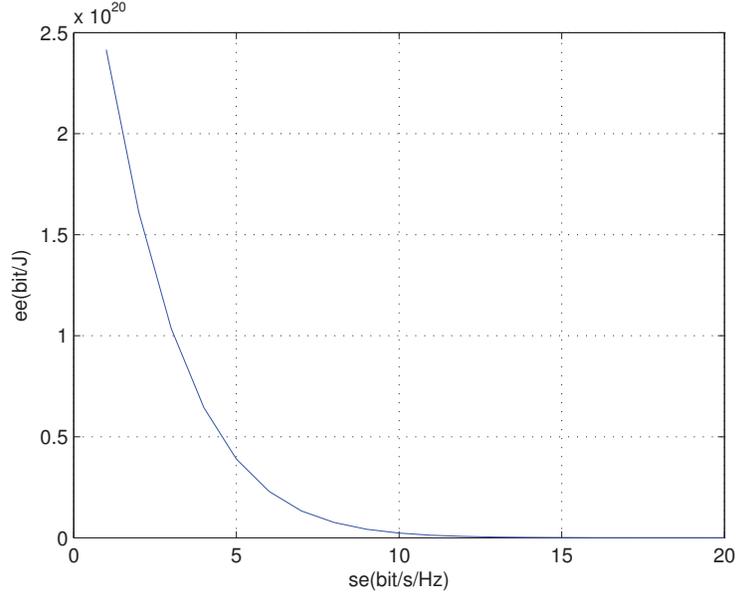


Figure 1.7: η_{ee} vs θ

Cette expression montre que la puissance du signal diminue lorsque la bande passante augmente. La puissance minimale nécessaire tend vers $N_0 R \ln 2$. On peut en déduire que, pour un débit donné, il est préférable d'augmenter la bande de signal pour réduire la puissance et donc améliorer l'efficacité énergétique. En pratique, la relation B-P n'est pas monotone. En effet, la consommation de certains circuits peut augmenter avec la bande passante comme c'est le cas pour les filtres [22]. Dans ce cas l'utilisation de la bande passante totale n'est pas la plus efficace en énergie.

Du point de vue de la durée de transmission d'un bit (DL) exprimé par $t_b = \frac{1}{R}$, la relation qui lie le temps de transmission d'un bit à la puissance de transmission associée est l'énergie par bit :

$$E_b = P \cdot t_b = t_b B N_0 \left(2^{\frac{1}{t_b B}} - 1 \right) \quad (1.14)$$

L'énergie par bit décroît avec le temps de transmission. Notons aussi que $\frac{1}{t_b B} = \frac{R}{B}$ peut être interprété comme le niveau de modulation pour un système sans codage. Ainsi la puissance de transmission diminue lorsque le niveau de modulation diminue.

Ainsi les équations (1.13) et (1.14) montrent que la puissance de transmission peut être réduite en étendant la bande passante ou en prolongeant la durée de transmission.

En se plaçant dans un scénario réel, les relations B-P-DL ne suivent pas les formules simples de Shannon. D'une part, pour un système réel la capacité de Shannon n'est pas atteinte à cause des contraintes pratiques dans l'implémentation de la modulation, des schémas de codage, etc. D'autre part, la puissance consommée par les circuits peut changer ces compromis EE-SE et B-P-DL. En effet, la puissance totale consommée n'est pas égale à la puissance transmise uniquement mais elle doit inclure la puissance consommée par les circuits à savoir traitement en bande de base, circuit RF, etc.

7 Efficacité énergétique des modulations

Le schéma de modulation utilisé dans la couche physique est sans doute déterminant pour l'optimisation à la fois énergétique et spectrale du système.

7.1 Définition des modulations M-aires

Une modulation M-aire, où $M = 2^b$ est la taille de constellation, permet d'associer un état ou un symbole à un bloc de b bits. La période symbole est $t_s = b \cdot t_b$, le débit binaire est exprimé par $R = \frac{1}{t_b}$, la rapidité de modulation est définie par $R_m = \frac{1}{t_s} = \frac{R}{\log_2 M}$.

Pour une modulation M-aire, l'efficacité spectrale est égale à

$$\eta_M = \frac{\log_2 M}{t_s \cdot B} \quad (1.15)$$

Si la bande est proportionnelle au débit symbole, l'efficacité spectrale devient

$$\eta_M \simeq \log_2 M \quad (1.16)$$

Elle augmente donc avec M .

7.2 Performance des modulations

Le choix d'une modulation M-aire, résulte d'un compromis entre l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique. En outre, le choix du type de modulation dépend des limites du système en termes de bande passante, de débit ou d'énergie, de la complexité du modulateur.

Dans un contexte de réseau de capteurs la ressource critique est l'énergie. Les débits sont souvent assez faibles tandis que la bande est définie par les canaux disponibles. On peut donc considérer que le critère d'efficacité spectrale n'est pas primordiale mais variable selon l'application. Par conséquent, le choix le plus raisonnable est de choisir une modulation nécessitant un rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0}$ le plus faible possible. Selon l'application envisagée (débit, portée,...), sacrifier l'efficacité spectrale en gagnant sur l'efficacité énergétique ou l'inverse mais en sacrifiant peu d'énergie est possible [26].

Théoriquement, la modulation nécessitant la plus faible énergie est la M-FSK (sous forme de modulation orthogonale) lorsque M tend vers l'infini. En pratique cette approche n'est pas opérationnelle car en augmentant M , la bande occupée et la complexité du système augmentent fortement.

Les modulations à faible consommation d'énergie et faible complexité (2-FSK, OOK, 2,4-PSK) sont alors typiquement privilégiées. Ainsi, il est nécessaire de faire les compromis suivants :

- Les modulation M-aires nécessitent des capacités de calcul additionnelles ;
- L'augmentation du niveau de modulation entraîne une augmentation du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour atteindre le même taux d'erreur binaire (TEB). Par conséquent, une augmentation de la puissance d'émission est nécessaire ce qui fait augmenter la consommation globale ;

Dans [27], le modèle de consommation de l'émetteur inclut la puissance de démarrage (durant lequel on suppose que seul le synthétiseur est actif) et la puissance durant la transmission proprement dite (synthétiseur de fréquence, modulateur et amplificateur). Il est montré alors que pour les paquets de petite taille, les modulations binaires sont plus efficaces que les M-aires car la puissance de démarrage est dominante. Il est également montré que plus le temps de démarrage décroît plus les modulations M-aires donnent de bonnes performances énergétiques.

Même avec un démodulateur optimal, les modulations à faible énergie (2-FSK, OOK, 2/4-PSK) nécessitent encore plus de $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\min}$ que la limite donnée par Shannon pour un TEB de 10^{-5} . L'expression de la capacité de Shannon montre qu'un gain au niveau de la consommation d'énergie implique une réduction de l'efficacité spectrale. Dans ce cas les codes correcteurs d'erreurs (CCEs), tels que Hamming, Reed-Solomon et les turbo-codes peuvent réduire $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\min}$ significativement, ce qui se traduit par un gain en codage. Il faut cependant prendre en compte la puissance de calcul additionnelle due au décodage. Une autre modulation qui paraît plus intéressante si nous cherchons à augmenter l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique est la modulation MQAM (Quadrature Amplitude Modulation). Si nous supposons que la bande occupée par le signal est $B \simeq 1/t_s$ à travers l'équation (1.16), $\eta_M \simeq \log_2 M$. Dans ce cas nous avons tracé l'énergie consommée pour recevoir un bit en fonction de l'efficacité spectrale comme illustré par la figure 1.8. Nous remarquons alors que l'augmentation du nombre de bit par symbole b ($M = 2^b$) permet d'augmenter l'efficacité spectrale de la modulation mais au détriment de l'énergie requise par le système. Ainsi la MQAM est une modulation intéressante si on veut augmenter le débit du système pour une bande donnée mais il faut aussi faire un compromis pour ne pas consommer beaucoup d'énergie. Ceci étant contraire à la modulation orthogonale MFSK où la diminution de l'énergie se fait au détriment de l'efficacité spectrale.

8 Efficacité énergétique dans la couche liaison de données

La fonction de la couche liaison est assurée par deux sous-couche : MAC et LLC.

Couche LLC Elle permet d'assurer la fiabilité du lien à travers la détection et le contrôle d'erreurs. Elle met en œuvre deux mécanismes de contrôle d'erreur typiquement FEC (*Forward error correction*) et ARQ (*Automatic Repeat reQuest*). Le FEC emploie un code correcteur d'erreurs permettant la détection et la correction d'éventuelles erreurs mais l'ARQ permet uniquement la détection d'erreurs par le récepteur et par la suite la retransmission du paquet erroné. Les erreurs de lien peuvent être réduites en augmentant la redondance du code (FEC) ou le nombre de retransmissions (ARQ). Mais, l'augmentation de la redondance des codes réduit la bande passante disponible du canal et la retransmission augmente le délai de bout en bout et aussi l'énergie consommée d'où l'intérêt d'utiliser des paquets courts pour économiser de l'énergie. Ainsi, Il existe un compromis entre l'emploi de la retransmission avec ARQ et des paquets plus longs suite à l'ajout de la redondance avec FEC [28]. Ces mécanismes doivent être utilisés efficacement pour conserver la puissance et assurer la fiabilité des données avec un délai acceptable.

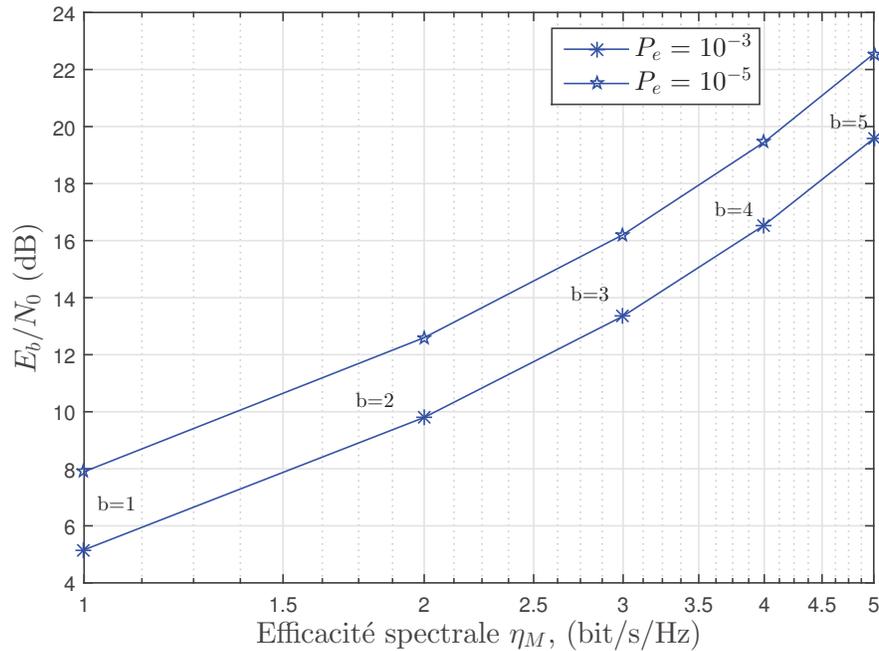


Figure 1.8: Efficacité spectrale contre efficacité énergétique des modulations M-aires

Couche MAC Cette couche a un impact considérable sur la consommation énergétique, dû à la mise en œuvre des stratégies de mise en veille et d'allocation du canal. Les principales sources de dépense d'énergie à minimiser par la couche MAC sont :

- L'écoute passive qui présente l'état du nœud lorsqu'il est en attente de réception. Avec une allocation statique du canal, cet état est mieux géré ;
- Les collisions qui apparaissent au moment où deux nœuds décident de transmettre simultanément. Dans ce cas, ces nœuds sont obligés de retransmettre leurs données ce qui dissipe de l'énergie. Les protocoles MAC basés sur l'allocation dynamique sont susceptibles de rencontrer ce phénomène alors qu'il est absent dans les protocoles à allocation statique ;
- Le sur-coût d'écoute qui est susceptible d'intervenir dans le cas où le nœud reçoit des paquets qui ne lui sont pas destinés (cas multi-saut) ou redondants (cas broadcast).

9 Conclusion

Ce chapitre présente un état de l'art de la consommation énergétique des capteurs. Nous nous sommes intéressés particulièrement à la couche physique et à la couche MAC. Tout d'abord, l'analyse de la consommation énergétique au niveau de l'architecture matérielle d'un capteur a mis en évidence l'importance de minimiser la consommation de la partie radio. Cette approche nous conduit à étudier les différents facteurs de consommation (modulation, codage et distance de transmission) et d'analyser brièvement leurs impacts sur la consommation globale.

Tenant compte des différents éléments de la chaîne de transmission (codage, modulation...), le compromis entre l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale est intéressant à étudier.

L'équilibre entre les deux critères est crucial pour garantir de bonnes performances en termes de débit et d'efficacité énergétique notamment pour les réseaux de capteurs. Tenir compte de la modulation, de la stratégie de correction d'erreurs ainsi que des contraintes du système de transmission dans le modèle décrivant la consommation énergétique du système est essentiel pour évaluer l'efficacité énergétique et spectrale.

Pour évaluer notamment la consommation des circuits, il est nécessaire de disposer de modèles. De nombreux modèles ont été proposés dans la littérature. Le chapitre suivant en dresse un état de l'art et nous proposerons aussi un modèle générique.

Chapitre 2

Modélisation de la consommation énergétique pour l'optimisation des techniques de transmission

1 Introduction

Dans un réseau de capteurs, comme pour tout système de communication, l'efficacité énergétique peut être optimisée à tous les niveaux de la pile protocolaire. Nous nous intéressons aux couches les plus basses et notamment à la couche physique. Pour optimiser l'énergie, il faut donc disposer de modèles réalistes de la consommation de puissance au niveau du nœud. La consommation dépend de l'architecture matérielle utilisée (micro-contrôleurs, processeurs de traitement du signal, circuits numériques pour les traitements en bande de base, circuits radio. . .) mais également du schéma de conception radio adopté, comprenant le codage de source et la protection de l'information contre les éventuelles perturbations du canal de propagation. Un modèle de consommation complet doit prendre en compte l'ensemble de ces aspects. En outre, il doit être paramétrable selon le débit, la modulation et les codes utilisés afin de permettre l'optimisation de ces paramètres.

Dans cette optique, nous présentons dans un premier temps, des généralités sur les modèles de puissance en soulignant la nécessité de prendre en compte la consommation des circuits. Ensuite, nous décrivons les principales sources de consommation dans les dispositifs de communications sans fil. Pour illustrer l'effet de la consommation des circuits sur l'efficacité spectrale optimale, nous développons dans la seconde partie une étude basée sur la capacité de Shannon avec un modèle de puissance simple. De nombreux modèles de consommation ont été proposés dans la littérature portant sur l'optimisation énergétique des systèmes de communication. Nous en dressons un panorama et une classification. Enfin, nous proposons un modèle de consommation générique permettant de présenter un grand nombre de modèles proposés.

2 Modèles de puissance

La plupart des travaux dans la littérature se concentrent sur la minimisation de l'énergie de transmission (ou énergie émise), ce qui est adapté aux liaisons sans fil traditionnelles

où les distances de transmission sont relativement importantes, généralement supérieure à 100 m [29]. Il faut cependant noter que dans de nombreux réseaux tels que les réseaux de capteurs, les nœuds sont très proches les uns des autres : la distance moyenne entre les nœuds est généralement inférieure à 10 m [30]. Dans ce cas l'énergie consommée par les circuits pour transmettre le signal devient comparable où même domine l'énergie émise [31]. Par exemple, dans un réseau de capteurs sans fil basé sur la norme IEEE 802.11.4 (Zigbee [30]), la puissance d'émission est en générale de l'ordre de 1 mW pour une distance de transmission de 10 m, tandis que la consommation de circuit du bloc RF est de l'ordre de 50 mW [32]. Ainsi, afin de trouver un schéma de transmission efficace, la consommation globale d'énergie doit prendre en compte à la fois l'énergie de transmission et celle des circuits.

La figure 2.1 décrit la démarche globale pour l'optimisation de la modulation ou du code correcteur d'erreur. L'énergie totale consommée est estimée en fonction des paramètres du système en entrée du modèle. Nous pouvons ainsi déterminer un schéma optimal de modulation et de codage pour la chaîne de transmission.

Bien que la consommation globale soit souvent dominée par l'amplificateur de puissance, il est important de tenir compte de la consommation des autres circuits électroniques. Selon l'état de fonctionnement du nœud, ces éléments électroniques représentent une part de consommation non négligeable surtout pour des transmissions à faible portée. Ainsi, plusieurs modèles ont été développés. On s'intéresse dans notre étude aux modèles systèmes qui représentent essentiellement la couche physique. De manière générale, les sources fondamentales de dissipation de l'énergie dans un système de transmission sont les circuits réalisant le traitement numérique (bande de base et codage) et les circuits analogiques traitant le signal radio-fréquence (RF).

2.1 Énergie et traitement numérique

L'énergie par bit consommée dans les circuits numériques du nœud est définie comme l'énergie nécessaire pour traiter un bit d'information. Ce traitement peut être relatif à un algorithme de filtrage, une modulation numérique ou à un codage/décodage de canal.

L'énergie consommée par bit E_{num} s'exprime sous la forme de la somme de l'énergie de commutation et de l'énergie de fuite [33] :

$$E_{num}(V_{dd}, C_{bit}, T_{bit}) = C_{bit}V_{dd}^2 + \left(V_{dd}I_010^{\frac{-V_{th}}{s}} \right) T_{bit} \quad (2.1)$$

où V_{dd} est la tension d'alimentation, C_{bit} est un facteur de consommation par bit traité et T_{bit} est le temps de calcul requis par bit. Ces deux paramètres dépendent de l'implémentation matérielle et de l'opération à traiter. Le courant de fuite est modélisé par I_0 et s qui dépendent de la technologie utilisée et V_{th} est la tension seuil du transistor. Par exemple, pour un processeur *StrongARM* SA-110, l'énergie de fuite représente 10% de l'énergie dissipée.

La réduction de l'énergie consommée pour le traitement numérique du signal peut être réalisée de deux façons :

- En faisant varier V_{dd} à travers une diminution *dynamique* de la tension d'alimentation afin de réduire l'énergie de commutation ;
- En réduisant la quantité de calcul par bit C_{bit} en optimisant l'algorithme implémenté. Par exemple, dans un décodeur de Viterbi, le calcul varie exponentiellement avec

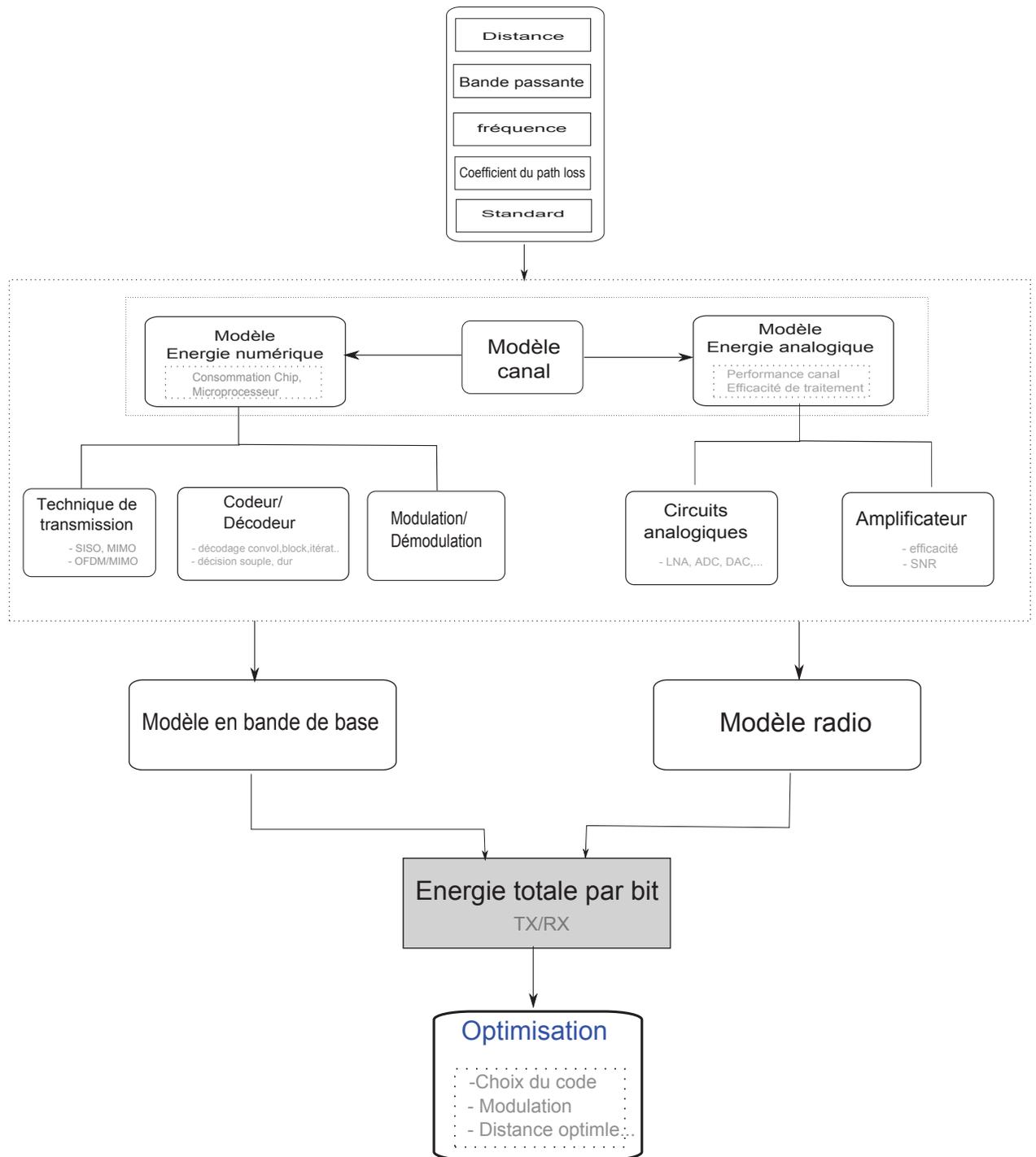


Figure 2.1: Organigramme fonctionnel d'une démarche d'optimisation énergétique d'un système de transmission

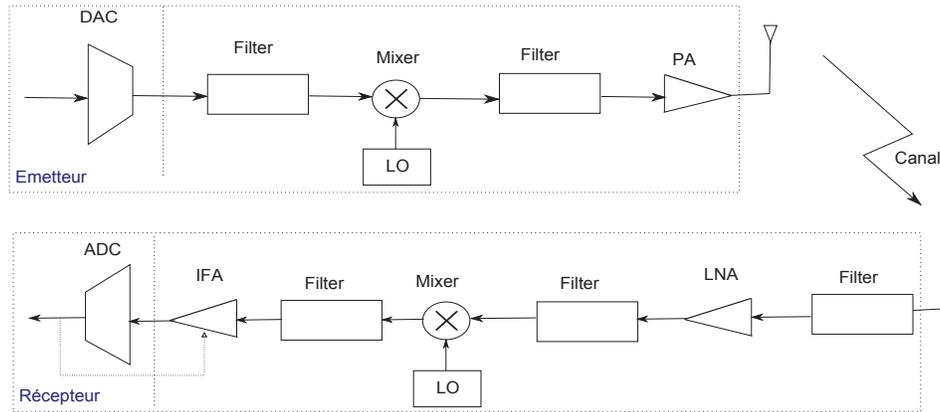


Figure 2.2: Modèle de *front-end* analogique

la longueur de contrainte du code convolutif. On pourra donc être amené à réaliser un compromis entre la complexité des calculs (et donc la consommation) et les performances de la liaison.

Des approches plus complexes sont également envisageables comme l'utilisation du calcul distribué. Par exemple dans [33], une collaboration entre les nœuds du réseau pour le calcul de la FFT et d'autres opérations numériques permettent de gagner 44% de l'énergie dissipée.

2.2 Énergie et traitement radio-fréquence

Pour modéliser la consommation liée au traitement analogique du signal radio-fréquence, un modèle de *front-end* analogique est largement utilisé dans de nombreux travaux. Ce *front-end* est basé sur une architecture à faible fréquence intermédiaire [12]. Cette architecture est composée des blocs fonctionnels représentés sur la figure 2.2.

Le principe de cette architecture consiste à transposer le signal RF à une fréquence intermédiaire très faible de l'ordre de deux ou trois fois la largeur de la bande utile [34, 35]. En émission, le convertisseur numérique analogique (DAC) convertit le signal numérique en signal analogique. Ce dernier est ensuite transposé à la fréquence de transmission par un mélangeur de fréquence puis filtré et amplifié par l'amplificateur de puissance (PA). A la réception le signal reçu provenant de l'antenne est amplifié par un amplificateur faible bruit (LNA). Ensuite, un mélangeur réalise une transposition du signal RF à une fréquence intermédiaire très faible.

Certains éléments de cette architecture (amplificateurs faible bruit, oscillateurs, mélangeurs) ont une consommation qui ne dépend pas ou peu de la puissance émise. Par contre l'amplificateur de puissance présente une consommation électrique qui augmente avec la puissance émise. Pour tenir compte de ces caractéristiques, la puissance totale consommée est répartie en deux composantes principales [36] :

- P_{pa} La puissance consommée par l'amplificateur de puissance ;
- P_c La consommation des autres circuits électroniques radiofréquences : elle englobe la puissance consommée à l'émission P_{ct} et celle consommée à la réception P_{cr} . Notons que P_{cr} est généralement 2 à 3 fois plus importante que P_{ct} [37] car le récepteur est bien plus complexe que l'émetteur.

La puissance consommée par l'amplificateur de puissance P_{pa} représente souvent une part importante de la consommation énergétique globale d'un capteur. Elle dépend de l'architecture de l'amplificateur et elle est proportionnelle à la puissance transmise P_t . Elle est généralement approchée par :

$$P_{pa} = (1 + \alpha)P_t \quad (2.2)$$

où $\alpha = \frac{\xi}{\eta} - 1$ avec η le rendement de l'amplificateur de puissance et ξ le facteur de crête (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*) qui dépend de la modulation utilisée.

3 Exemple d'étude

A titre de première illustration, nous proposons dans ce paragraphe d'étudier l'optimisation énergétique de l'efficacité spectrale en se basant sur la capacité de Shannon. Nous introduirons un premier modèle simple de puissance.

3.1 Cas fondamental

Le concept EE-SE a été introduit implicitement par Shannon [38]. Considérons une transmission point à point. L'information binaire est codée avec un débit R puis transmis avec une puissance P dans un canal de bande passante B . A la réception, au signal transmis se rajoute un bruit blanc gaussien de puissance N_0B , où N_0 est la densité spectrale de puissance. La capacité du canal AWGN s'exprime alors par

$$C = B \log_2(1 + \gamma) \geq R \quad (2.3)$$

où $\gamma = \frac{P}{N_0B}$ est le rapport signal sur bruit (RSB). L'efficacité spectrale (SE, *spectral efficiency*) du système est définie par

$$\theta = \frac{R}{B}. \quad (2.4)$$

L'efficacité énergétique (EE) du système est l'énergie par bit exprimée par

$$E_b = \frac{P}{R}. \quad (2.5)$$

Le SNR peut s'écrire en fonction de SE $\gamma = \frac{RE_b}{N_0B} = \theta \frac{E_b}{N_0}$. En remplaçant cette expression dans (2.3), on obtient

$$B \log_2 \left(1 + \theta \frac{E_b}{N_0} \right) \geq R, \quad (2.6)$$

soit

$$\log_2 \left(1 + \theta \frac{E_b}{N_0} \right) \geq \theta. \quad (2.7)$$

En inversant cette formule, le compromis EE-SE est exprimé par l'inégalité suivante :

$$E_b \geq \frac{N_0 (2^\theta - 1)}{\theta} \quad (2.8)$$

En remplaçant l'inégalité par une égalité, on obtient l'énergie par bit minimale E_b en fonction de l'efficacité spectrale θ :

$$E_b = \frac{N_0 (2^\theta - 1)}{\theta} \quad (2.9)$$

Cette équation représente la limite énergétique. D'après (2.9), l'énergie par bit minimale est une fonction strictement croissante de l'efficacité spectrale θ . Par conséquent, le système est plus efficace en énergie quand il opère avec une très faible efficacité spectrale. Lorsque θ tend vers zéro, on obtient $E_b \rightarrow \ln(2)N_0$. Cette limite peut être approchée soit en diminuant le débit pour une bande passante donnée soit en augmentant la bande passante pour un débit donné¹.

Nous allons voir dans la suite que ce résultat n'est plus valide lorsque la consommation des circuits est prise en compte.

3.2 Impact de l'énergie consommée par les circuits

Le modèle précédent, issu de la capacité de Shannon est défini pour un canal à bruit blanc additif gaussien sans dispersion de l'énergie dans le canal. Considérons un modèle d'atténuation de canal exprimé par l'équation : $G = G_1 d^k$, où k est le coefficient d'atténuation, d est la distance entre l'émetteur et le récepteur et G_1 est l'affaiblissement de puissance à 1 m, définit déjà dans l'équation (1.1), et égal à $\frac{(4\pi)^2}{G_t G_r \lambda^2}$. En introduisant cette atténuation dans l'expression de la capacité, nous obtenons l'équation :

$$R = B \log_2 \left(1 + \frac{P_t}{GBN_0} \right) \quad (2.10)$$

Notons que la relation entre la puissance émise et reçue est telle que : $P_t = P_r G$.

Afin établir le bilan total de la puissance consommée pour transmettre l'information, que l'on note P_{tot} , nous devons rajouter à la puissance émise obtenue par la capacité de Shannon la puissance consommée par les circuits. Considérons un modèle de puissance simple donné par

$$P_{\text{tot}} = (1 + \alpha)P_t + P_{\text{circuits}} \quad (2.11)$$

Le premier terme dépend de la puissance émise et représente l'amplificateur. Le second terme P_{circuits} modélise la puissance consommée pour le traitement de signal (autre que la puissance de l'amplificateur). Si on considère en plus que cette puissance des circuits varie linéairement avec la bande passante, hypothèse que l'on peut faire pour le bloc de traitement du signal en bande de base [39, 40], alors, P_{circuits} peut s'écrire sous la forme :

$$P_{\text{circuits}} = \varepsilon B + P_c \quad (2.12)$$

où ε est le coefficient de la puissance consommée en bande de base (traitement numérique du signal) et P_c est la puissance RF statique des composants (mélangeurs, filtres, amplificateur faible bruit...). En inversant la formule (2.10), et en rajoutant l'énergie des circuits, on obtient l'expression générale de l'énergie consommée par bit E_{bt} :

$$E_{\text{bt}}(\theta) = \frac{P_{\text{tot}}}{R} = (1 + \alpha)N_0 G_1 d^k \frac{(2^\theta - 1)}{\theta} + \frac{P_{\text{circuits}}}{\theta B} \quad (\text{J/bit}). \quad (2.13)$$

1. Dans ce cas, pour atteindre un débit R , la puissance nécessaire est $P = \ln(2)N_0 R$

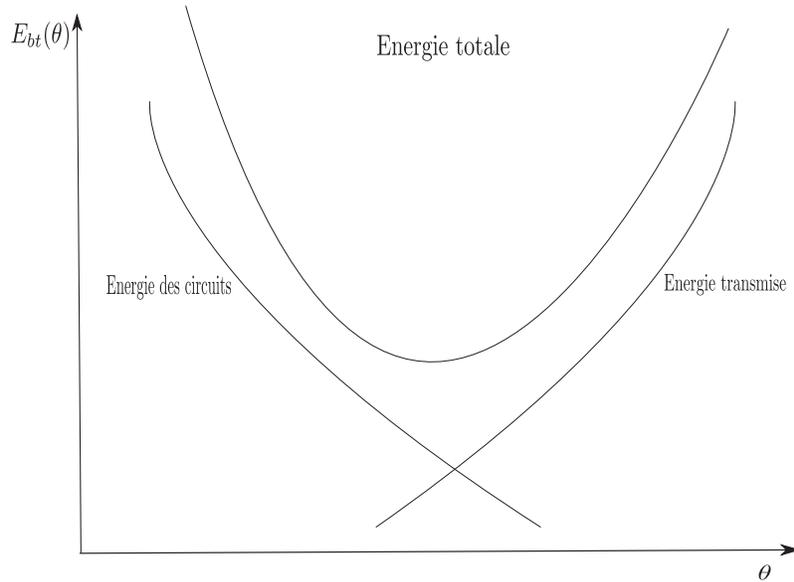


Figure 2.3: Énergie totale et énergie des circuits

Cette équation montre la relation non linéaire qui relie l'énergie totale consommée par bit à l'efficacité spectrale θ .

Comme représenté sur la figure 2.3, le premier terme est une fonction croissante de l'efficacité spectrale et représente l'énergie consommée directement liée à l'énergie transmise. Le second terme est l'énergie des circuits indépendante de l'énergie transmise mais qui est inversement proportionnelle à l'efficacité spectrale. L'énergie totale, somme de ces deux termes est une fonction convexe de θ , comme démontré en annexe A, ce qui implique la présence d'un minimum global.

En faisant varier la puissance du circuit normalisée, définie par $P_{circuits}/(BN_0)$, sur la figure 2.4, on remarque qu'elle affecte fortement l'efficacité spectrale minimisant l'énergie consommée. En effet, lorsque la consommation des circuits augmente, l'efficacité spectrale optimale augmente. Ce résultat est logique car dans ce cas l'énergie dominante est celle des circuits. Augmenter l'efficacité spectrale permet alors d'augmenter le débit binaire et donc de minimiser l'énergie consommée par les circuits.

La distance de transmission affecte également le compromis, comme illustré à la figure 2.5. On constate que l'efficacité spectrale optimale décroît lorsque la distance augmente. Ce résultat est également évident puisque lorsque la distance augmente, l'énergie directement liée à l'énergie émise devient prépondérante par rapport à l'énergie des circuits et on se rapproche de l'équation (2.9) où il faut prendre θ la plus faible possible pour réduire l'énergie.

La figure 2.6 récapitule ces résultats en fournissant la valeur de l'efficacité optimale θ^* en fonction de la distance pour différentes valeurs de consommation des circuits.

3.3 Influence des paramètres du système sur le point optimal

Les résultats numériques présentés à la fin du paragraphe précédent nous amène à étudier analytiquement l'impact des paramètres du système sur la solution optimale. Le

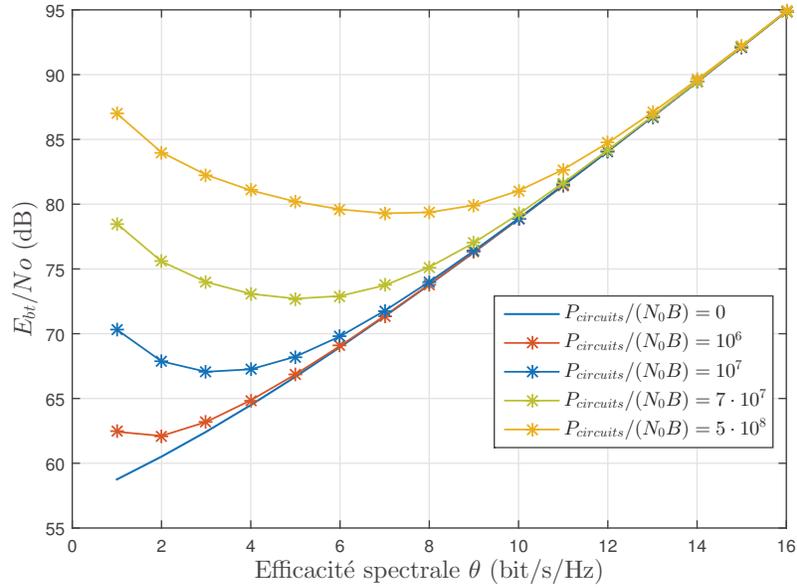


Figure 2.4: Impact de la puissance des circuits sur le compromis énergie-efficacité spectrale ($d = 5$ m, $G_1 = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2$, $k = 2$, $\alpha = 2$)

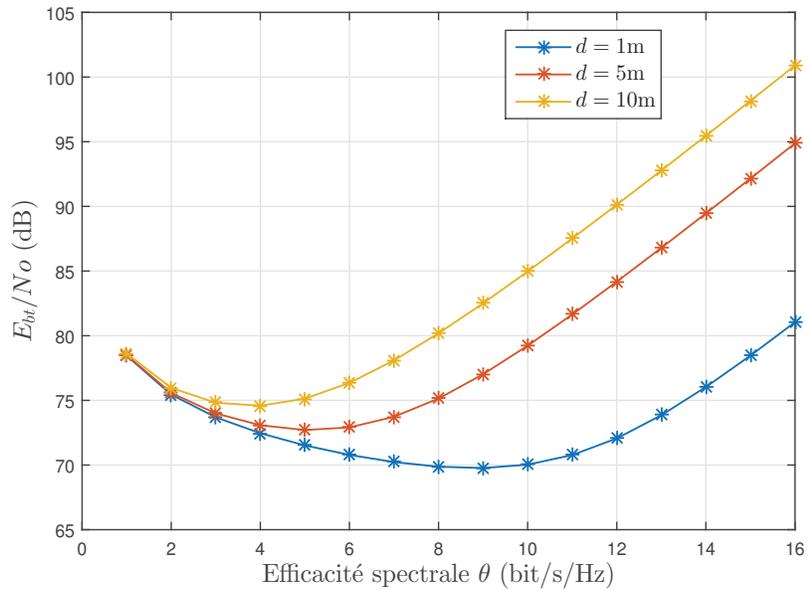


Figure 2.5: Impact de la distance sur le compromis énergie-efficacité spectrale, $P_{circuits}/(N_oB) = 7 \cdot 10^7$

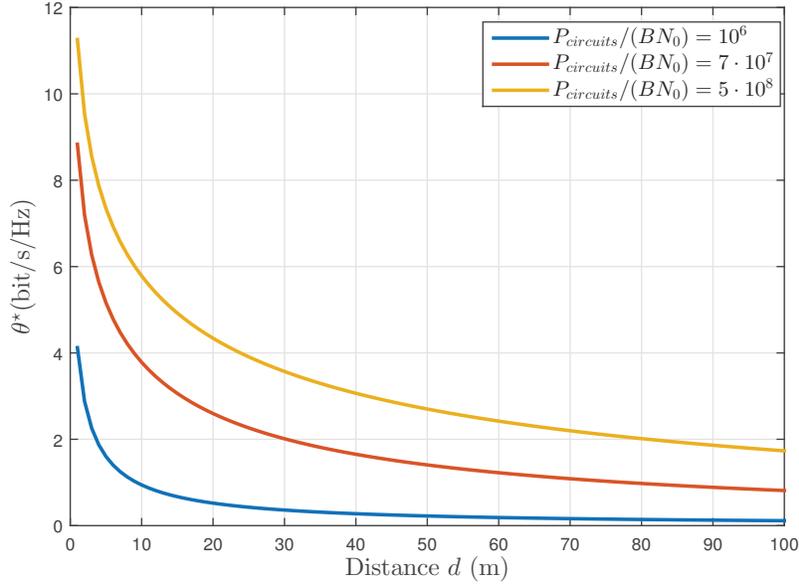


Figure 2.6: θ optimale en fonction de la distance

problème de minimisation qui fournit la consommation minimale de l'énergie E^* et l'efficacité spectrale correspondante θ^* est le suivant :

$$E^* = \min_{\theta \geq 0} E_{bt}(\theta) \quad \text{et} \quad \theta^* = \underset{\theta \geq 0}{\operatorname{argmin}} E_{bt}(\theta) \quad (2.14)$$

Rappelons que lorsque la puissance consommée n'est pas prise en compte, l'efficacité spectrale optimale θ^* est nulle et l'énergie minimale consommée est alors donnée par la limite de Shannon E_l :

$$E_l = \lim_{\theta \rightarrow 0} E_{bt}(\theta) = N_0 \ln(2) \quad (2.15)$$

Dans le cas contraire l'énergie totale consommée est donnée par l'équation (2.13).

Dans la suite nous cherchons à déterminer l'influence des paramètres du système sur la solution optimale. Des propriétés générales sur E^* et θ^* sont données par les propositions suivantes.

Proposition 1. *L'énergie par bit E_{bt} donnée par l'équation (2.13) peut être approchée par :*

$$E_{bt} \approx \begin{cases} (1 + \alpha)N_0 \ln(2)d^k G_1 + \frac{P_{\text{circuits}}}{B\theta} & \text{pour SE faible} \\ (1 + \alpha)N_0 \ln(2)d^k G_1 2^\theta & \text{pour SE élevée} \end{cases} \quad (2.16)$$

Preuve. Voir Annexe A □

Cette proposition permet d'interpréter l'influence de la puissance des circuits sur l'énergie totale consommée dans deux régimes différents. Le premier où SE est faible et le deuxième où SE est élevée. Quand SE est faible, l'énergie des circuits domine l'énergie de transmission et c'est elle qui contribue principalement à la consommation globale. Par

contre, lorsque SE est élevée, l'énergie de transmission domine car elle augmente de façon exponentielle avec l'efficacité spectrale. Ces résultats justifient les conclusions obtenues au paragraphe précédent à partir des tracés de l'énergie totale en fonction de l'efficacité spectrale pour différents scénarios (figures 2.4, 2.5 et 2.6). On observe bien ces deux régimes et par conséquent l'effet de la puissance des circuits.

Proposition 2. *L'énergie totale consommée définie par l'équation (2.13) est une fonction strictement quasi-convexe par rapport à l'efficacité spectrale θ . La fonction E_{bt} admet une solution unique globale θ^* qui correspond à un minimum global E^* .*

Preuve. Voir Annexe A □

La proposition suivante fournit alors la solution optimale θ^* .

Proposition 3. *La valeur optimale de l'efficacité spectrale qui minimise l'énergie globale du système décrit par (2.13) est donnée par l'expression suivante*

$$\theta^* = \frac{1}{\ln(2)} \left(1 + W_L \left(\frac{\varepsilon B + P_c}{e(1 + \alpha)BN_0G_1d^k} - \frac{1}{e} \right) \right) \quad (2.17)$$

où e est le nombre d'Euler ($e = 2,71828$) et W_L est la fonction de Lambert [41].

Preuve. Voir Annexe A □

Cette expression montre comment la valeur optimale θ^* dépend des paramètres du système, à savoir la distance, la bande passante, le bruit, la puissance des circuits, etc. La proposition suivante fournit le comportement de θ^* et E^* pour les valeurs extrêmes de certains de ces paramètres.

Proposition 4. *En augmentant ou en diminuant l'un des paramètres du système tout en laissant les autres fixes, l'efficacité spectrale et l'énergie optimales prennent les valeurs suivantes :*

1. *Influence de la distance :*

$$\lim_{d \rightarrow +\infty} \theta^* = 0 \quad \text{et} \quad \lim_{d \rightarrow +\infty} E^* = +\infty \quad (2.18)$$

2. *Influence de la bande passante :*

$$\begin{cases} \lim_{B \rightarrow 0} \theta^* = +\infty & \text{et} & \lim_{B \rightarrow 0} E^* = +\infty \\ \lim_{B \rightarrow +\infty} \theta^* = \theta_\ell & \text{et} & \lim_{B \rightarrow +\infty} E^* = E_{bt}^\ell \end{cases} \quad (2.19)$$

3. *Influence de la puissance statique des circuits :*

$$\begin{cases} \lim_{P_c \rightarrow 0} \theta^* = \theta_\ell & \text{et} & \lim_{P_c \rightarrow 0} E^* = E_{bt}^\ell \\ \lim_{P_c \rightarrow +\infty} \theta^* = +\infty & \text{et} & \lim_{P_c \rightarrow +\infty} E^* = +\infty \end{cases} \quad (2.20)$$

avec

$$\theta_\ell = \frac{1}{\ln(2)} \left(1 + W_L \left(\frac{\varepsilon}{e(1 + \alpha)N_0G} - \frac{1}{e} \right) \right) \quad (2.21)$$

$$E_{bt}^\ell = (1 + \alpha)GE_l \cdot \left(\frac{e^{1+W_L\left(\frac{\varepsilon \ln(2) - GE_l}{eE_lG}\right)} - 1}{1 + W_L\left(\frac{\varepsilon \ln(2) - GE_l}{eE_lG}\right)} \right) + \frac{\varepsilon \ln(2)}{1 + W_L\left(\frac{\varepsilon \ln(2) - GE_l}{eE_lG}\right)} \quad (2.22)$$

Preuve. Voir Annexe A □

Cette proposition donne des propriétés importantes de E^* et θ^* vis à vis du modèle de puissance considéré et des paramètres du système.

La première propriété met en évidence l'effet de la distance. Lorsque la distance de transmission s'accroît fortement, l'efficacité spectrale optimale tend vers 0 et, comme on pouvait s'y attendre, l'énergie minimale augmente sans limite.

Avec la deuxième propriété, on en déduit que la réduction de la bande passante permet d'augmenter l'efficacité spectrale optimale mais aussi l'énergie consommée. Cependant, quand la bande passante augmente vers l'infini, l'efficacité spectrale converge vers une valeur limite $\theta_\ell > 0$ donnée par (2.21) et l'énergie minimale vers $E_{\text{bt}}^\ell \geq E_l$ donnée par (2.22) où elle est exprimée en fonction de l'énergie minimale émise exprimée par (2.15). Remarquons que si $\varepsilon \rightarrow 0$, c-à-d. la puissance qui dépend de la bande passante est négligée, on trouve que θ_ℓ converge vers 0 et l'énergie minimale E_{bt}^ℓ converge vers $(1+\alpha)GE_l$ comme prévu. Ce résultat confirme l'étude récente sur la théorie du facteur de consommation des systèmes sans fil qui montre l'importance d'utiliser un modèle de puissance complet [42].

La troisième propriété montre l'effet de la puissance statique des circuits. Si P_c tend vers 0 on retrouve les valeurs optimales θ_l et E_{bt}^ℓ obtenues pour $B \rightarrow +\infty$. Mais si P_c augmente vers l'infini dans (2.20), l'énergie minimale ainsi que l'efficacité spectrale augmente.

Pour illustrer plus finement l'influence de la distance, considérons deux valeurs différentes d_1 et d_2 . Soit $E_{\text{bt}}(\theta, d)$ l'énergie consommée par bit pour θ donnée et à une distance d . Nous avons

$$\theta^*(d) = \arg \min_{\theta \geq 0} \{E_{\text{bt}}(\theta, d)\} \quad (2.23)$$

l'efficacité spectrale optimale qui correspond à l'énergie minimale évaluée à une distance d . La proposition suivante est vérifiée.

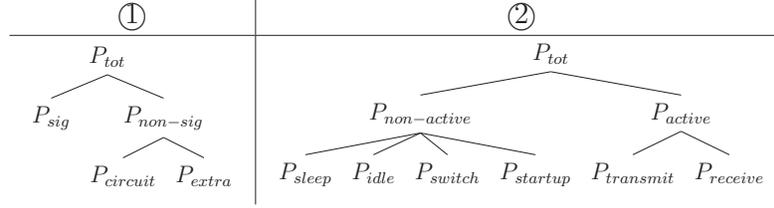
Proposition 5. *Pour $d_2 > d_1$, alors $E_{\text{bt}}(\theta^*(d_2), d_2) \geq E_{\text{bt}}(\theta^*(d_1), d_1)$ et $\theta^*(d_2) < \theta^*(d_1)$*

Preuve. Voir Annexe A □

Comme illustré sur la figure 2.5, l'augmentation de la distance résulte, évidemment, en une augmentation de l'énergie consommée mais réduit l'efficacité spectrale optimale. Le même résultat peut être observé sur les autres paramètres. On peut constater à partir de (2.17) que le fait d'augmenter B , N_0 ou G_1 a un effet similaire à l'accroissement de la distance. Par contre l'augmentation de la puissance supplémentaire consommée par les circuits P_{circuits} augmente l'efficacité spectrale optimale au prix d'une augmentation de l'énergie minimale correspondante, comme le montrent les figures 2.4 et 2.6.

Cette étude analytique nous a permis d'étudier l'impact des différents paramètres du système ainsi que les valeurs limites des points optimaux. Ceci représente une référence pour les prochaines analyses. Nous l'avons fait à partir d'un modèle simple de consommation des circuits. De nombreux modèles ont été proposés dans la littérature. Nous en proposons un panorama dans la section suivante.

Table 2.1: Les grandes familles de modèles de puissance



4 Modèles systèmes dans la littérature

Nous présentons dans cette section un panorama des modèles de consommation systèmes utilisés dans plusieurs travaux de recherche. Afin de caractériser les différents modèles de la littérature, on se propose d'attribuer une expression générale permettant d'identifier la consommation de chaque bloc dans la chaîne de transmission. Pour cela, nous résumons dans le tableau 2.1 deux grandes familles de modèles de puissance. La puissance totale P_{tot} peut se répartir de deux manières. Dans la première famille, on répartit la puissance consommée en puissance liée à la puissance émise P_{sig} et en $P_{non-sig}$ indépendante de P_{sig} . Dans la seconde famille on considère un système dont l'activité est variable et on tient compte des différents modes d'activité des circuits P_{active} ou $P_{non-active}$.

La famille 2 représente des modèles de plus haut niveau destinés à étudier l'influence de la couche MAC ou de prendre en compte les contraintes d'activité d'une application. Dans notre travail, nous nous intéressons essentiellement à la couche physique, la modulation ou le codage, dans ce cas la famille 1 est la plus pertinente. C'est donc ces modèles que nous considérons dans la suite.

Si nous détaillons le premier modèle, la puissance totale peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}
 P_{tot} &= P_{sig} + P_{non-sig} & (2.24) \\
 &= x \cdot P_{pa} + P_{non-sig} \\
 &= x \cdot P_{pa} + [\cdot P_{RF} + \cdot P_{BB} + P_{extra}] \\
 &= x \cdot P_{pa} + [\cdot P_{RF} + \cdot P_{BB}] + P_{extra} \\
 &= x \cdot P_{pa} + X \cdot P_C + P_{extra} \\
 &= P_{principale} + P_{Circuits} + P_{extra} & (2.25)
 \end{aligned}$$

avec x est une constante lié à l'efficacité de conversion. Enfin $P_{principale}$ est la puissance reliée directement à la puissance émise, $P_{Circuits}$ est la puissance des circuits ne dépendant pas de la puissance émise et P_{extra} , une puissance autre que la puissance des circuits. Il existe de nombreux modèles dans la littérature [43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 2, 52]. Nous avons pu caractériser quelques modèles en utilisant cette notation puis nous les avons classés dans l'annexe E.

5 Modèle de consommation générique

Dans cette section, nous souhaitons proposer un modèle de consommation de puissance système générique permettant de représenter tous les modèles systèmes. Suite à la carac-

Table 2.2: Paramètres utilisés pour la comparaison des modèles de consommation

Paramètres	valeur
λ	12,5 cm (à 2,4 GHz)
Γ (MQAM)	$\frac{2}{3} \ln(1/5P_e)$
Pertes	$M_l = 1,25$
B	2 MHz
P_e	10^{-3}

térisation des modèles dans la section précédente. Nous pouvons distinguer trois classes de modèles systèmes proposés dans la littérature appartenant à la première famille.

Classe 1 La puissance des circuits autre que la puissance de transmission est considérée comme une puissance statique. Ce modèle s'exprime simplement :

$$P_{circuits} = P_c \quad (2.26)$$

C'est le modèle le plus répandu vu sa simplicité.

Classe 2 La puissance des circuits autre que la puissance de transmission est considérée comme la somme d'une puissance variant exponentiellement avec le débit des données et d'une puissance statique :

$$P_{circuits} = aR^n + P_c \quad (2.27)$$

où a est lié à la complexité de traitement. Ce modèle s'applique bien aux traitements des bits tels que le décodage de canal.

Classe 3 La puissance des circuits autre que la puissance de transmission est considérée comme la somme d'une puissance qui varie linéairement avec la bande passante et d'une puissance statique :

$$P_{circuits} = cB + P_c \quad (2.28)$$

Ce modèle est adapté au traitement du signal en bande de base (par exemple la démodulation) qui s'effectue au rythme symbole proportionnel à la bande passante.

Pour illustrer l'effet de ces différents modèles sur l'énergie totale, nous allons dans la suite tracer les valeurs de l'énergie totale consommée par bit, obtenues avec ces différents modèles. Pour cela, nous introduisons les modèles de consommation de circuits précédents dans le modèle de consommation totale suivant où nous avons considéré $k = 2$:

$$E_{bt} = \frac{2^\theta - 1}{\Gamma\theta} \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)^2 d^2 N_0 M_l + \frac{P_{circuits}}{\theta B} \quad (2.29)$$

où Γ représente la marge de bruit ou gap d'une modulation par rapport à la capacité de Shannon [53] et M_l est la marge du lien. Dans la suite nous utiliserons les valeurs numériques rassemblées dans le tableau 2.2 pour les paramètres du modèle.

5.1 Classe 1

Avec un modèle de circuit de la classe 1, nous avons représenté l'énergie en fonction de l'efficacité spectrale, d'abord dans le cas où la puissance des circuits est nulle, cf.

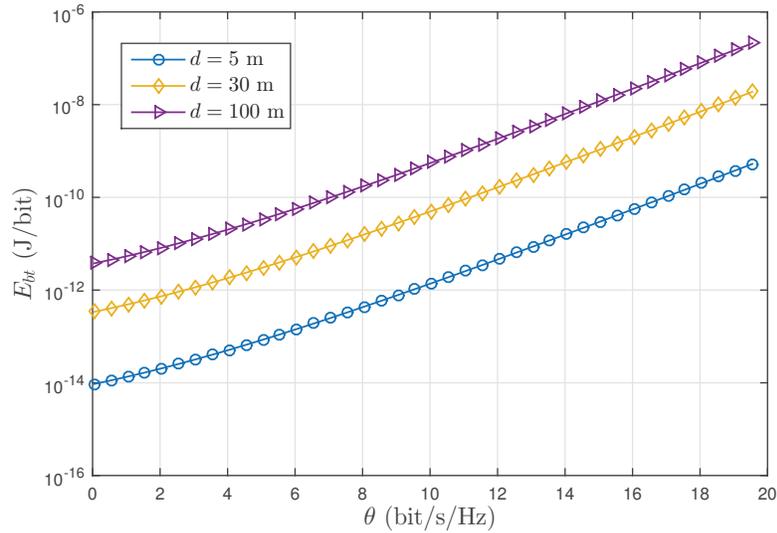


Figure 2.7: Energie totale en fonction de θ , $P_c = 0$ W

figure 2.7, puis dans le cas où nous considérons cette puissance non nulle, cf. figure 2.8. Nous remarquons que lorsque la puissance des circuits est nulle, l'énergie totale par bit est une fonction croissante de θ . Par contre, lorsque la puissance des circuits est non nulle, l'énergie varie comme une fonction décroissante de θ lorsque $\theta \leq \theta^*$ et comme une fonction croissante dans le cas inverse.

5.2 Classe 2

En utilisant maintenant un modèle de puissance de classe 2, c'est-à-dire avec une puissance consommée qui dépend du débit, l'évolution de l'énergie en fonction de l'efficacité spectrale est représentée par les figures 2.9 et 2.10. Ces figures montrent l'évolution de E_{bt} pour deux valeurs de n , exposant utilisé sur le débit dans l'équation (2.27). Nous traçons E_{bt} sur chaque figure avec une bande $B = 2$ MHz et $B = 10$ kHz. Nous observons qu'une augmentation de la bande diminue l'énergie consommée mais également l'efficacité spectrale optimale. Nous remarquons aussi que le coefficient de complexité n du décodeur a un effet remarquable sur l'efficacité spectrale optimale surtout quand la bande passante est large. En effet, nous remarquons que par rapport à la figure 2.9, l'augmentation de n fait chuter θ^* vers des valeurs plus faibles quelque soit la distance.

Sur les figures 2.11, 2.12 et 2.13, l'évolution de E_{bt} est représentée pour une distance de 5, 30 et 100 m respectivement. Sur chacune de ces figures nous faisons varier la puissance statique P_c . Nous remarquons que plus la puissance statique augmente, plus l'efficacité spectrale augmente et s'éloigne de la valeur minimale et vice versa. En outre, plus la distance est élevée plus les courbes convergent vers une même valeur de θ^* .

5.3 Classe 3

Pour un modèle de puissance de la classe 3, pour lequel la puissance est fonction de la bande passante, nous obtenons sur la figure 2.14 à peu près la même allure que dans le

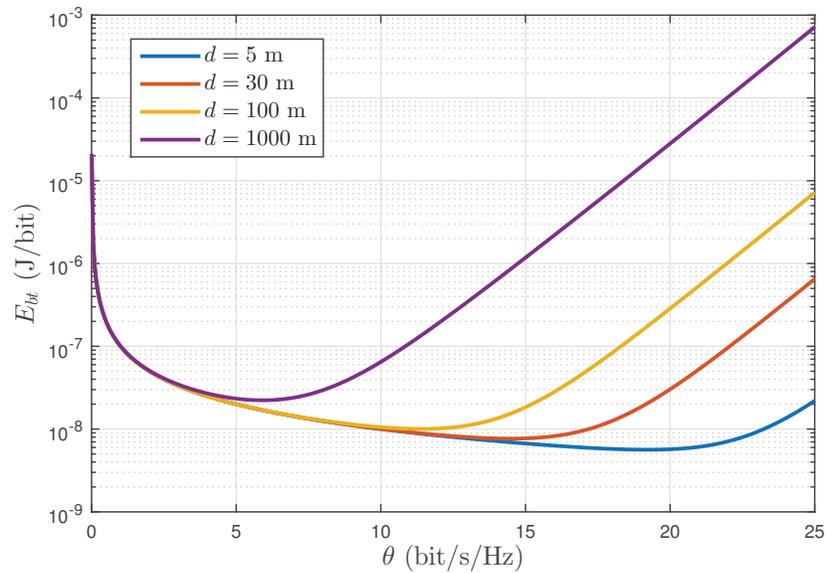


Figure 2.8: Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW

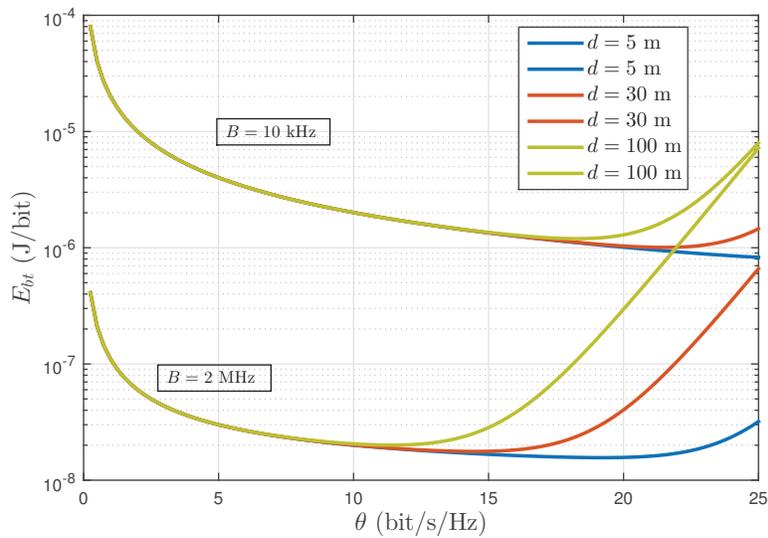


Figure 2.9: Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW, $n = 1$

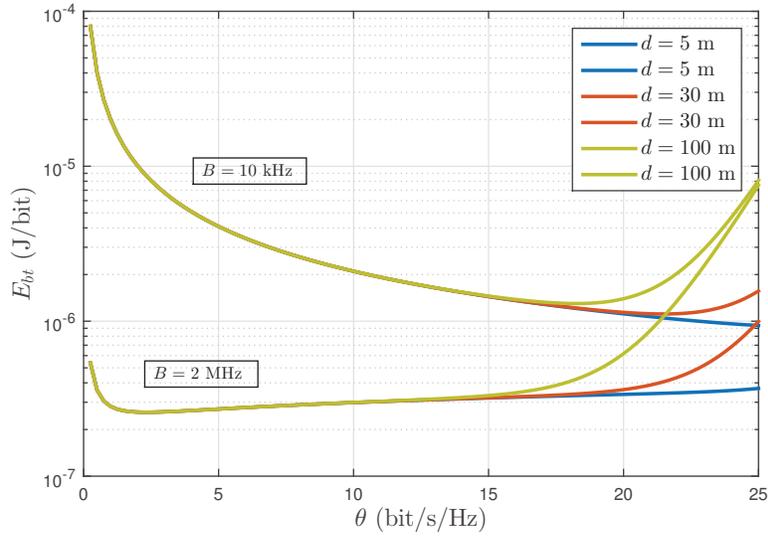


Figure 2.10: Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW, $n = 1.2$

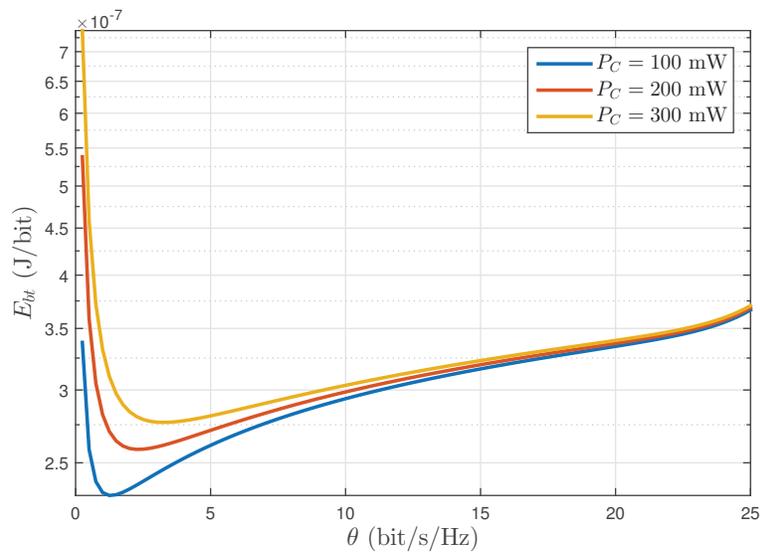


Figure 2.11: Energie totale en fonction de θ , $n = 1.2$, $B = 2$ MHz, $d = 5$ m

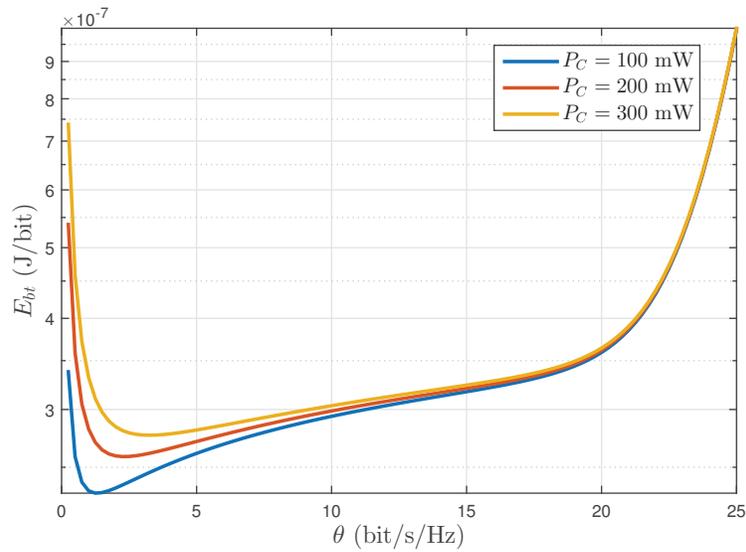


Figure 2.12: Energie totale en fonction de θ , $n = 1.2$, $B = 2$ MHz, $d = 30$ m

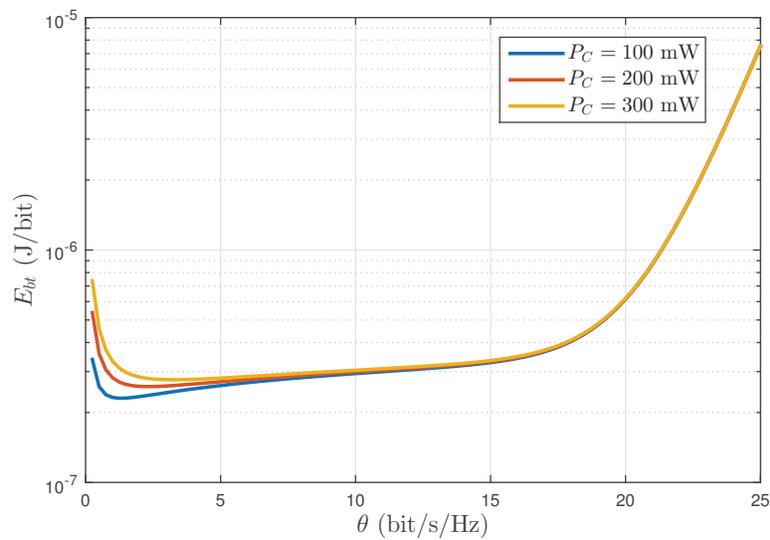


Figure 2.13: Energie totale en fonction de θ , $n = 1.2$, $B = 2$ MHz, $d = 100$ m

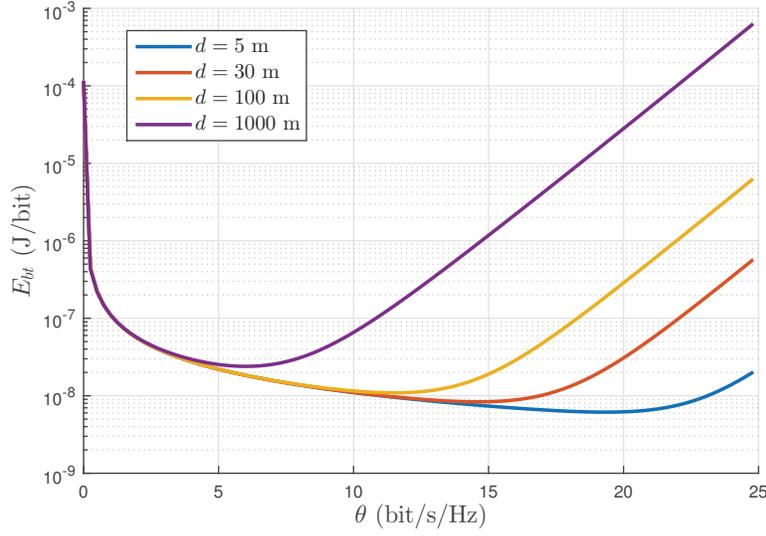


Figure 2.14: Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW, $B = 2$ MHz, $c = 10^{-8}$ W/Hz

cas du modèle de classe 1.

A titre d'exemple, sur la figure 2.15 nous comparons les performances d'un réseau de capteurs (*WSN* en anglais) avec celles d'un réseau cellulaire en utilisant un modèle de puissance de cette classe. Nous prenons comme valeurs, pour un RCSF, $P_c = 200$ mW, $c = 10^{-8}$ W/Hz [47] et, pour le réseau cellulaire, $P_c = 20$ W, $c = 0.2$ W/Hz [54]. Nous remarquons que le réseau cellulaire offre une meilleur efficacité spectrale avec, comme attendu, un surcoût énergétique élevé par rapport au réseau de capteurs.

5.4 Évaluation des performances

En se référant au classement des modèles de consommation, présenté dans l'annexe E, nous proposons de développer un modèle générique. A travers ce modèle nous parvenons à décrire l'effet énergétique de chaque bloc : la puissance de l'amplificateur qui est proportionnelle à la puissance émise, la puissance liée à la modulation qui est proportionnelle au débit symbole, la puissance proportionnelle au débit binaire qui est liée essentiellement au processus du décodage et enfin une puissance statique qui modélise toutes les autres dissipations du matériel. Ainsi, nous modélisons cette puissance comme suit :

$$P_{tot} = \alpha_0 P_t(B, R) + \alpha_1 B + \alpha_2 R^n + \alpha_3 \quad (2.30)$$

avec α_0 , α_1 et α_2 les coefficients proportionnels à la consommation de chaque partie et α_3 la puissance statique. Utilisons ce modèle pour évaluer l'énergie consommée en utilisant la capacité de Shannon :

$$E_{bt}(\theta) = \alpha_0 N_0 G_1 d^k \frac{(2^\theta - 1)}{\theta} + \frac{\alpha_1}{\theta} + \alpha_2 B^{n-1} \theta^{n-1} + \frac{\alpha_3 B^{-1}}{\theta} \quad (2.31)$$

où G_1 est l'affaiblissement unitaire, défini déjà dans 3.2. Sur la figure 2.16, nous représentons l'évolution de l'énergie en fonction de θ pour deux valeurs de α_2 qui représente

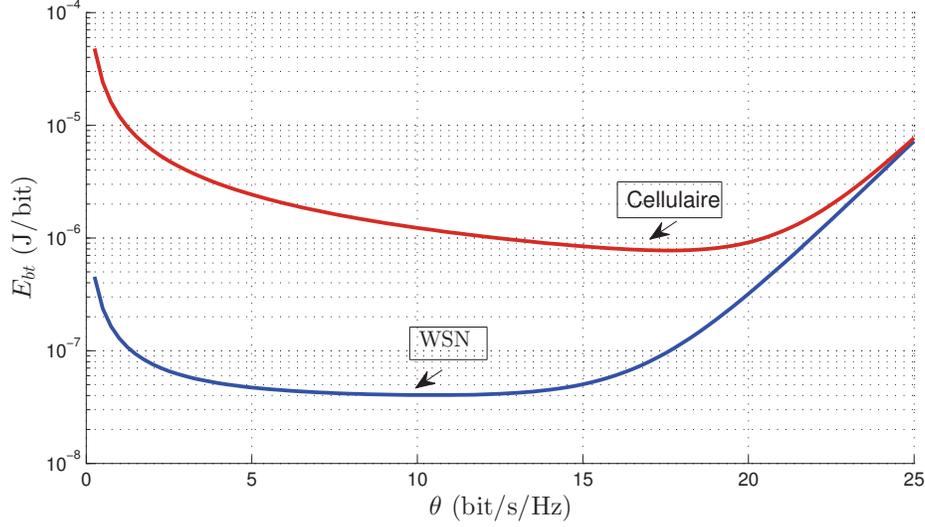


Figure 2.15: L'énergie consommée en fonction de l'efficacité spectrale dans le réseau cellulaire Vs WSN, classe 3 : $B = 2$ MHz

la puissance proportionnelle au débit. Nous remarquons toujours qu'un optimum existe. En outre, nous observons que l'augmentation de α_2 a fait évoluer les valeurs optimales vers une valeur très faible du fait de l'augmentation de l'énergie. Dans le cas où α_2 est relativement faible, le point optimum augmente avec la distance.

Nous revenons maintenant au calcul de l'efficacité spectrale optimale θ^* . La problématique est toujours de trouver SE optimale qui donne l'énergie minimale :

$$E^* = \min_{\theta \geq 0} E_{bt}(\theta) \quad \text{et} \quad \theta^* = \operatorname{argmin}_{\theta \geq 0} E_{bt}(\theta) \quad (2.32)$$

Le développement mathématique décrit dans l'annexe B permet d'aboutir à la solution suivante :

$$\theta^* = \frac{1}{\ln(2)} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{j=0}^k \frac{(k-1)! u^{k-j} v^j}{j!(k-j)!} \mathcal{L}_{k-1}^{(nj-k+1)}(kz) \Big|_{z=1} \right] \quad (2.33)$$

avec

$$u = \frac{(\alpha_1 + \alpha_3 B^{-1})}{e \alpha_0 N_0 G_1 d^k} - e^{-1} \quad \text{et} \quad v = \frac{-\alpha_2 (n-1) B^{n-1}}{e \alpha_0 N_0 G_1 d^k (\ln(2))^n} \quad (2.34)$$

où \mathcal{L} est le polynôme de Laguerre d'ordre $k-1$.

Si nous reprenons la figure 2.11, nous pouvons placer les optimums trouvés avec cette formule. Ces optimums marqués en rouge sur la figure 2.17 montrent l'exactitude de notre formule.

6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les limites énergétiques et spectrales. D'abord à l'aide de la capacité de Shannon, nous avons analysé l'effet des paramètres du système

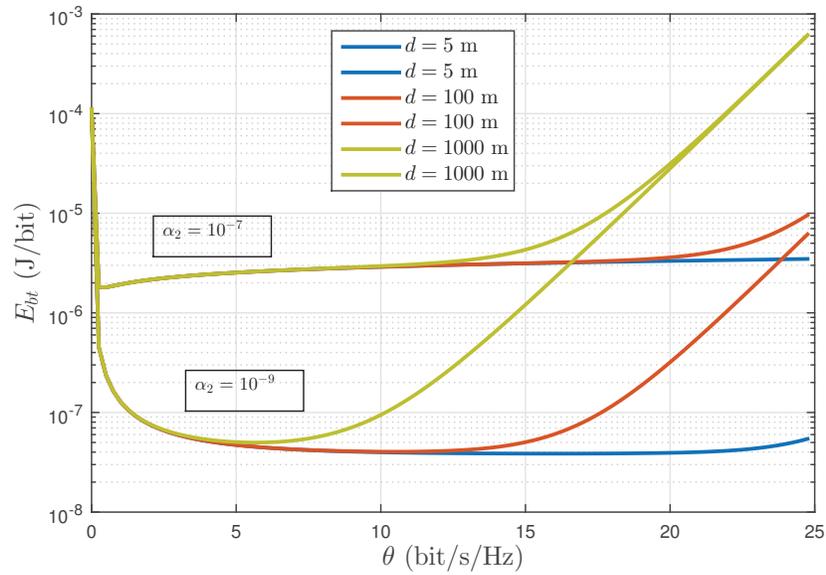


Figure 2.16: Energie totale en fonction de θ , $P_c = 200$ mW, $\alpha_2 = 10^{-8}$ W/Hz $n = 1.2$

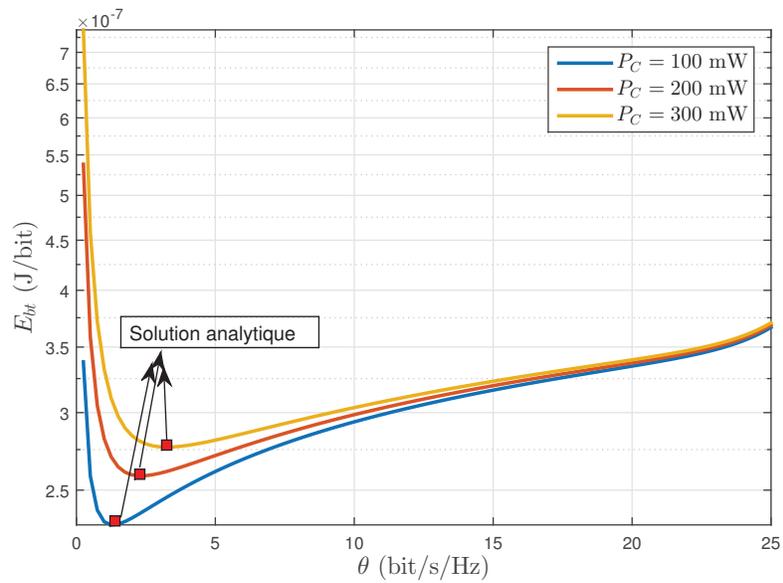


Figure 2.17: Validation de la formule analytique de l'optimum

(distance, puissance, gain du canal, bande. . .) sur l'énergie ainsi que l'efficacité spectrale optimale. Nous avons souligné ainsi l'impact du modèle de puissance sur le point optimal. Ensuite, nous avons classé les différents modèles de puissance dans la littérature en trois classes. Pour chacune d'entre elles, nous avons évalué l'énergie par bit en fonction de l'efficacité spectrale. Puis, à l'aide d'un exemple de système de communication, nous avons analysé l'effet des paramètres du modèle considéré sur le point optimal. Dans cette analyse nous avons utilisé la capacité de Shannon en prenant en compte un gap de RSB pour tenir compte de la modulation utilisée.

Vers la fin de ce chapitre, nous sommes parvenus à développer un modèle générique permettant de représenter la plupart des modèles de puissance existants.

Nous avons clôturé le chapitre en proposant une formule analytique de l'efficacité spectrale optimale minimisant l'énergie pour ce modèle. Dans le chapitre suivant, nous allons utiliser des modulations réelles, ce qui permet de préciser le gap pour chaque modulation. Nous en déduisons le choix d'une classe de modulation pour la suite de l'étude.

Chapitre 3

Performance des modulations dans les réseaux de capteurs

1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié les propriétés générales de la relation entre l'énergie et l'efficacité spectrale. L'importance de la précision d'un modèle de consommation a été discutée dans la modélisation énergétique d'un lien de communication. Ayant comme objectif de minimiser la consommation d'énergie, nous avons montré qu'il existe une efficacité spectrale nécessitant une énergie minimale. Cet optimum n'existe que lorsque l'énergie consommée par les circuits est prise en compte. Les résultats présentés jusqu'à présent étaient basés sur la capacité de Shannon à laquelle nous avons ajouté, dans un second temps, un facteur pour tenir compte de la modulation utilisée. Dans le présent chapitre nous allons approfondir l'étude en introduisant une modélisation plus précise intégrant les modulations numériques.

Pour concevoir des systèmes efficaces en énergie et qui sont adaptés à différentes applications réseaux de capteurs, nous devons inclure la consommation d'énergie dans les nœuds capteurs pour chaque modulation utilisée. Dans ce chapitre, nous étudions quatre types de modulations : OOK, PSK, QAM et FSK. Nous considérons les effets du TEB, du PAPR, de la taille de la modulation, de la bande passante, du débit de données et de la distance de transmission dans nos modèles énergétiques. Nous supposons également qu'une mise en forme d'impulsions (le *roll-off*) est utilisée dans le système pour supprimer les interférences inter-symboles. Sur la base des modèles d'énergie, nous comparons d'abord les performances énergétiques de différents schémas de modulation pour différentes applications RCSFs au niveau du système. Nous envisageons trois types d'applications suivant que le débit de données est faible, moyen ou élevé. Étant donné que la bande passante est une ressource précieuse dans la plupart des systèmes de communication, nous supposons qu'elle est constante et que le débit de données ne peut être ajusté qu'en modifiant le nombre de bits par symbole de chaque modulation. En effet, pour une efficacité spectrale donnée, nous avons le choix entre plusieurs modulations. Par exemple si nous fixons l'efficacité spectrale de la modulation η_M à 1 bit/symbole, nous pouvons choisir entre OOK, BPSK et 2-FSK. Si on considère uniquement la puissance transmise, la modulation la plus efficace en énergie est la BPSK mais si on considère aussi la puissance des circuits, le choix sera différent. Nous allons considérer trois modulations pour chaque type d'application

Régime	①	②	③
η_M (bits/symole)	= 1	=2	> 2
Modulation	OOK BPSK 2FSK	QPSK 4FSK	16QAM 32QAM 64QAM

Table 3.1: Configurations possibles

et nous sélectionnerons la modulation qui nous intéresse du point de vue énergie tout en considérant le débit ou l'efficacité spectrale.

2 Performances des modulations pour différentes applications

Dans ce paragraphe on se propose de comparer les modulations principales du point de vue de la consommation d'énergie. Nous supposons que la distance de transmission est $d \leq 200$ mètres. Nous considérons les modulations OOK, BPSK et 2FSK pour les systèmes fonctionnant à faible débit ($\eta_M = 1$ bit/symole). Nous choisirons les modulations QPSK et 4FSK pour les systèmes fonctionnant avec un débit moyen ($\eta_M = 2$ bits/symole). Enfin, nous privilégierons les modulations 16QAM, 32QAM et 64QAM pour les débits élevés ($\eta_M > 2$ bits/symole). Le tableau 3.1 résume les différentes configurations envisagées.

2.1 Consommation d'énergie

Afin d'évaluer l'efficacité énergétique de chaque modulation, nous allons construire un modèle nous permettant d'évaluer la consommation énergétique totale de chaque modulation. Ce modèle prend en compte les différents paramètres du système. Nous formulons ce modèle de la façon suivante. La puissance reçue par le récepteur P_r est exprimée en fonction de la puissance transmise P_t , de la distance de transmission d , de la longueur d'onde λ , des gains d'antennes en émission et en réception G_t et G_r et d'une marge L_f représentant des pertes supplémentaires non prises en compte dans le modèle idéal. En considérant l'espace libre, nous obtenons :

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L_f} \quad (3.1)$$

En prenant un modèle de puissance simple analogue à celui utilisé dans [1], l'énergie totale par bit est exprimée par

$$E_{bt} = \frac{P_{pa} + P_c}{R} \quad (3.2)$$

où P_c est la puissance statique des circuits, R est le débit binaire et P_{pa} est la puissance consommée par l'amplificateur qui dépend de la puissance émise

$$P_{pa} = \frac{\xi}{\eta} P_t \quad (3.3)$$

avec ξ et η les paramètres déjà définis au chapitre 2 (équation (2.2)).

La puissance P_r nécessaire pour garantir une probabilité d'erreur binaire (PEB) donnée peut se déduire de l'expression analytique de la probabilité d'erreur pour chacune des modulations. Pour le canal AWGN, bien adapté aux distances courtes, les expressions des probabilités d'erreur sont rappelées ci-dessous.

Modulation OOK La PEB pour la modulation OOK s'écrit [55] :

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{P_r}{2BN_0}}\right) \quad (3.4)$$

où B est la bande passante du récepteur et la fonction $Q(\cdot)$ est donnée par

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (3.5)$$

Ainsi, l'énergie totale donnée par l'équation (3.2) s'écrit, avec (3.1), (3.4) et $P_c = P_c^{\text{ook}}$:

$$E_{bt-ook}(R) = \frac{32\pi^2 d^2 L_f N_0 (1 + \beta) Q^{-1}(P_e)^2}{G_t G_r \lambda^2 \eta} + \frac{P_c^{\text{ook}}}{R} \quad (3.6)$$

Notons que le débit est lié à la bande passante par le coefficient de roll-off β selon l'expression suivante

$$R = \frac{B}{1 + \beta} \quad (3.7)$$

On peut en déduire E_{bt-ook} en fonction de la bande :

$$E_{bt-ook}(B) = \frac{32\pi^2 d^2 L_f N_0 (1 + \beta) Q^{-1}(P_e)^2}{G_t G_r \lambda^2 \eta} + \frac{P_c^{\text{ook}}(1 + \beta)}{B} \quad (3.8)$$

Modulation BPSK La PEB pour la modulation BPSK s'écrit [55] :

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2P_r}{BN_0}}\right) \quad (3.9)$$

d'où l'expression de l'énergie totale :

$$E_{bt-bpsk}(R) = \frac{8\pi^2 d^2 L_f N_0 (1 + \beta) Q^{-1}(P_e)^2}{G_t G_r \lambda^2 \eta} + \frac{P_c^{\text{bpsk}}}{R} \quad (3.10)$$

La relation entre le débit et le coefficient de roll-off s'exprime de la même manière que pour le cas OOK. En fonction de la bande, $E_{bt-bpsk}$ devient :

$$E_{bt-bpsk}(B) = \frac{8\pi^2 d^2 L_f N_0 (1 + \beta) Q^{-1}(P_e)^2}{G_t G_r \lambda^2 \eta} + \frac{P_c^{\text{bpsk}}(1 + \beta)}{B} \quad (3.11)$$

Modulation MFSK La PEB pour la modulation MFSK orthogonale s'écrit [55] :

$$P_e = \frac{2^b - 1}{b} Q \left(\sqrt{\frac{bP_r}{BN_0}} \right) \quad (3.12)$$

où $M = 2^b$ est la taille de la constellation et b est le nombre de bits par symbole. L'expression de l'énergie totale en fonction de R est :

$$E_{bt-mfsk}(R) = \frac{8\pi^2 d^2 L_f N_0 2^b}{G_t G_r \lambda^2 \eta b^2} \left(Q^{-1} \left(\frac{bP_e}{2^b - 1} \right) \right)^2 + \frac{P_c^{\text{mfsk}}}{R} \quad (3.13)$$

Comme il s'agit d'une modulation orthogonale, la relation entre la bande passante et le débit s'écrit $R = \frac{2b}{2^b} B$. L'expression de l'énergie en fonction de B est finalement :

$$E_{bt-mfsk}(B) = \frac{8\pi^2 d^2 L_f N_0 2^b}{G_t G_r \lambda^2 \eta b^2} \left(Q^{-1} \left(\frac{bP_e}{2^b - 1} \right) \right)^2 + \frac{2^b P_c^{\text{mfsk}}}{2bB} \quad (3.14)$$

Modulation MPSK La PEB pour la modulation MPSK s'écrit [55] :

$$P_e = \frac{2}{b} Q \left(\sqrt{\frac{4P_r}{BN_0}} \sin \left(\frac{\pi}{2^b} \right) \right) \quad (3.15)$$

L'expression de l'énergie totale en fonction de R est :

$$E_{bt-mpsks}(R) = \frac{4\pi^2 d^2 L_f N_0 (1 + \beta) (Q^{-1}(bP_e/2))^2}{G_t G_r \lambda^2 \eta b \sin(\pi/2^b)^2} + \frac{P_c^{\text{mpsks}}}{R} \quad (3.16)$$

La relation entre R et B est telle que :

$$R = \frac{bB}{1 + \beta} \quad (3.17)$$

donc $E_{bt-mpsks}$ en fonction de B est :

$$E_{bt-mpsks}(B) = \frac{4\pi^2 d^2 L_f N_0 (1 + \beta) (Q^{-1}(bP_e/2))^2}{G_t G_r \lambda^2 \eta b \sin(\pi/2^b)^2} + \frac{P_c^{\text{mpsks}}(1 + \beta)}{bB} \quad (3.18)$$

Modulation MQAM La PEB pour la modulation MQAM s'écrit :

$$P_e = \frac{4}{b} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2^b}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3P_r}{(2^b - 1)BN_0}} \right) \quad (3.19)$$

L'expression de l'énergie totale est :

$$E_{bt-mqam}(R) = \frac{16\pi^2 d^2 L_f N_0 (2^b - 1)(1 + \beta) \xi}{3G_t G_r \lambda^2 \eta} \frac{Q^{-1} \left(\frac{1}{4} \left(1 - \frac{1}{2^{b/2}} \right)^{-1} bP_e \right)}{b} + \frac{P_c^{\text{mqam}}}{R} \quad (3.20)$$

Paramètres	OOK	BPSK	MPSK	MFSK	MQAM
f	2,45 GHz				
N_0	$4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz				
P_e	10^{-3}				
η	0,35				
G_t	1				
L_f	1,25				
β	0,2				
P_C (mW)	72,35	126,85	126,85	158,3	208,6

Table 3.2: Valeurs des paramètres [1, 2]

La relation entre le débit et la bande est identique au cas de la MPSK. Ainsi, $E_{bt-mqam}$ en fonction de B est :

$$E_{bt-mqam}(B) = \frac{16\pi^2 d^2 L_f N_0 (2^b - 1)(1 + \beta)\xi}{3G_t G_r \lambda^2 \eta b} Q^{-1} \left(\frac{1}{4} \left(1 - \frac{1}{2^{b/2}} \right)^{-1} b P_e \right) + \frac{P_e^{mqam}(1 + \beta)}{bB} \quad (3.21)$$

Dans la suite de ce chapitre, nous allons évaluer numériquement ces expressions pour déterminer l'énergie totale par bit pour chaque modulation. Les valeurs des paramètres utilisés pour ces évaluations sont regroupées dans le tableau 3.2, notons aussi que $\xi = 1$ pour les modulations PSK et $3 \frac{\sqrt{2^b-1}}{\sqrt{2^b+1}}$ pour MQAM.

2.2 Sélection de la modulation suivant l'efficacité spectrale

En se basant sur les configurations systèmes présentées dans le tableau 3.1, nous traçons l'énergie par bit pour les modulations sélectionnées suivant l'efficacité spectrale choisie.

2.2.1 Cas 1 : $\eta_M = 1$ bit/symbole

Nous comparons dans ce cas les modulations OOK, BPSK et 2FSK. La figure 3.1 fournit l'énergie par bit de ces systèmes en fonction de la distance de transmission d . La bande passante choisie est $B = 25$ kHz.

On remarque que la modulation OOK est celle qui consomme le moins d'énergie par rapport aux autres modulations jusqu'à un certain seuil où les rôles s'inversent. En fait, la puissance consommée par la modulation OOK est la plus faible car l'architecture des modulateurs OOK est très simple. Cependant l'augmentation de la distance fait que l'énergie de transmission devient dominante ce qui est défavorable à l'OOK. Ainsi, il est intéressant de déterminer la valeur seuil de la distance pour laquelle une modulation devient plus intéressante que l'autre.

OOK contre BPSK Calculons la différence ΔE entre l'énergie totale consommée par le système pour l'OOK et la BPSK :

$$\Delta E = E_{bt-ook}(B) - E_{bt-bpsk}(B) \quad (3.22)$$

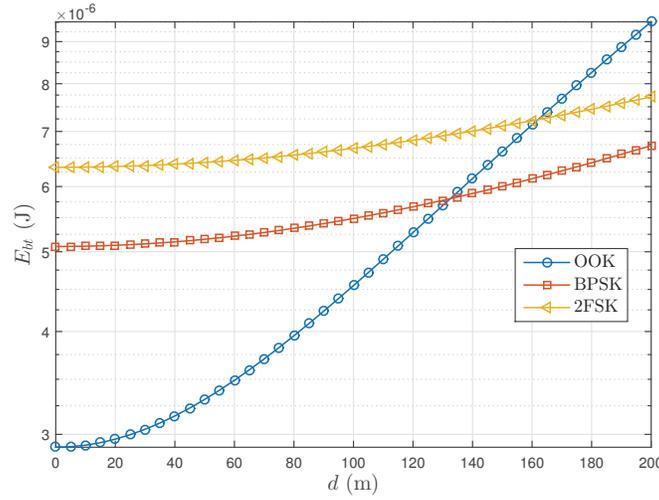


Figure 3.1: Comparaison entre les modulations du régime 1

La distance seuil d tel que $\Delta E > 0$, c.-à-d. tel que l'énergie consommée en OOK est supérieure à celle consommée en BPSK, est

$$d > \sqrt{\frac{(P_c^{\text{bpsk}} - P_c^{\text{ook}})G_t G_r \lambda^2 \eta}{24B\pi^2 L_f N_0 (Q^{-1}(P_e))^2}}, \quad (m). \quad (3.23)$$

Nous remarquons que la distance seuil correspondante est dépendante de la bande choisie et également de débit. Ce qui donne avec les valeurs numériques utilisées,

$$d = 130 \text{ (m)} \quad (3.24)$$

En tenant compte des conditions du tableau 3.1, nous déduisons donc :

- si $d < 130 \text{ m}$ alors la modulation OOK est privilégiée car sa consommation est la plus faible,
- si $130 \text{ m} < d$ alors la modulation BPSK est la plus efficace du point de vue énergétique.

OOK contre 2FSK Un calcul analogue peut être fait pour comparer les modulations OOK et 2FSK. Calculons alors ΔE définie cette fois de la façon suivante

$$\Delta E = E_{bt-\text{ook}}(B) - E_{bt-2\text{fsk}}(B) \quad (3.25)$$

La distance seuil d tel que $\Delta E > 0$ donne :

$$d > \sqrt{\frac{(P_c^{2\text{fsk}} - (1 + \beta)P_c^{\text{ook}})G_t G_r \lambda^2 \eta}{B(16 + 32\beta)\pi^2 L_f N_0 (Q^{-1}(P_e))^2}} \quad (m). \quad (3.26)$$

On trouve que la valeur seuil est 160 m. En tenant compte des conditions du tableau 3.1, nous déduisons donc :

- si $d < 160 \text{ m}$ alors la modulation OOK doit être choisie car sa consommation est la plus faible,
- si $160 \text{ m} < d$ alors la modulation 2FSK doit être privilégiée.

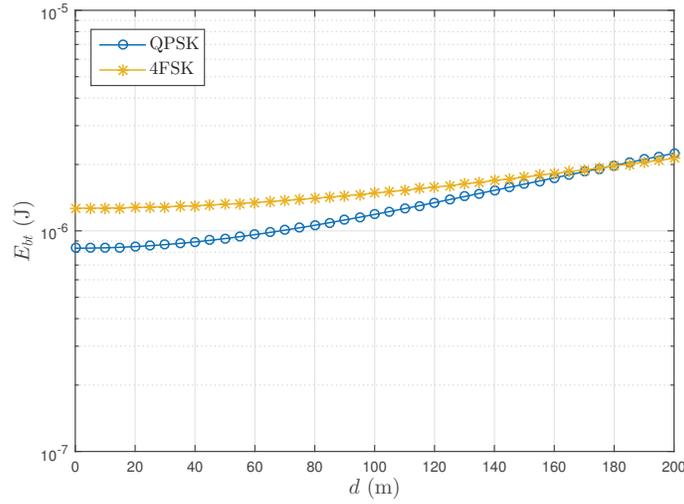


Figure 3.2: Comparaison entre les modulations du régime 2

2.2.2 Cas 2 : $\eta_M = 2$ bits/symbole

En se référant toujours au tableau 3.1, nous considérons maintenant les deux modulations QPSK et 4FSK. La figure 3.2 fournit l'énergie totale consommée par le système avec ces trois modulations. La bande passante considérée vaut $B = 250$ kHz.

Nous remarquons également l'existence de seuil pour lequel l'une ou l'autre modulation est favorisée par rapport à l'autre. Lorsque la distance augmente, la modulation QPSK devient moins intéressante car l'énergie transmise est prépondérante et devient supérieure à l'énergie transmise de l'autre modulation. Pour évaluer numériquement le seuil, on calcule, comme dans le cas précédent, la différence d'énergie ΔE entre deux modulations.

4FSK contre QPSK Dans ce cas la différence d'énergie ΔE est définie par

$$\Delta E = E_{bt-4fsk}(B) - E_{bt-qpsk}(B) \quad (3.27)$$

Nous déduisons que :

$$d > \sqrt{\frac{(0.5(1 + \beta)P_c^{\text{qpsk}} - P_c^{\text{4fsk}})G_t G_r \lambda^2 \eta}{B\pi^2 L_f N_0 \left(8(Q^{-1}(2P_e/3))^2 - \frac{(Q^{-1}(P_e))^2}{\sin(\pi/4)^2} \right)}} \quad (m). \quad (3.28)$$

d'où :

- si $d < 175$ m alors il faut choisir la modulation QPSK,
- si 175 m $< d$ alors la modulation 4FSK est à privilégier.

2.2.3 Cas 1 : $\eta_M > 2$ bits/symbole

Pour le cas où l'efficacité spectrale doit être supérieure à 2, nous utilisons trois modulations à grand nombre d'états 16QAM, 32QAM et 64QAM. La figure 3.3 présente l'énergie totale consommée par le système avec ces modulations pour une bande $B = 2.5$ MHz.

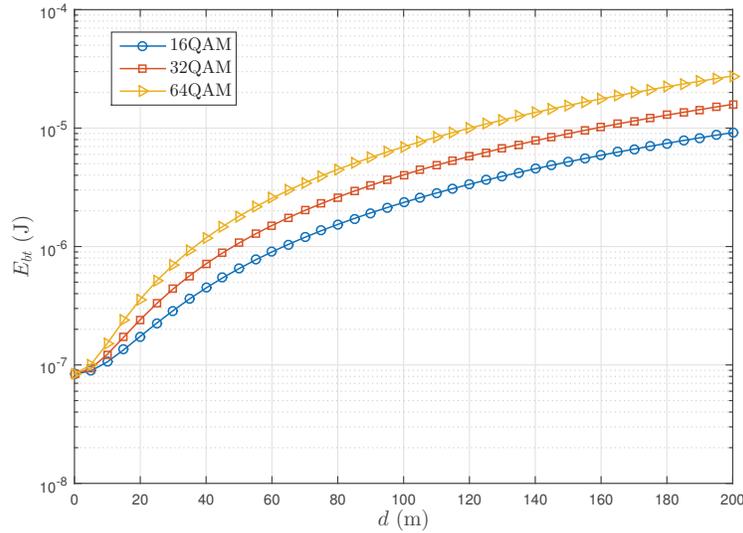


Figure 3.3: Comparaison entre les modulations du régime 3

$\eta_M \backslash d$	petite	moyenne	élevée
$\eta_M = 1$	OOK	BPSK	2FSK
$\eta_M = 2$	QPSK	QPSK	4FSK
$\eta_M > 2$	16QAM	16QAM	16QAM

Table 3.3: Choix de modulation efficace en énergie selon l'efficacité spectrale

On remarque que la modulation qui possède la meilleure efficacité énergétique est la modulation 16QAM suivie de la modulation 32QAM puis de la 64QAM. Il faut noter que le gain d'énergie se fait au détriment de l'efficacité spectrale puisque le nombre de bits par symbole b augmente lorsque le nombre de symboles de la modulation augmente. Notons aussi que la notion de seuil n'existe plus si l'on compare ces trois modulations.

3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons cherché à comparer différentes modulations. Nous avons défini des scénarios d'application caractérisés par des distances de transmission courtes, la bande disponible et le débit à transmettre. À partir d'un modèle de consommation spécifique pour chaque type de modulation, nous avons comparé les efficacités énergétiques via des seuils permettant de choisir la modulation la mieux adaptée pour chaque scénario.

Le tableau 3.3 récapitule de façon qualitative le choix de la modulation la plus efficace en énergie pour les différents scénarios d'efficacité spectrale cible en suivant les intervalles des valeurs seuils de la distance de transmission.

Pour chaque scénario choisi par l'utilisateur, en terme de distance, d'efficacité spectrale ou de débit, la modulation la plus efficace en énergie peut être sélectionnée. Par exemple, dans le cas où le débit est élevé où l'efficacité spectrale est supérieur à 2 et pour

tous les intervalles de d , la modulation 16QAM est la plus convenable. En revanche, les modulations OOK et BPSK sont préférées quand il s'agit d'un faible débit à transmettre. Le choix d'une modulation efficace en énergie dépend de nombreux paramètres : efficacité spectrale, débit, bande passante et distance. Reconfigurer un modulateur OOK efficace vers un modulateur MQAM efficace est probablement difficile à réaliser dans la pratique. Il est plus simple de rester confiné à une même famille de modulations. De ce point de vue, les modulations MQAM sont probablement le meilleur choix. C'est pourquoi nous nous focalisons dans la suite sur ces modulations.

Chapitre 4

Optimisation énergétique de la modulation MQAM

1 Introduction

Comme annoncé à la fin du chapitre précédent, nous consacrons la suite du travail à l'optimisation énergétique des systèmes de transmission utilisant la modulation MQAM. Cette modulation est un bon choix lorsque nous cherchons à minimiser l'énergie et à améliorer l'efficacité spectrale. Nous verrons que cet avantage est également conservé lorsque nous cherchons l'efficacité spectrale qui minimise l'énergie totale consommée. Nous nous intéresserons à l'impact des paramètres de transmission tels que la distance, le modèle de canal, le temps de transmission, la bande passante disponible ainsi que le modèle de canal sur l'optimisation énergétique. L'objectif est de trouver dans chaque cas l'efficacité spectrale optimale qui minimise l'énergie. En effet, à partir d'un scénario de communication décrit, dans lequel l'émetteur va transmettre au récepteur une quantité d'informations, nous serons en mesure d'étudier les performances de la modulation MQAM à savoir sa consommation d'énergie en fonction de l'efficacité spectrale. Pour une bande passante fixe et pour une probabilité d'erreur donnée, nous chercherons alors la constellation optimale qui minimise l'énergie. Nous verrons l'influence de l'allocation de bande passante et aussi la variation de la probabilité d'erreur, qui suivant le modèle de canal choisi (AWGN, Rayleigh ou Nakagami) peut entraîner une augmentation de l'énergie consommée nécessaire à la détection correcte de l'information.

Même si nous avons privilégié les modulation MQAM, nous proposerons également une comparaison avec les modulation MPSK et MFSK et nous terminerons le chapitre en prenant en compte une métrique de la littérature adaptée à l'étude du rendement énergétique des circuits.

2 Modèle du système

Dans notre étude nous nous intéressons à la minimisation de l'énergie d'un lien entre deux nœuds d'un réseau de capteurs. Le diagramme en bloc de la transmission, incluant l'émission et la réception, est présenté sur la figure 4.1. La puissance consommée par les deux nœuds du lien concerne la consommation des blocs RF ainsi que la consommation des blocs en bande de base. Ces deux types de blocs sont détaillés ci-dessous.

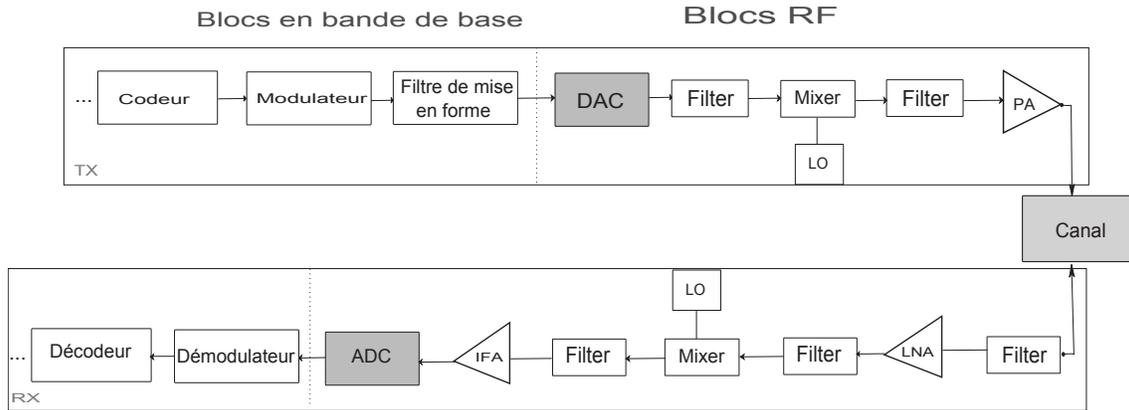


Figure 4.1: Diagramme en bloc de l'émetteur et du récepteur

Blocs en bande de base La consommation du traitement en bande de base dépend fortement de la complexité de la modulation et de la démodulation, des techniques de traitement de signal employées, du type de codage de canal et de la complexité d'implémentation du décodeur (non itératif, Viterbi, itératif, turbo code...). A noter que le codage ne sera pas considéré ici mais sera pris en compte dans le chapitre 6.

Blocs RF L'architecture du transmetteur est représentée à la figure 4.1. Nous reprenons le même système que celui décrit à la figure 2.2 et nous ajoutons les circuits en bande de base. Le convertisseur numérique analogique (DAC) assure la conversion du signal en bande de base en un signal analogique, filtré ensuite par un filtre passe-bas (Filter), transposé par un mélangeur (Mixer) et un oscillateur local (LO), filtré après et enfin amplifié par l'amplificateur de puissance (PA).

A la réception, le signal RF est d'abord filtré (Filter) puis amplifié par l'amplificateur faible bruit (LNA), ensuite filtré et amplifié via l'amplificateur en bande de base avant d'être converti en un signal numérique par le convertisseur analogique numérique (ADC).

2.1 Scénario de transmission étudié

Nous supposons que l'émetteur doit transmettre L bits au récepteur dans un délai maximal T . Pour économiser de l'énergie, le nœud utilise trois états de fonctionnement : veille, transition, activité. En présence d'un signal à transmettre, le nœud est considéré actif pendant le temps T_{on} . La puissance consommée durant cette phase est notée P_{on} . En l'absence d'un signal à transmettre, le nœud passe en mode veille pendant un temps T_{sp} . Dans ce mode, on peut considérer que tous les circuits sont éteints. La puissance ainsi consommée, notée P_{sp} , est alors extrêmement faible et peut être négligée, $P_{sp} \simeq 0$. Le mode de transition désigne le passage entre les deux modes précédents. On considère uniquement la transition de l'état de veille à l'état actif car cette transition est plus complexe et le temps correspondant, noté T_{sw} , est plus important que pour le passage inverse. Cette phase inclut notamment le démarrage de l'oscillateur local (LO), de puissance P_{syn} , du côté de l'émetteur et du récepteur. La puissance consommée dans cette transition est alors $P_{sw} = 2P_{syn}$.

Le temps d'un cycle de transmission s'exprime finalement par :

$$T = T_{on} + T_{sw} + T_{sp} \quad (4.1)$$

2.2 Modèle de puissance

Compte tenu des modes de fonctionnement définis précédemment, l'énergie totale E consommée pendant le cycle de durée T ainsi que l'énergie par bit E_{bt} sont exprimées comme suit :

$$E = P_{on}T_{on} + P_{sw}T_{sw} \quad (4.2)$$

$$E_{bt} = \frac{P_{on}T_{on} + P_{sw}T_{sw}}{L} \quad (4.3)$$

La puissance consommée par l'émetteur et le récepteur P_{on} durant la transmission est modélisée par les équations suivantes :

$$P_{on} = P_t + P_{pa} + P_{circuits} = (1 + \alpha)P_t + P_{circuits} \quad (4.4)$$

où :

- P_t est la puissance transmise,
- P_{pa} est la puissance consommée par l'amplificateur, α son efficacité de conversion,
- $P_{circuits}$ est la puissance totale consommée par les circuits.

Nous considérons un modèle de puissance de la classe 2 où la puissance des circuits est linéairement dépendante de la bande passante. Cette hypothèse est justifiée par le fait que nous ne considérons pas pour le moment le codage de canal. La consommation en bande de base (BB) dépend notamment du traitement des symboles dont le débit est proportionnel à la bande passante [56].

La puissance consommée $P_{circuits}$ est dépendante de la modulation utilisée. Elle s'exprime par :

$$P_{circuits} = P_{BB} + P_{RF} = \varepsilon_t B + \varepsilon_r B + P_{RF} \quad (4.5)$$

où :

- $\varepsilon_t B$ est la puissance en BB (sans codage) liée à l'émission [40, 47, 48],
- $\varepsilon_r B$ est la puissance en BB (sans décodage) liée à la réception [40, 47, 48],

Finalement, $P_{circuits}$ peut s'écrire simplement sous la forme d'un modèle de classe 3 comme exposé dans le chapitre 2 :

$$P_{circuits} = \varepsilon B + P_c \quad (4.6)$$

avec :

$$P_c = P_{RF} \quad (4.7)$$

$$\varepsilon = \varepsilon_t + \varepsilon_r \quad (4.8)$$

$$\alpha = \left(\frac{\xi}{\eta} - 1 \right) \quad (4.9)$$

Modulation	Paramètre
MQAM	$P_c = 2(P_{mix} + P_{syn}) + 5P_{filt} + P_{IFA} + P_{LNA} + P_{ADC} + P_{DAC}$
	$\xi = 3 \frac{\sqrt{M-1}}{\sqrt{M+1}}, M = 2^b$
	$\eta = 0.35$
	$\varepsilon = 8.153 \times 10^{-8} \text{ W/Hz}$
MPSK	$P_c = 2(P_{mix} + P_{syn}) + 5P_{filt} + P_{IFA} + P_{LNA} + P_{ADC} + P_{DAC}$
	$\xi = 1$
	$\eta = 0.35$
	$\varepsilon = 8.153 \times 10^{-8} \text{ W/Hz}$
MFSK	$P_c = 2P_{syn} + P_{mix} + 5P_{filt} + P_{IFA} + P_{LNA} + P_{ADC}$
	$\xi = 1$
	$\eta = 0.73$
	$\varepsilon = 0 \text{ W/Hz}$

Table 4.1: Paramètres du modèle de puissance selon la modulation

Les paramètres P_c , ξ , η ainsi que ε dépendent du type de la modulation comme indiqué dans le tableau 4.1. Les modèles de l'ADC et du DAC sont fournis dans l'annexe C. Notons que pour la modulation MFSK la puissance dépendante de la bande est nul car l'architecture du modulateur est la plus simple par rapport à MQAM et MPSK [47].

Après avoir détaillé les puissances consommées, nous revenons à l'expression de l'énergie donnée à l'équation (4.3). L'expression de l'énergie s'exprime ainsi comme

$$E_{bt} = \frac{((1 + \alpha)P_t + \varepsilon B + P_c) T_{on} + 2P_{syn} T_{sw}}{L} \quad (4.10)$$

Pour trouver la constellation optimale qui minimise l'énergie, dans l'équation (4.10), avec un nombre de bits par symbole b , nous envisageons de résoudre le problème suivant :

$$\min_b E_{bt} \quad \text{s.c.} \quad 0 \leq T_{on} \leq T - T_{sw} \quad \text{et} \quad 0 \leq (1 + \alpha)P_t + P_{circuits} \leq P_{max}. \quad (4.11)$$

Dans ce problème, trouver le nombre de bits optimal qui minimise l'énergie revient à déterminer le temps de transmission optimal T_{on} ce qui correspond à une contrainte de délai. La seconde contrainte est liée à la puissance maximale P_{max} que peut transmettre l'émetteur. Dans la suite, la relation entre le nombre de bits par symbole b et T_{on} sera exprimée dans le cas de la modulation MQAM et ensuite comparée aux modulations MFSK et MPSK.

3 Optimisation de la constellation de la modulation MQAM

Dans le cas de la modulation MQAM, le nombre de bits par symbole est $b = \log_2 M$. Le nombre de symboles nécessaires pour transmettre L bits sera noté $\frac{L}{b}$. Sachant que la période symbole est T_s , le nombre de symboles est alors égal à $\frac{T_{on}}{T_s}$. Par la suite, $\frac{L}{b} = \frac{T_{on}}{T_s}$. On suppose $T_s \approx \frac{1}{B}$ d'où $b = \frac{L}{BT_{on}}$. Puisque dans ce cas l'efficacité spectrale est donnée par $\theta = \frac{L}{BT_{on}}$, on obtient $b \simeq \theta$.

D'autre part, la puissance transmise est liée au RSB et aux autres paramètres. Considérons un canal avec un coefficient d'atténuation k et une distance d , la puissance transmise est égale à

$$P_t = P_r G \quad (4.12)$$

où P_r est la puissance reçue et $G = G_1 d^k M_l$ est le facteur d'atténuation défini déjà à l'équation (2.10). Le facteur de gain G_1 correspond à la distance $d = 1$ m et M_l est la marge de la liaison pour compenser les imperfections matérielles et le bruit. Le RSB par bit γ mesuré à l'entrée du récepteur s'exprime par :

$$\gamma = \frac{P_r}{b B N_0 N_f} \quad (4.13)$$

où N_f est le facteur de bruit du récepteur. En tenant compte du canal et de la modulation, l'énergie totale donnée par l'équation (4.10) peut s'écrire maintenant :

$$E_{bt} = (1 + \alpha) N_0 N_f M_l G_1 d^k \gamma(b, P_e) + \frac{\varepsilon + P_c/B}{b} + 2P_{\text{syn}} \frac{T_{\text{sw}}}{L} \quad (4.14)$$

3.1 Estimation de l'énergie totale par bit

La puissance à transmettre est liée à la probabilité d'erreur nécessaire à la détection du signal. Nous rappelons ci-dessous les expressions de la probabilité d'erreur P_e pour la modulation MQAM et différents modèles de canaux de transmission [55].

Canal AWGN Dans le canal gaussien, P_e est donnée et approximée par les expressions suivantes [55] :

$$P_e \leq \frac{4}{b} (1 - 2^{-b/2}) Q \left(\sqrt{\frac{3b\gamma}{2^b - 1}} \right) \quad (4.15)$$

$$\leq \frac{4}{b} (1 - 2^{-b/2}) \exp \left(-\frac{3}{2^b - 1} \frac{b\gamma}{2} \right) \quad (4.16)$$

où $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du$. L'équation 4.16 représente l'approximation la plus utilisée dans la littérature. Nous proposons une expression plus précise en utilisant une approximation de la fonction $Q(x) \approx \frac{1}{12} e^{-\frac{x^2}{2}}$ issue de [57] et nous obtenons

$$P_e \approx \frac{1}{3b} (1 - 2^{-b/2}) \exp \left(-\frac{3b\gamma}{2(2^b - 1)} \right). \quad (4.17)$$

Une autre possibilité est l'expression suivante que nous proposons

$$P_e \approx \frac{2}{b} \frac{(1 - 2^{-b/2})}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{(2^b - 1)}{3b\gamma}} \exp \left(-\frac{3b\gamma}{2(2^b - 1)} \right) \quad (4.18)$$

dont la démonstration est fournie en annexe D.

Les trois expressions (4.16), (4.17) et (4.18) sont tracées et identifiées respectivement par *approx1*, *approx2*, *approx3* sur la figure 4.2. Nous remarquons que la dernière expression (celle proposée) est celle qui approxime le mieux la probabilité d'erreur exacte, notamment pour P_e inférieur à 10^{-2} .

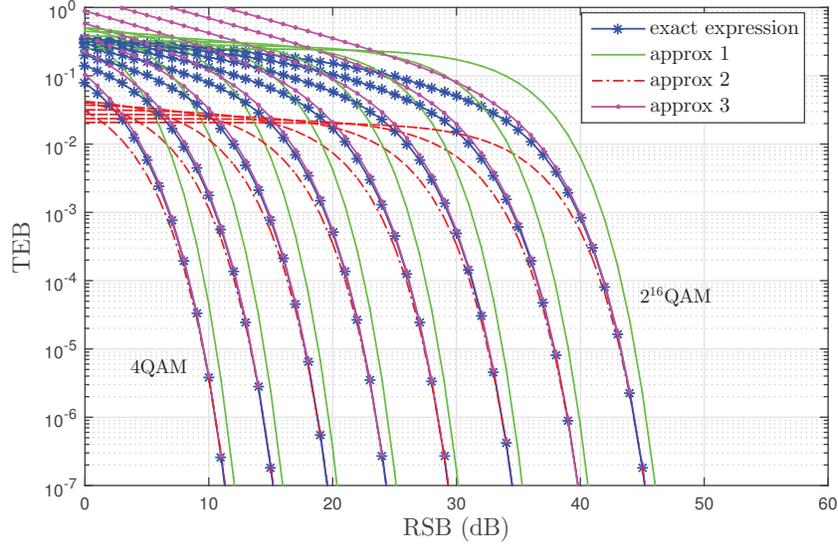


Figure 4.2: Comparaison entre la probabilité d'erreur exacte de MQAM et ses approximations

Nous pouvons inverser cette dernière expression pour déterminer le rapport signal sur bruit en fonction de b et de P_e (voir Annexe D)

$$\gamma(b, P_e) = \left[\frac{2}{3} W_L \left(\frac{8}{\pi} \left(\frac{1 - 2^{-\frac{b}{2}}}{b P_e} \right)^2 \right) \right] \frac{2^b - 1}{b} = \Gamma_A(b) \frac{2^b - 1}{b} \quad (4.19)$$

La notation $\Gamma_A(b)$ représente une marge du RSB par rapport à la capacité dans le cas AWGN. Nous remarquons en effet que γ dans (4.19) varie de la même manière que la limite de Shannon (2.13) en étant proportionnelle à $\frac{2^b - 1}{b}$. Par exemple, pour $P_e = 10^{-6}$, si $b = 2$ le RSB dans (4.19) est à 8.8 dB de la limite de Shannon et il est à 8.2 dB si $b = 20$. Comparé à une augmentation de 25 dB du facteur $2^b - 1/b$, ce changement de 0.6 dB apparaît donc négligeable.

En intégrant l'expression (4.19) dans (4.10), nous obtenons finalement l'expression de l'énergie totale par bit suivante :

$$E_{bt} = (1 + \alpha) N_0 N_f M_l G_1 d^k \Gamma_A(b) \frac{2^b - 1}{b} + \frac{\varepsilon + P_c/B}{b} + 2P_{syn} \frac{T_{sw}}{L} \quad (4.20)$$

Canal de Rayleigh Dans le canal de Rayleigh, la probabilité d'erreur moyenne P_e est donnée par [58] :

$$P_e \approx \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\left(\frac{s \bar{\gamma}_s}{1 + s \bar{\gamma}_s} \right)} \right) \quad (4.21)$$

avec $s = \frac{3}{2(2^b - 1)}$ et $\bar{\gamma}_s$ le RSB moyen défini par :

$$\bar{\gamma}_s = \int \gamma p(\gamma_s) d\gamma_s, \quad (4.22)$$

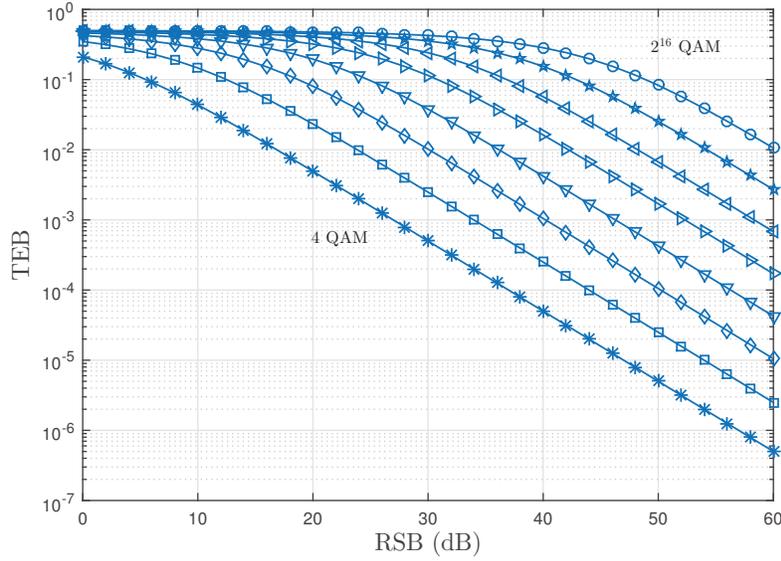


Figure 4.3: Probabilité d'erreur de MQAM en canal de Rayleigh

où γ_s est le RSB instantané par symbole et $p(\gamma_s) = \frac{1}{\gamma_s} e^{-\frac{\gamma_s}{\gamma_s}}$ est la densité de probabilité du rapport signal sur bruit.

Il est possible d'inverser l'expression (4.21) pour obtenir le rapport signal sur bruit en fonction de P_e et de b :

$$\bar{\gamma}_s \approx \frac{(1 - 2P_e)^2}{s(1 - (1 - 2P_e)^2)} \approx \frac{1}{4sP_e} \approx \frac{1}{4 \cdot \frac{3}{2(2^b - 1)} P_e} \quad (4.23)$$

Finalement, le RSB par bit $\bar{\gamma}$ ($\bar{\gamma}_s = b\bar{\gamma}$) peut s'écrire :

$$\bar{\gamma} \approx \frac{1}{6P_e} \frac{(2^b - 1)}{b} \quad (4.24)$$

La courbe de la figure 4.3 représente la probabilité d'erreur des MQAM sur le canal de Rayleigh obtenue par l'approximation (4.24).

L'énergie totale par bit s'exprime alors :

$$E_{bt} = (1 + \alpha) N_0 N_f M_l G_1 d^k \cdot \frac{1}{6P_e} \frac{(2^b - 1)}{b} + \frac{\varepsilon + P_c/B}{b} + 2P_{syn} \frac{T_{sw}}{L} \quad (4.25)$$

Nous pouvons également mettre en évidence une marge de bruit par rapport à la limite de Shannon $\Gamma_R(b) = \frac{1}{6P_e}$.

Canal de Nakagami Le RSB dans le cas du canal de Nakagami est une distribution Gamma caractérisée par son RSB moyen $\bar{\gamma}_s$ et son degré d'évanouissement m [59, 60]. La probabilité d'erreur sur les symboles est donnée par :

$$P_s(\bar{\gamma}_s) = 2 \frac{M-1}{3} \mathcal{I}\left(\frac{\pi}{2}\right) - \left(\frac{M-1}{3}\right)^2 \mathcal{I}\left(\frac{\pi}{4}\right) \quad (4.26)$$

avec $\mathcal{I}(x)$ l'intégrale suivante

$$\mathcal{I}(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^x \left(1 + \frac{3\bar{\gamma}_s}{(M-1)2m \sin^2 y} \right)^{-m} dy \quad (4.27)$$

On peut trouver une approximation dans [60] telle que :

$$\bar{P}_e \approx 2h \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left(\frac{3b\bar{\gamma}}{(M-1)h} + 1.2 \right)^{-h} \quad (4.28)$$

où $h = (14m - 4)/(m + 9)$. Cette approximation est valable pour $10^{-5} < \bar{P}_e < 0.5 \cdot 10^{-2}$, $M = \{4, 16, 64\}$ et $m \in [1, \infty[$. En utilisant cette approximation dans le cas d'un codage de Gray, l'expression de RSB par bit est alors :

$$\bar{\gamma}(b, P_e) \approx \frac{h}{3} \left(\left(\frac{\bar{P}_e}{2h \left(1 - \frac{1}{2^{\frac{b}{2}}} \right)} \right)^{\frac{-1}{h}} - 1.2 \right) \frac{(2^b - 1)}{b} \quad (4.29)$$

Comme dans les cas précédents, un gap par rapport à la limite de Shannon peut être défini :

$$\Gamma_N(b) = \frac{h}{3} \left(\left(\frac{\bar{P}_e}{2h \left(1 - \frac{1}{2^{\frac{b}{2}}} \right)} \right)^{\frac{-1}{h}} - 1.2 \right). \quad (4.30)$$

Finalement, l'énergie totale par bit s'exprime :

$$E_{\text{bt}} = (1 + \alpha) N_0 N_f M_l G_1 d^k \cdot \frac{h}{3} \left(\left(\frac{\bar{P}_e}{2h \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)} \right)^{\frac{-1}{h}} - 1.2 \right) \frac{(2^b - 1)}{b} \quad (4.31)$$

$$+ \frac{\varepsilon + P_c/B}{b} + 2P_{\text{syn}} \frac{T_{\text{sw}}}{L}$$

Nous pouvons constater que l'expression de l'énergie totale dans les trois modèles de canaux peut se mettre sous la forme générale suivante :

$$E_{\text{bt}}(b) = (1 + \alpha) N_0 N_f M_l G_1 d^k \cdot \Gamma(b, P_e) \frac{2^b - 1}{b} + \frac{\varepsilon + P_c/B}{b} + 2P_{\text{syn}} \frac{T_{\text{sw}}}{L} \quad (4.32)$$

où $\Gamma(b, P_e)$ est la marge du bruit.

3.2 Impact des paramètres de transmission

Après avoir exprimé l'énergie par bit pour différents canaux de transmission, nous revenons à la résolution du problème de minimisation de l'énergie introduit en (4.11). Il s'agit donc de trouver le nombre de bits par symbole optimal pour la modulation MQAM ou, de façon équivalente, la durée de transmission optimale.

Paramètre	valeur
fréquence porteuse	2.4 GHz
Bande passante	$B = 10$ kHz
Densité de bruit de puissance	-174 dBm/Hz
Coefficient du <i>path loss</i> k	valeur choisi $\in [2; 4]$
roll-off	$\beta = 0$
Efficacité du drain	$\eta = 0.35$ (MQAM, MPSK)
	$\eta = 0.75$ (MFSK)
délai maximal	$T = 100$ ms (MQAM, MPSK)
	$T = 1.1$ s (MFSK)
Facteur du gain	$G_1 = 30$ dB
Marge de la liaison	$M_l = 40$ dB
Facteur de bruit	$N_f = 10$ dB
Taille de paquet	$L = 2$ kbits
Temps de démarrage	$T_{sw} = 5$ μ s
Probabilité d'erreurs	$Pe = 10^{-3}$
$P_{filt} = P_{filtr}$	2.5 mW
P_{LNA}	20 mW
P_{IFA}	3 mW
P_{mix}	30.3 mW
P_{syn}	50 mW

Table 4.2: Valeurs des paramètres de simulation [3]

En supposant que la deuxième contrainte est satisfaite dans le problème (4.11), donc (4.11) peut être reformulé comme suit :

$$\min_b E_{bt} \quad \text{s.c.} \quad T_{min} \leq T_{on} \leq T - T_{sw} \quad (4.33)$$

où T_{min} est le temps minimal pour lequel l'énergie totale consommée pendant la transmission devient égale à l'énergie maximale disponible. En exploitant le fait que $b = L/BT_{on}$, le problème (4.33) peut s'exprimer de manière équivalente par

$$\min_b E_{bt} \quad \text{s.c.} \quad b_{min} \leq b \leq b_{max} \quad (4.34)$$

où la limite supérieure b_{max} est telle que $b_{max} = \lfloor \frac{L}{BT_{min}} \rfloor$ et la limite inférieure $b_{min} = \max\{\lceil \frac{L}{B(T-T_{sw})} \rceil, 2\}$.

Pour évaluer l'impact des différents paramètres de transmission, nous utiliserons les valeurs des paramètres indiquées dans le tableau 4.2.

3.2.1 Influence du temps de transmission

Nous nous intéressons d'abord à la variation de la durée de transmission des données T_{on} . Nous avons ainsi tracé l'énergie consommée pour différentes distances et sous différents environnements (en variant k) en fonction de T_{on} . Les figures 4.4 et 4.5 représentent l'énergie transmise seule et l'énergie totale consommée pour la communication pour deux

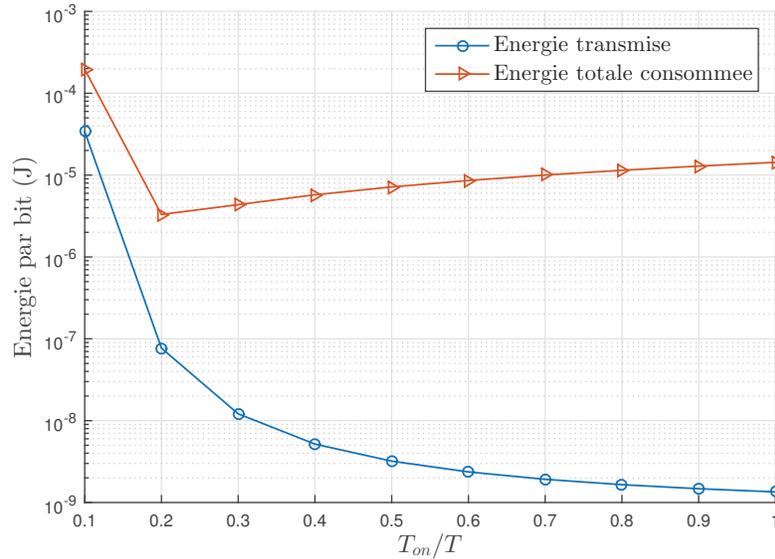


Figure 4.4: Temps de transmission optimal (AWGN), $d = 5$ m, $k = 3.5$

valeurs du coefficient d'atténuation $k = 3.5$ et $k = 4$. Nous remarquons l'impact de l'énergie des circuits sur la durée de transmission minimisant l'énergie consommée. On peut en effet observer sur les deux figures que si on ne tient compte que de l'énergie transmise, la durée optimale est la durée maximale $T_{on} = T$. Par contre, si on optimise l'énergie totale, un minimum apparaît pour des durées de transmission $T_{on} < T$.

Ayant modifié la distance de transmission, nous remarquons que les résultats tracés aux figures 4.6 et 4.7 présentent presque les mêmes tendances que pour une distance $d = 5$ m. La seule distinction est que les valeurs optimales de T_{on} sont plus grandes. En effet, lorsque la distance augmente, l'énergie de transmission l'emporte sur l'énergie des circuits donc la durée de transmission optimale devient plus longue.

Sur les figures 4.8 et 4.9 nous remarquons l'augmentation de la valeur optimale de T_{on} lorsque la distance augmente et en considérant uniquement l'énergie totale.

On conclut donc que l'augmentation de la distance de transmission ou du coefficient d'atténuation, se traduit par la nécessité d'un temps de transmission plus long pour optimiser l'énergie.

La figure 4.10 représente l'énergie transmise et totale pour chaque distance. Cette figure résume l'ensemble des cas précédents sur un seul graphe. Nous avons pris le cas où $k = 3.5$.

Avec les mêmes paramètres mais dans un canal de Rayleigh, la figure 4.11 représente l'énergie consommée pour une distance de 5 m et de 30 m. Nous remarquons que le temps optimal T_{on} augmente par rapport au canal AWGN. En effet, dans un canal de Rayleigh, il est nécessaire d'augmenter l'énergie de transmission pour obtenir les mêmes performances que dans un canal AWGN. Cette augmentation se traduit par un accroissement du T_{on} optimal.

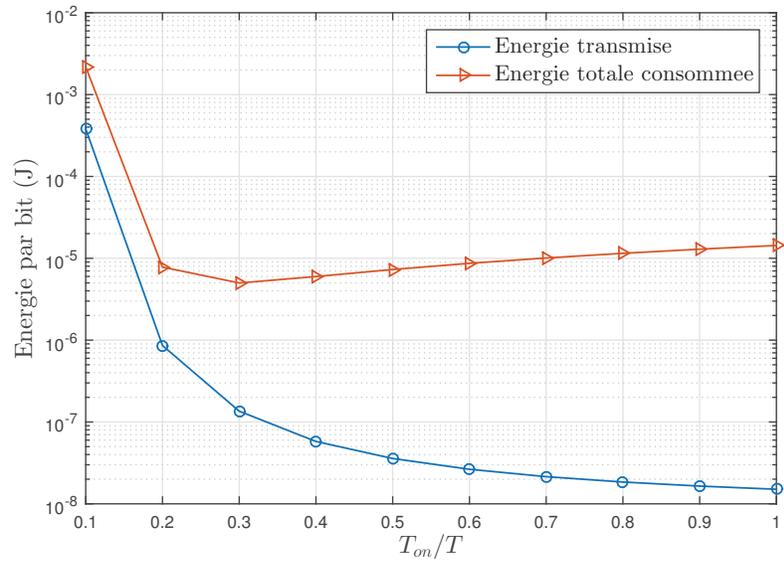


Figure 4.5: Temps de transmission optimal (AWGN), $d = 5$ m, $k = 4$

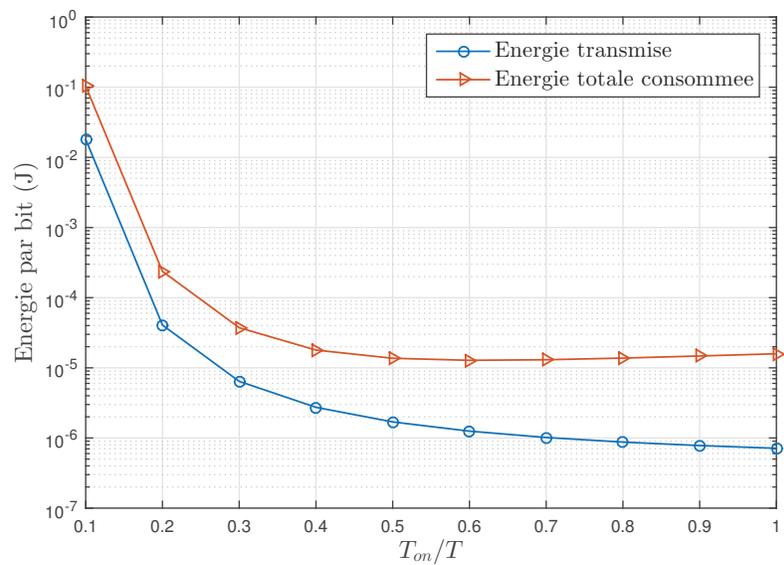


Figure 4.6: Temps de transmission optimal (AWGN), $d = 30$ m, $k = 3.5$

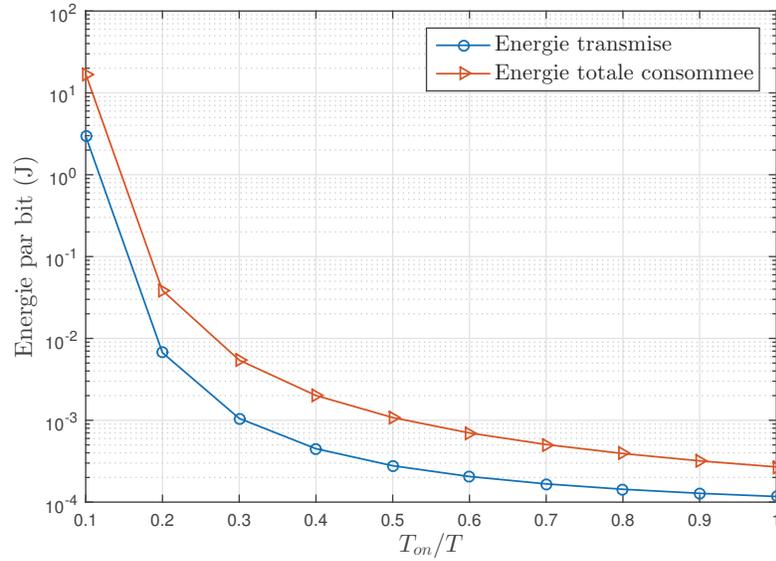


Figure 4.7: Temps de transmission optimal (AWGN), $d = 30$ m, $k = 4$

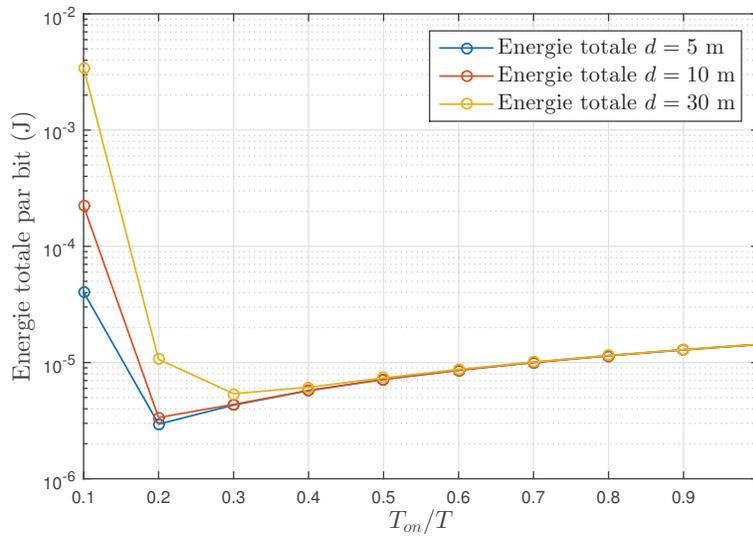


Figure 4.8: Temps de transmission optimal sous différentes distances (AWGN), $k = 2.5$

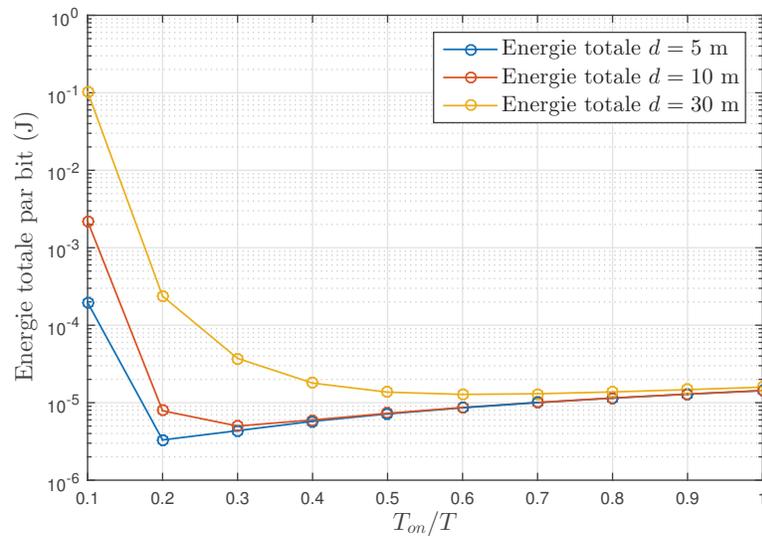


Figure 4.9: Temps de transmission optimal sous différentes distances (AWGN), $k = 3.5$

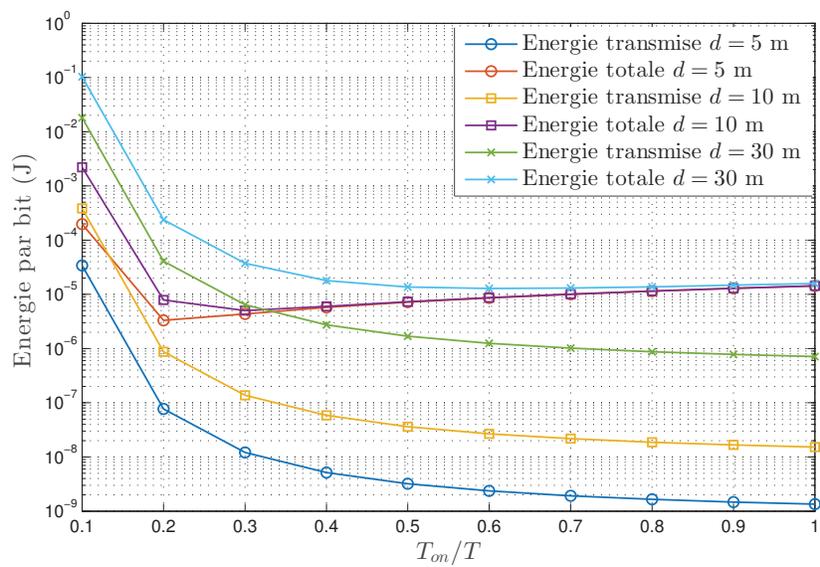


Figure 4.10: Temps de transmission optimal sous différentes distances (AWGN), $k = 3.5$

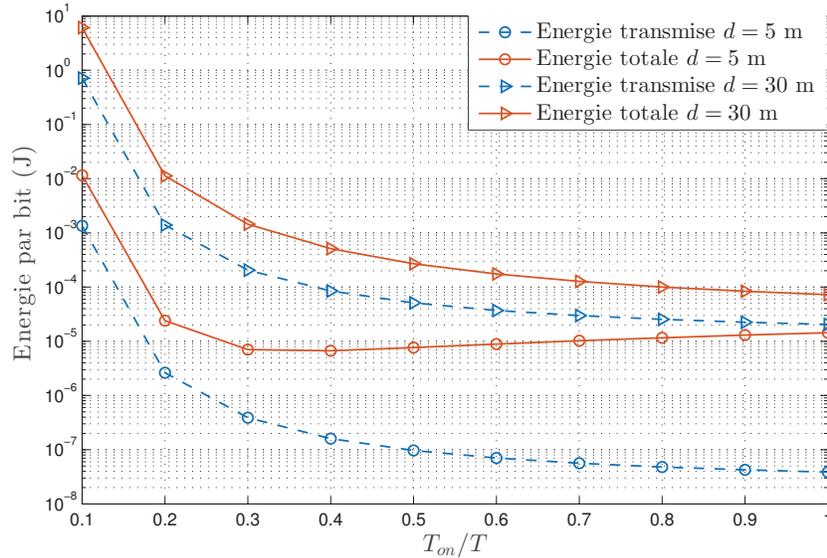


Figure 4.11: Temps de transmission optimal sous différentes distances pour un canal de Rayleigh, $k = 3.5$

3.2.2 Influence de la constellation

Comme nous l'avons observé dans le paragraphe précédent, il existe une durée de transmission optimale minimisant l'énergie consommée totale pour la communication d'un paquet de données. Le temps de transmission et le nombre de bits par symbole b sont liés par la relation $b = \frac{L}{BT_{on}}$. Pour une taille de paquet L et une bande passante B , optimiser T_{on} revient à optimiser b c'est-à-dire la constellation MQAM.

La figure 4.12 présente l'énergie totale par bit en fonction du nombre de symboles par bit b . Comme expliqué avant, l'évolution de l'énergie par bit dépend fortement de la distance de transmission. Lorsque la distance est faible, l'énergie des circuits domine tandis que, pour les grandes distances, l'énergie de transmission est prédominante. Sur la figure 4.12, nous observons bien cet effet. Pour les faibles distances, la constellation à grand nombre d'états est à privilégier. Car dans ce cas c'est la puissance des circuits qui domine d'où l'intérêt d'augmenter le débit d'information (ou de diminuer le temps de transmission). Mais si la distance augmente, la puissance fournie par l'amplificateur augmente et l'énergie totale consommée augmente aussi. Dans ce cas, nous privilégions la constellation la plus petite.

3.2.3 Influence de la bande passante

Sur la figure 4.13, nous faisons varier la bande et nous considérons deux valeurs pour la distance $d = 5$ m et $d = 50$ m. Nous observons que la variation de la bande a plus d'influence lorsque la distance est petite. En outre, plus la bande augmente, plus l'énergie consommée est faible. En effet, quand la distance est faible, c'est l'énergie des circuits qui est prépondérante. Cette dernière est inversement proportionnelle à la bande. Donc la constellation optimale est plus grande quand la bande est faible. Lorsque la distance est relativement grande, $d = 50$ m, la puissance de transmission domine d'où une constellation

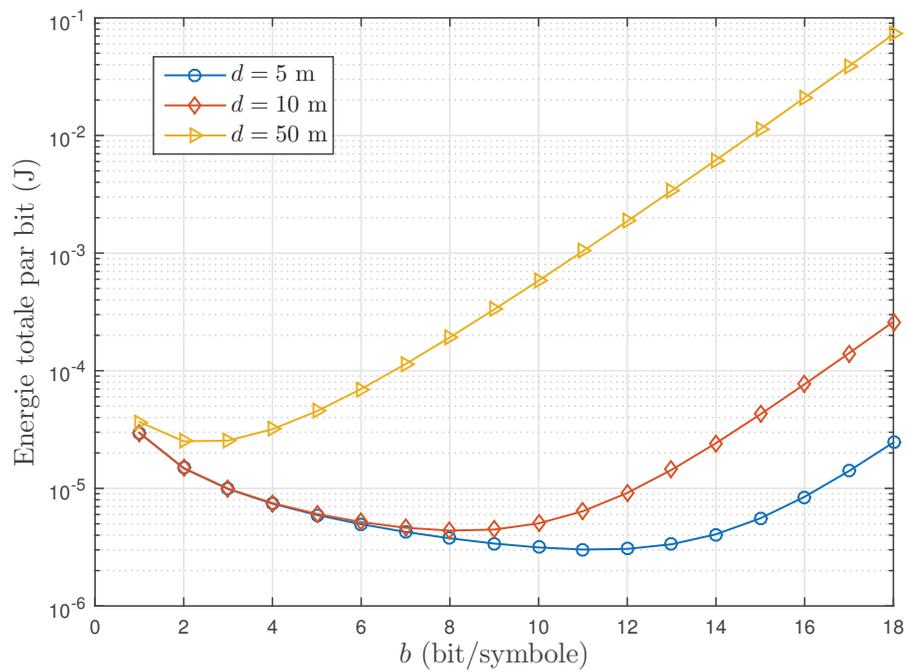


Figure 4.12: Énergie totale consommée versus b en fonction de la distance, MQAM (AWGN)

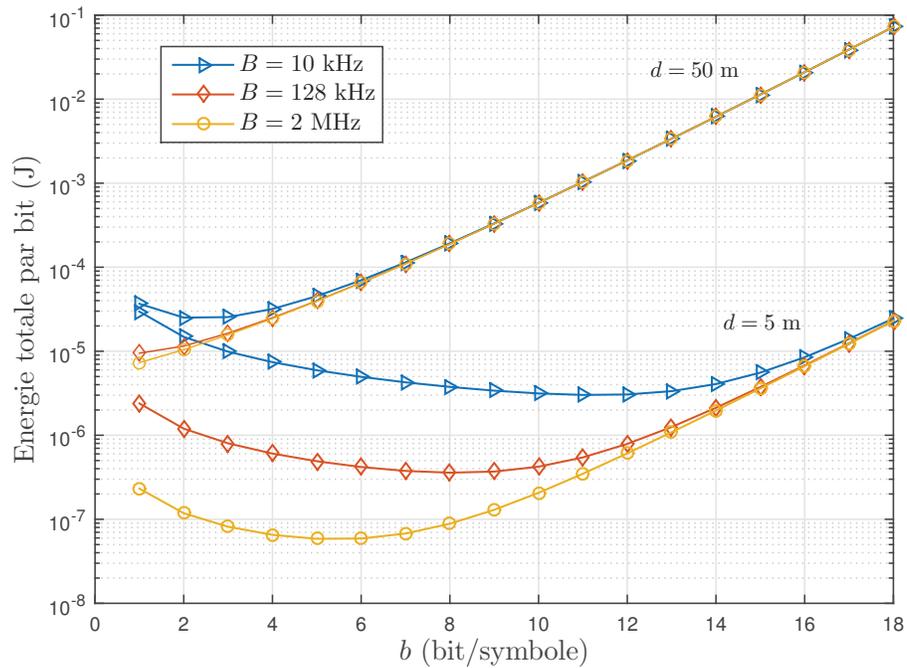


Figure 4.13: Énergie totale consommée versus b en fonction de la bande, MQAM (AWGN)

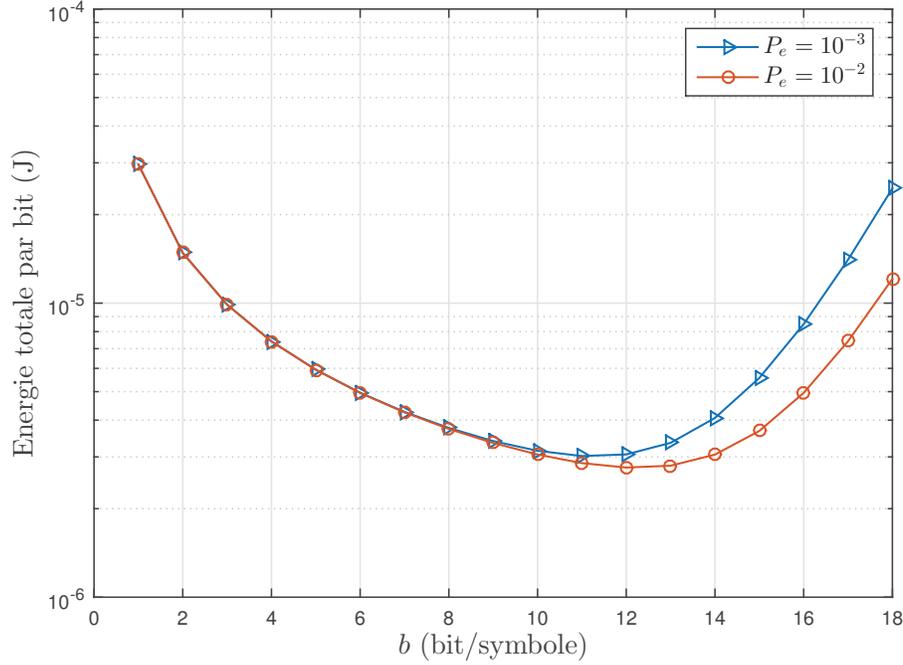


Figure 4.14: Impact de la PEB, MQAM (AWGN), $d = 5$ m

optimale qui tend vers $b = 2$.

3.2.4 Influence de la probabilité d'erreur cible

La figure 4.14 représente l'impact de la probabilité d'erreur sur la valeur optimale de la constellation. Quand b est faible, nous observons la même évolution pour les deux valeurs de P_e . Puis quand b augmente, ce qui se traduit par une augmentation de l'énergie transmise, la courbe ayant une PEB faible a une constellation inférieure au cas où $P_e = 10^{-2}$. En fait la probabilité d'erreur intervient dans l'énergie transmise. Ceci est confirmé par la figure 4.15. Nous remarquons que pour les grandes distances, la valeur optimale de b s'approche de 2 pour les deux valeurs de la PEB.

3.2.5 Influence de la consommation des circuits

Afin de voir l'effet d'un changement de la consommation des circuits sur l'évolution de la constellation optimale, nous prenons le cas MQAM dans un canal AWGN. Nous introduisons un coefficient τ dans l'équation (4.20) qui va permettre de faire varier la part de la consommation des circuits indépendamment de la puissance émise :

$$E_{bt} = (1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k\Gamma_A(b)\frac{2^b - 1}{b} + \tau \left(\frac{\varepsilon + P_c/B}{b} + 2P_{\text{syn}}\frac{T_{\text{sw}}}{L} \right) \quad (4.35)$$

Sur les figures 4.16 et 4.17, nous représentons l'évolution de l'énergie en fonction de b et de τ . Dans le cas d'une faible distance de transmission, $d = 5$ m, nous remarquons que l'influence de τ est d'avantage marqué. Comparé au modèle initial ($\tau = 1$), une diminution

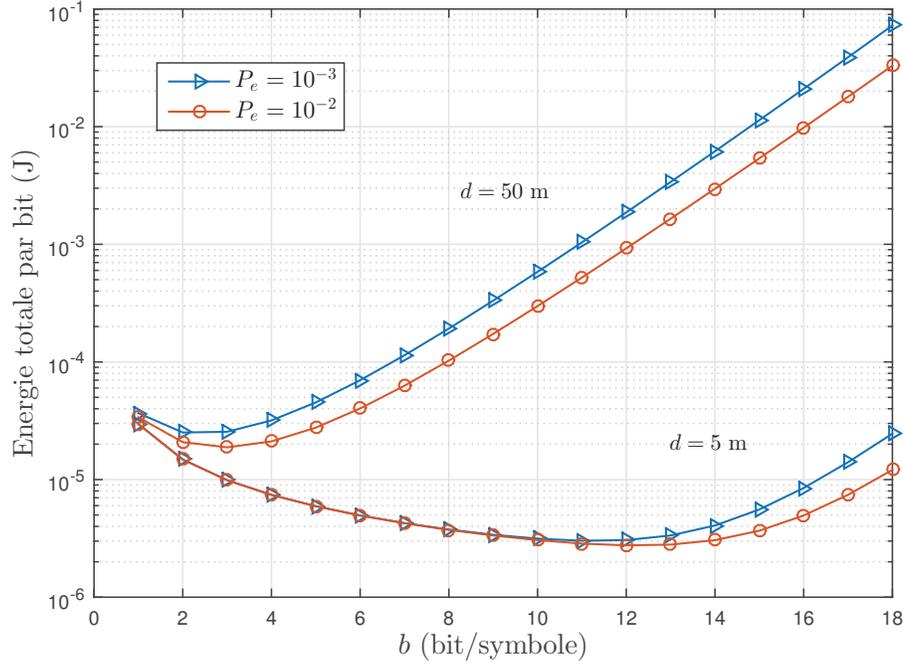


Figure 4.15: Impact de la PEB et de la distance, MQAM (AWGN)

de τ ($\tau = 0.1$) résulte en une diminution du nombre optimal de bits par symbole b . Une augmentation de ($\tau = 10$) donne une meilleure efficacité spectrale optimale (b s'accroît) mais avec un surplus d'énergie consommée.

Sur la figure 4.17, nous prenons une distance plus grande, $d = 50$ m. Nous observons le même effet, en obtenant cependant de plus faibles valeurs optimales pour b .

3.3 Expression analytique

Nous avons montré à travers les résultats numériques du paragraphe précédent qu'une constellation optimale semble exister. Il est possible de la trouver en utilisant une méthode numérique. Il est cependant important de prouver l'existence de cet optimal et d'en donner une expression analytique. C'est ce que nous proposons ci-dessous pour la modulation MQAM et pour les trois types de canaux considérés.

La constellation optimale b^* est défini par :

$$b^* = \underset{b \geq 0}{\operatorname{argmin}} E_{\text{bt}}(b) \quad (4.36)$$

Nous résolvons ce problème pour les différents canaux.

Canal AWGN Nous reprenons l'expression de l'équation de l'énergie totale par bit (4.20). Dans l'expression, le gap peut être simplifié par $\Gamma(b) \approx \frac{2}{3} \ln \left(\frac{1}{3 \cdot 10^{-1} P_e} \right)$. Ceci est obtenu par la méthode d'ajustement de courbe. Vu que $E_{\text{bt}}(b)$ est convexe par rapport à

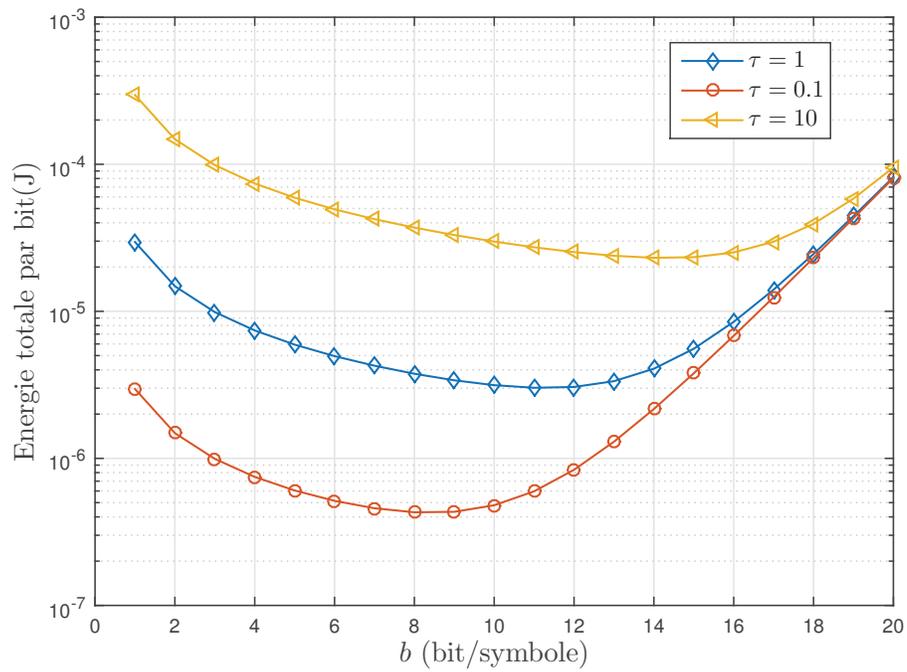


Figure 4.16: Impact de la variation de τ , $d = 5$ m, MQAM (AWGN)

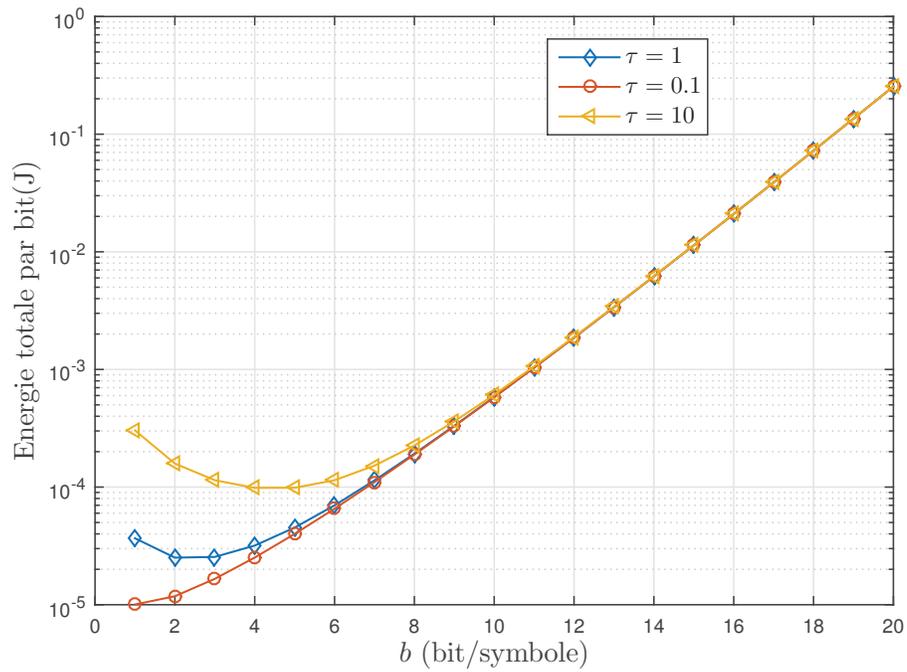


Figure 4.17: Impact de la variation de τ , $d = 50$ m, MQAM (AWGN)

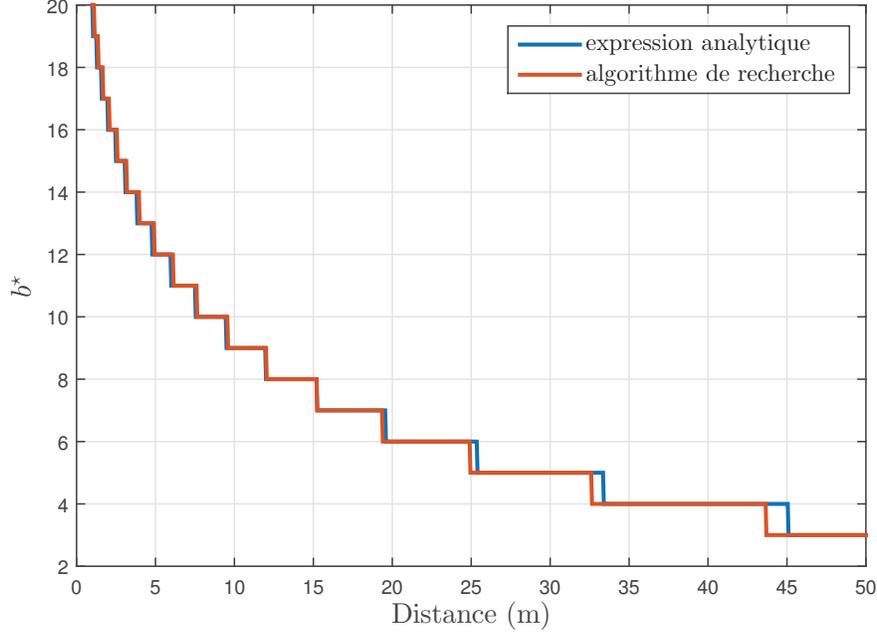


Figure 4.18: b^* en fonction de la distance, AWGN

b , comme justifié dans l'annexe A, il existe alors une seule solution pour (4.36). Le dernier terme étant négligeable devant le reste de l'équation (4.20), la solution est alors :

$$b_{\text{AWGN}}^* \simeq \left\lceil \frac{1}{\ln 2} \left(1 + W_L \left(\frac{3(\varepsilon + P_c/B)}{2e(1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k \ln \left(\frac{1}{3 \cdot 10^{-1}P_e} \right)} - \frac{1}{e} \right) \right) + \frac{1}{2} \right\rceil \quad (4.37)$$

La démonstration est détaillée dans l'annexe A. Nous observons que la constellation optimale est bien dépendante de tous les paramètres du système. La figure 4.18 représente b^* en fonction de la distance en utilisant l'expression analytique en comparaison avec celle obtenue par la méthode de Newton appliquée à l'équation (4.20) et sans approximation du gap. Nous observons que notre expression est précise vis à vis de la méthode numérique.

Canal de Rayleigh De la même manière, en reprenant l'expression de l'énergie totale par bit pour le canal de Rayleigh dans (4.25), l'expression de b^* est :

$$b_{\text{Rayleigh}}^* \simeq \left\lceil \frac{1}{\ln 2} \left(1 + W_L \left(\frac{6(\varepsilon + P_c/B)}{e(1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^kP_e} - \frac{1}{e} \right) \right) + \frac{1}{2} \right\rceil \quad (4.38)$$

Canal de Nakagami Pour le cas du canal de Nakagami. Nous approximations le gap par

$$\Gamma_N(b) = \frac{h}{3} \left(\left(\frac{\bar{P}_e}{2h \left(1 - \frac{1}{2^{\frac{1}{b}}} \right)} \right)^{\frac{-1}{h}} - 1.2 \right) \cong \frac{h}{3} \left(\left(\frac{\bar{P}_e}{2h} \right)^{\frac{-1}{h}} - 1.2 \right) \quad (4.39)$$

L'expression de b^* est alors :

$$b_{\text{Nakagami}}^* \simeq \left\lfloor \frac{1}{\ln 2} \left(1 + W_L \left(\frac{(\varepsilon + P_c/B)}{e(1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k\Gamma_N(h, P_e)} - \frac{1}{e} \right) \right) + \frac{1}{2} \right\rfloor \quad (4.40)$$

3.4 Gain énergétique

Après avoir déterminé les constellations optimales dans chaque modèle de canal. Nous allons examiner le gain d'énergie obtenu dans le canal AWGN, Rayleigh et Nakagami (nous avons pris $m = 4$). Nous faisons le rapport entre l'énergie minimale pour $b = b^*$ par rapport à l'énergie consommée pour la constellation la plus faible $b = 2$. Pour cela nous considérons la fonction de gain suivante :

$$G^{(b^*, d)} = 1 - \frac{E_{bt}(b^*, d)}{E_{bt}(b = 2, d)} \quad (4.41)$$

La figure 4.19 illustre les gains énergétiques obtenus en (%) dans les trois canaux en fonction de la distance de transmission. Nous remarquons que pour chaque courbe, le gain diminue avec la distance. Il est supérieur à 90% pour les courtes distances et il est faible lorsque la distance est élevée. Ainsi, on observe qu'il existe une distance seuil pour chaque modèle de canal, pour laquelle le gain s'annule. Donc il est préférable à partir de cette distance d'opter pour la modulation QPSK. On observe aussi que la distance seuil en canal de Nakagami est la plus faible suivi du canal de Rayleigh et enfin du canal AWGN. Puis que dans le canal de Nakagami la puissance transmise est la plus élevée suivi du canal de Rayleigh puis du canal AWGN.

3.5 Comparaison avec les modulations MPSK et MFSK

Nous voulons comparer les performances de la MQAM avec celles des modulations MPSK et MFSK. Établissons alors les expressions relatives à l'énergie totale par bit .

3.5.1 Modulation MPSK

Canal AWGN La limite supérieure de la probabilité d'erreur est telle que [58] :

$$P_e \leq \frac{2}{b} Q \left(\sqrt{2b\gamma} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2b} \right) \right) \quad (4.42)$$

$$\leq \frac{1}{b} \exp \left(-\gamma b \left(\sin \left(\frac{\pi}{2b} \right) \right)^2 \right) \quad (4.43)$$

En inversant (4.43) et en prenant la limite inférieure, le RSB par bit est donc égal à :

$$\gamma \simeq \frac{1}{b \left(\sin \left(\frac{\pi}{2b} \right) \right)^2} \ln \left(\frac{1}{bP_e} \right) \quad (4.44)$$

Pour la modulation MPSK, la relation entre la période symbole et la bande est la même que celle de la MQAM. L'énergie par bit est alors exprimée par :

$$E_{bt} = (1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k \frac{1}{b \left(\sin \left(\frac{\pi}{2b} \right) \right)^2} \ln \left(\frac{1}{bP_e} \right) + \frac{\varepsilon + P_c/B}{b} + 2P_{\text{syn}} \frac{T_{\text{sw}}}{L} \quad (4.45)$$

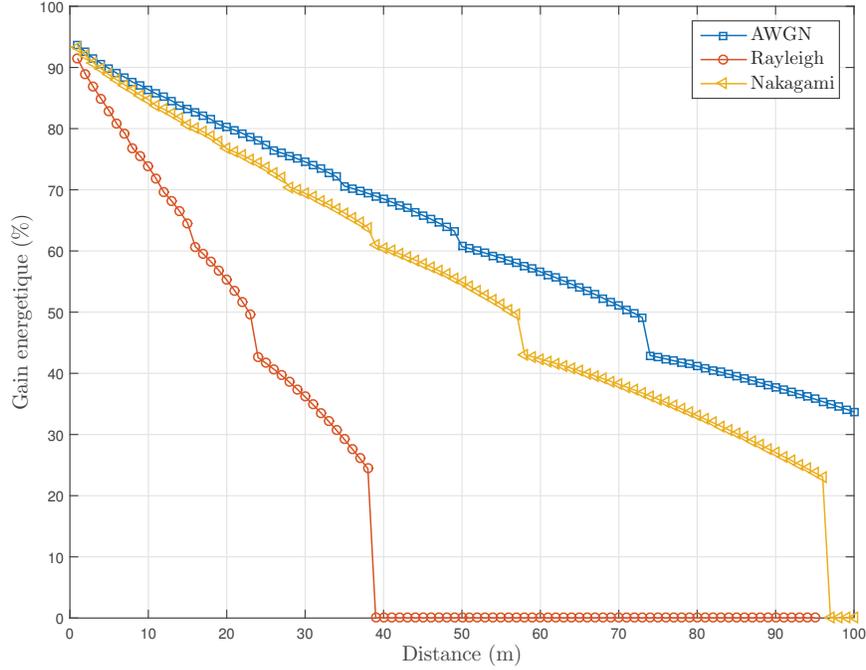


Figure 4.19: Comparaison des gains énergétiques, $k = 3.5$, $m = 4$

Canal de Rayleigh Pour le canal de Rayleigh, nous serons amenés à exprimer le RSB moyen $\bar{\gamma}_s$ de façon similaire comme dans l'équation (4.22). $\bar{\gamma}$ est exprimé donc en fonction de la probabilité d'erreur binaire moyenne comme suit :

$$\bar{\gamma} = \frac{1 - bP_e}{P_e b^2 \left(\sin \left(\frac{\pi}{2b} \right) \right)^2} \quad (4.46)$$

D'où l'expression de l'énergie totale par bit :

$$E_{bt} = (1 + \alpha) N_0 N_f M_l G_1 d^k \frac{1 - bP_e}{P_e b^2 \left(\sin \left(\frac{\pi}{2b} \right) \right)^2} + \frac{\varepsilon + P_c/B}{b} + 2P_{\text{syn}} \frac{T_{\text{sw}}}{L} \quad (4.47)$$

La figure 4.20 présente l'énergie consommée en fonction de la durée de la transmission en comparaison avec l'énergie transmise seule pour la modulation MPSK. Comme pour la modulation MQAM, on observe qu'il existe une durée T_{on} qui minimise l'énergie totale. Cette valeur est de $0.3T$ par exemple pour une distance $d = 5$ m. Dans le cas où nous considérons uniquement l'énergie transmise la valeur obtenue est $T_{on} = T$. La figure 4.21 montre que la valeur optimale est d'autant plus grande que la distance de transmission augmente.

Sur la figure 4.22, nous représentons l'énergie totale consommée en fonction du nombre de bits par symbole b . Comme nous le constatons pour la modulation MQAM, la constellation optimale est plus élevée pour les courtes distances.

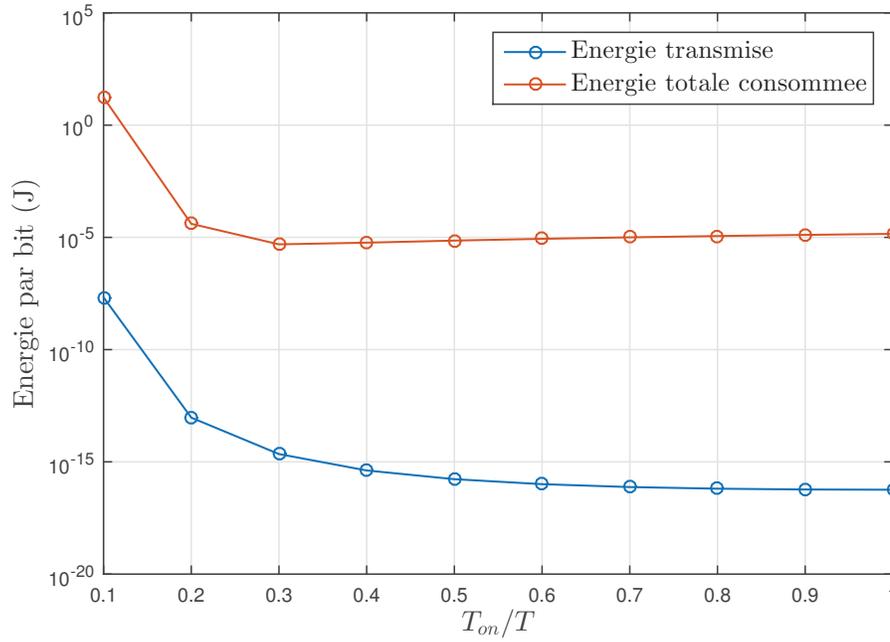


Figure 4.20: Énergie consommée en fonction du temps de transmission (AWGN), MPSK, $d = 5$ m

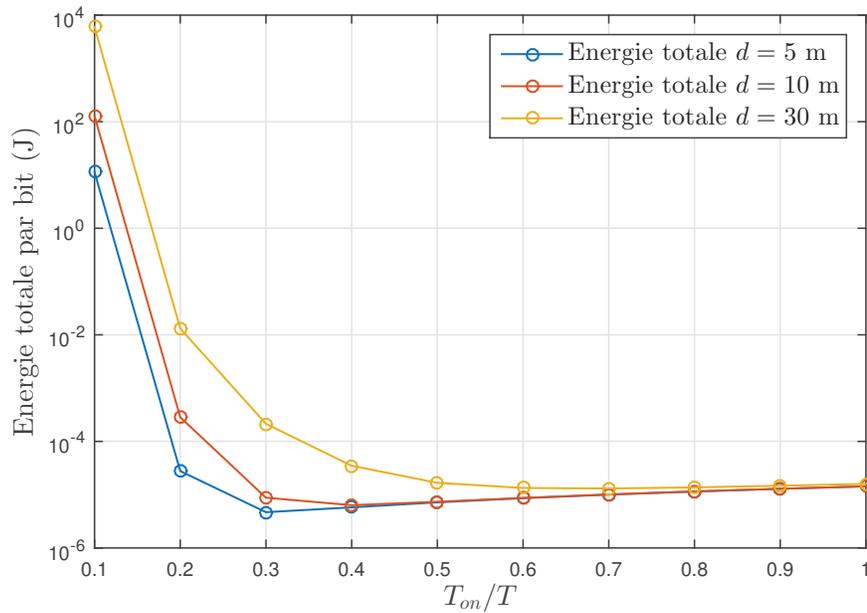


Figure 4.21: Énergie consommée en fonction du temps sous différentes distances (AWGN), MPSK

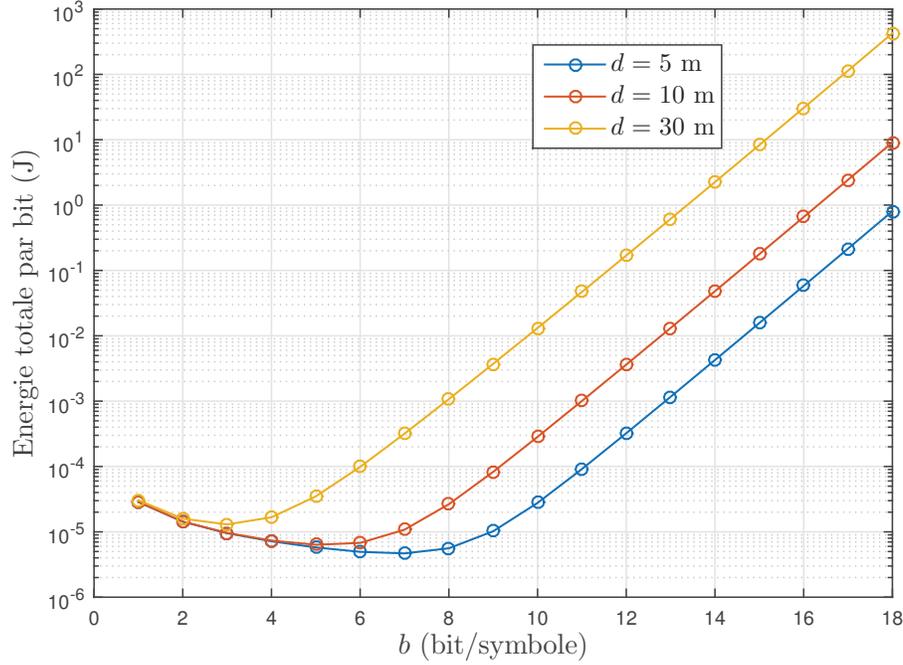


Figure 4.22: Énergie totale consommée versus b en fonction de la distance (AWGN), MPSK

3.5.2 Modulation MFSK

Pour la modulation MFSK non cohérente, le nombre de porteuses orthogonales est $M = 2^b$. On suppose que la séparation fréquentielle inter-porteuses est $\frac{1}{2T_s}$. Ainsi, le débit est égal à $R = \frac{b}{T_s}$ et la bande passante totale peut être approximée par $B \approx \frac{2^b}{2T_s}$. Par conséquent, l'efficacité spectrale de la MFSK est égale à $\frac{2^b}{2^b}$. Or, l'efficacité spectrale est égale à $\theta = \frac{L}{BT_{on}}$ quelque soit le schéma de modulation. D'où, la relation entre la bande, le temps et la constellation :

$$\frac{2b}{2^b} = \frac{L}{BT_{on}} \quad (4.48)$$

Comme dans le cas des modulations précédentes, nous pouvons exprimer la probabilité d'erreur et l'énergie totale par bit pour la modulation MFSK pour les différents canaux considérés.

Canal AWGN La limite supérieure de la probabilité d'erreur en MFSK non cohérente est [3] :

$$P_e \leq \frac{2^{b-2}}{2} \exp\left(\frac{-\gamma_s}{2}\right) \quad (4.49)$$

Par conséquent le RSB par bit est égal à :

$$\gamma = \frac{bE_r}{N_0N_f} = \frac{2}{b} \ln\left(\frac{2^{b-2}}{2P_e}\right) \quad (4.50)$$

avec E_r l'énergie reçue par bit, en exploitant la relation dans (4.12),

$$P_t = GP_r = G \frac{L}{T_{on}} E_r = G \frac{L}{T_{on}} N_0 N_f \frac{2}{b} \ln \left(\frac{2^{b-2}}{2P_e} \right) \quad (4.51)$$

D'où l'énergie transmise est égale à :

$$E_t = P_t T_{on} = 2GN_0 N_f \ln \left(\frac{2^{b-2}}{2P_e} \right) \frac{L}{b} \quad (4.52)$$

En remplaçant dans l'équation (4.10), l'énergie totale par bit est égale à :

$$E_{bt} = 2(1 + \alpha)N_0 N_f M_l G_1 d^k \frac{1}{b} \ln \left(\frac{2^{b-2}}{2P_e} \right) + \frac{P_c 2^b}{2bB} + 2P_{syn} \frac{T_{sw}}{L} \quad (4.53)$$

Canal de Rayleigh Dans le canal de Rayleigh, la probabilité moyenne d'erreur s'exprime par [61] :

$$P_e = 1 - \left(1 - \frac{1}{2 + \bar{\gamma}_s} \right)^{2^{b-1}} \quad (4.54)$$

D'où le RSB moyen par bit $\bar{\gamma}$ ($\bar{\gamma}_s = b\bar{\gamma}$), est alors :

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{b} \left(\left(1 - (1 - P_e)^{\frac{1}{2^{b-1}}} \right)^{-1} - 2 \right) \quad (4.55)$$

L'énergie totale par bit est donc égale à :

$$E_{bt} = (1 + \alpha)N_0 N_f M_l G_1 d^k \frac{1}{b} \left(\left(1 - (1 - P_e)^{\frac{1}{2^{b-1}}} \right)^{-1} - 2 \right) + \frac{P_c 2^b}{2bB} + 2P_{syn} \frac{T_{sw}}{L} \quad (4.56)$$

La figure 4.23 représente l'énergie consommée en fonction de la taille de la constellation. Si nous regardons l'évolution de l'énergie transmise seule, nous remarquons que celle-ci décroît avec le nombre de bits par symbole b . Ceci étant évident pour la modulation MFSK car il est bien connu que la modulation MFSK est très efficace en énergie lorsque M est élevée [55]. Mais si nous considérons l'énergie totale par bit, la modulation optimale est la 4-FSK.

3.5.3 Comparaison entre MQAM, MPSK et MFSK

Notre but est de comparer les performances de la modulation MQAM avec ces deux modulations en termes d'efficacité spectrale et de consommation d'énergie. Nous considérons les mêmes paramètres de simulation donnés dans le tableau 4.2.

Les figures 4.24 et 4.25 illustrent l'énergie totale par bit consommée dans le canal AWGN pour les distances $d = 5$ m et $d = 30$ m issues des équations (4.35) (4.45) et (4.53). En comparant les trois modulations, nous remarquons que la modulation MQAM est celle qui consomme le moins d'énergie. En outre, si nous choisissons pour chaque modulation la constellation minimisant l'énergie totale, la MQAM fournit la meilleure efficacité spectrale. Sur une distance plus grande, $d = 30$ m, les modulations MQAM et MPSK sont toutes les deux concurrentes surtout pour des tailles de constellation pratiques ($2 \leq b \leq 8$). Les modulations 16QAM puis QPSK sont préférables.

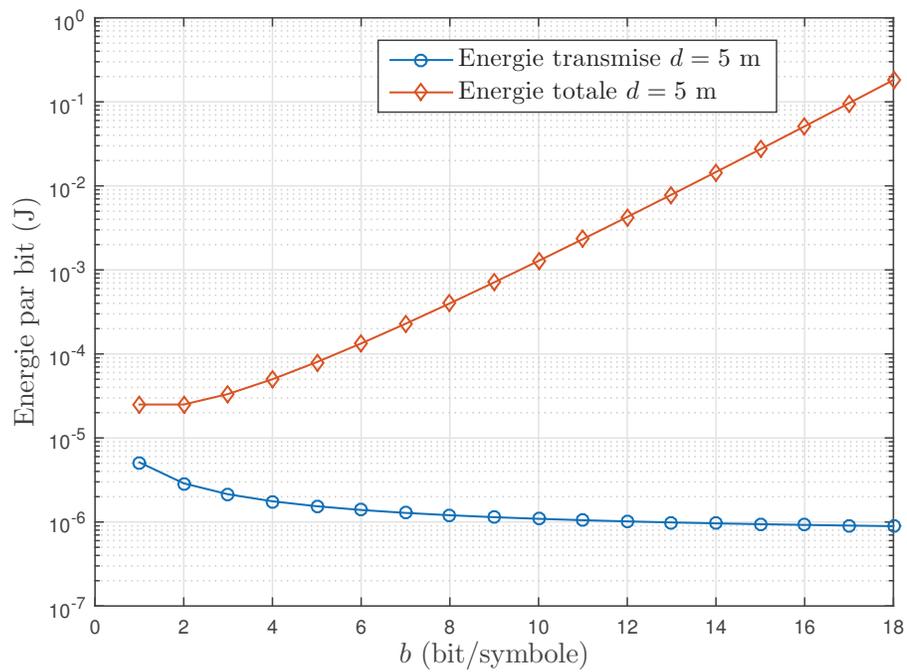


Figure 4.23: Énergie totale consommée versus b (AWGN), MFSK

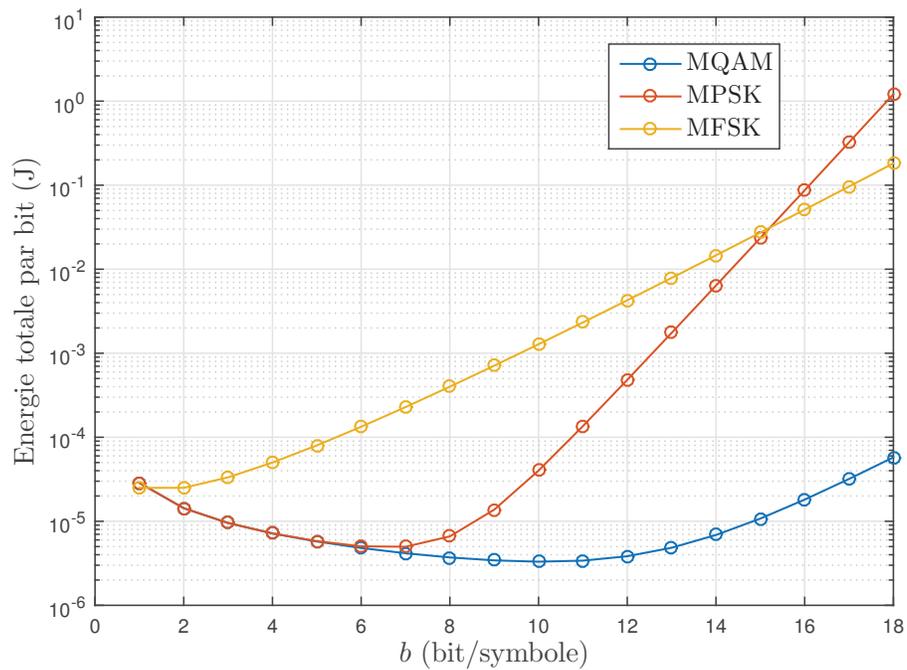


Figure 4.24: Énergie totale consommée versus b , $d = 5$ m (AWGN)

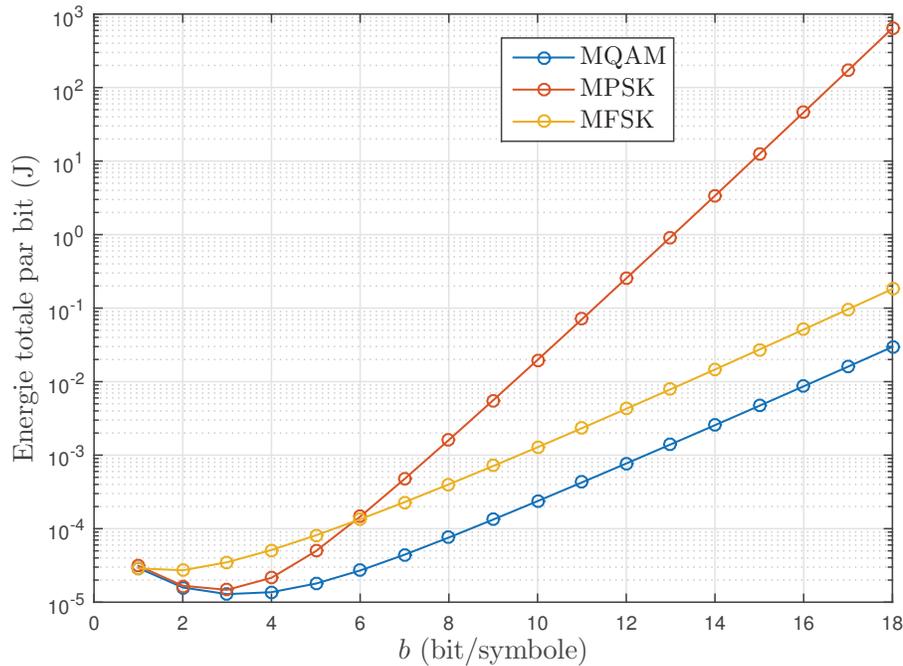


Figure 4.25: Énergie totale consommée versus b , $d = 30$ m (AWGN)

Les figures 4.26 et 4.27 comparent les trois modulations pour un canal de Rayleigh. Nous remarquons d'abord une augmentation de l'énergie consommée par rapport au canal AWGN. En effet, dans le canal de Rayleigh une augmentation de l'énergie transmise est nécessaire pour compenser les évanouissements rapides. La modulation MQAM reste plus avantageuse car, d'une part, elle consomme moins d'énergie et d'autre part, la constellation optimale fournit la meilleure efficacité spectrale.

Pour des distances plus grandes, $d = 30$ m, sur la figure 4.27, nous observons que les modulations MQAM et MFSK sont relativement proches en terme d'énergie, la MQAM étant toujours la meilleure. En outre, les énergies minimales sont obtenues pour des modulations à faible nombre de symboles, $M = 2$ soit 1 bit par symbole en QAM et FSK et $M = 4$ soit 2 bits par symbole pour la PSK.

L'ensemble de ces résultats confirme les remarques générales suivantes :

- La QAM fournit les meilleures performances en terme d'énergie par bit, quel que soit le scénario ;
- Lorsque l'énergie de transmission est élevée parce que la distance est importante ou que le canal est perturbé (canal de Rayleigh), les modulations à faible nombre de symboles optimisent l'énergie mais au prix d'une efficacité spectrale réduite ;
- Dans le cas contraire, il existe un nombre de symboles optimal du point de vue de l'énergie. La modulation QAM fournit alors la meilleure efficacité spectrale.

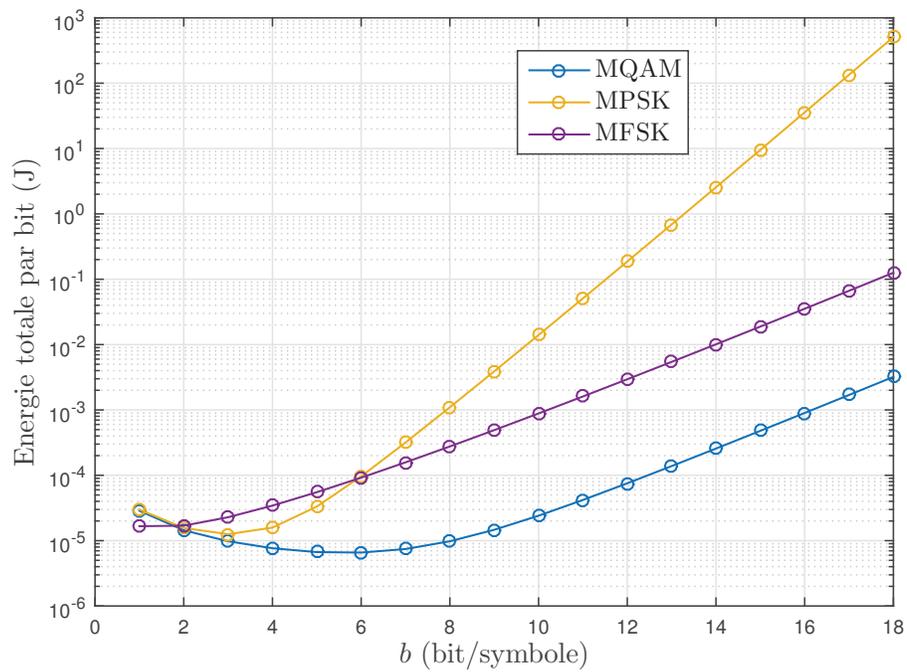


Figure 4.26: Énergie totale consommée versus b , $d = 5$ m (Rayleigh)

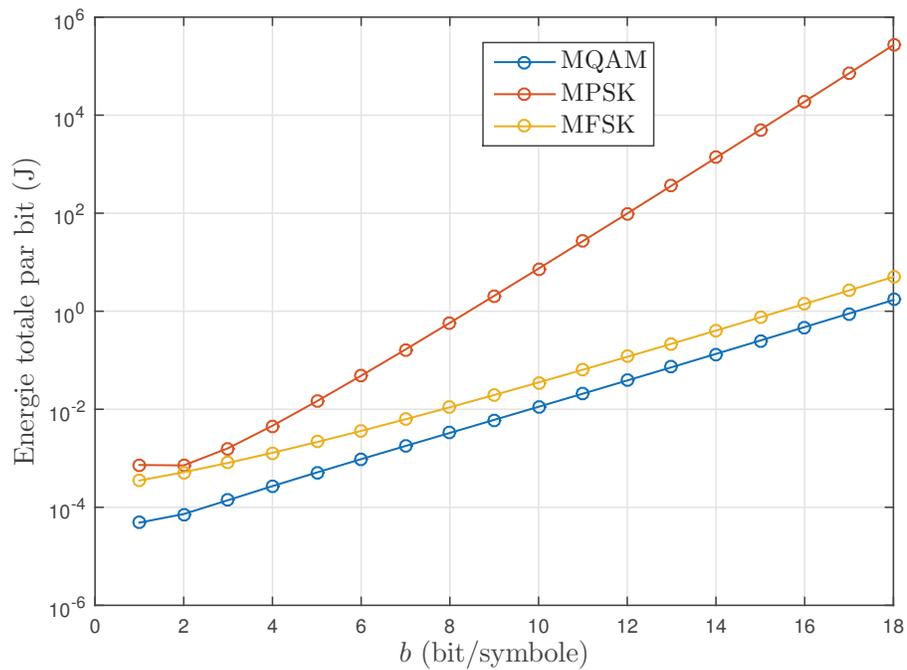


Figure 4.27: Énergie totale consommée versus b , $d = 30$ m (Rayleigh)

4 Métrique d'efficacité de la transmission

Dans cette partie, nous nous intéressons à une métrique différente de l'énergie par bit. Cette métrique a été proposée dans la littérature pour évaluer l'efficacité énergétique des circuits de transmissions sans fil [62]. Elle est définie par le rapport entre l'énergie transmise et l'énergie totale consommée et est notée φ . Dans cette partie nous proposons d'évaluer la modulation MQAM au moyen de cette métrique qui sera notée φ . A partir de la définition donnée plus haut, nous pouvons écrire :

$$\varphi = \frac{E_t}{(1 + \alpha)E_t + \tau E_c} \quad (4.57)$$

où E_t est l'énergie transmise, E_c est l'énergie consommée par les circuits électroniques autre que l'amplificateur. Comme dans l'étude précédente, nous introduisons un coefficient τ pour étudier l'effet de la variation de la consommation des circuits. Dans un premier temps nous prendrons $\tau = 1$ pour se placer aux valeurs nominales du modèle de consommation.

Pour un concepteur, il est souhaitable de maximiser φ ce qui signifie que la part de l'énergie consommée doit être minimisée pour une énergie transmise donnée.

Pour la modulation MQAM, dans le cas du canal AWGN, nous pouvons écrire

$$\begin{cases} E_t = N_0 N_f M_t G_1 d^k \frac{(2^b - 1)}{b} \Gamma_A(b), \\ E_c = \frac{\varepsilon + P_c/B}{b} + 2P_{\text{syn}} \frac{T_{\text{sw}}}{L}, \end{cases} \quad (4.58)$$

Nous avons tracé sur les figures 4.28 et 4.29 l'évolution de φ pour la modulation MQAM en fonction du nombre de bits par symbole b . Sur la figure 4.28, nous considérons des distances de transmission courtes (1 et 5 m). Nous constatons que φ croît avec b , ceci résulte de l'augmentation de l'énergie de transmission lorsque le nombre de symboles de la constellation augmente. Nous remarquons que l'efficacité du circuit augmente avec la distance. Cet effet est encore plus marqué sur la figure 4.29 où nous avons considéré des distances supérieures à 10 m. En outre, dans les deux cas il existe une valeur particulière de b à partir de laquelle φ devient pratiquement constante. Cette valeur correspond au cas où l'énergie E_c devient négligeable devant l'énergie transmise. Dans ce cas φ converge vers $\frac{1}{(1+\alpha)}$. Pour chaque distance, il est donc possible de définir un b optimal à partir duquel φ atteint son maximum. Ceci peut servir l'utilisateur pour connaître à partir de quelle constellation son système va atteindre l'efficacité optimale. Par exemple, sur la figure 4.29, pour une distance de 50 m, la constellation optimale est la 16QAM.

L'effet de la consommation des circuits (hors amplificateur de puissance) sera aussi illustré en variant τ . Sur les figures 4.30 et 4.31, nous avons pris $\tau = 0.1$. Nous observons une légère augmentation de φ quand la distance est petite (1 m). Pour les grande distances, figures 4.31, φ est plus élevée que dans le cas des petites distances. La distance à partir de laquelle un optimum apparaît est plus faible que précédemment ($d = 20$ m) ce qui est logique car l'énergie des circuits devient plus vite négligeable devant l'énergie transmise.

Sur la figure 4.32, nous illustrons le cas où la consommation de puissance des circuits électroniques est multipliée par 10. Nous prenons juste le cas des distances supérieures à 10 m avec la même remarque que pour les courtes distances. Nous remarquons que φ est plus faible que dans le cas où $\tau = 0.1$ ou $\tau = 1$.

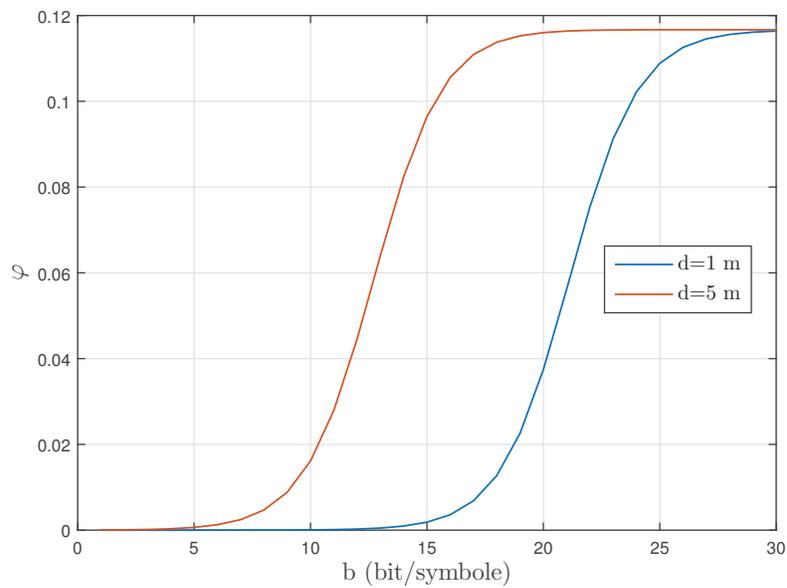


Figure 4.28: Courtes distances, $\tau = 1$.

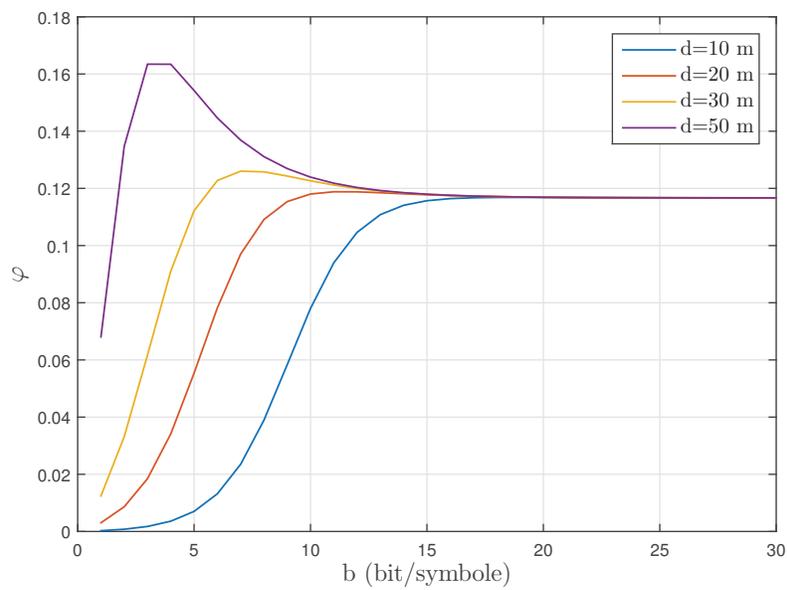


Figure 4.29: Moyennes et longues distances, $\tau = 1$.

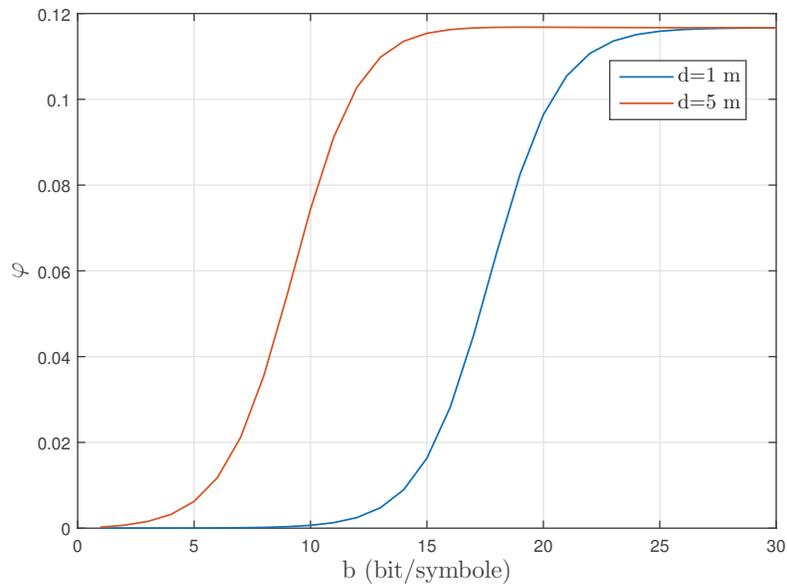


Figure 4.30: Courtes distances, $\tau = 0.1$.

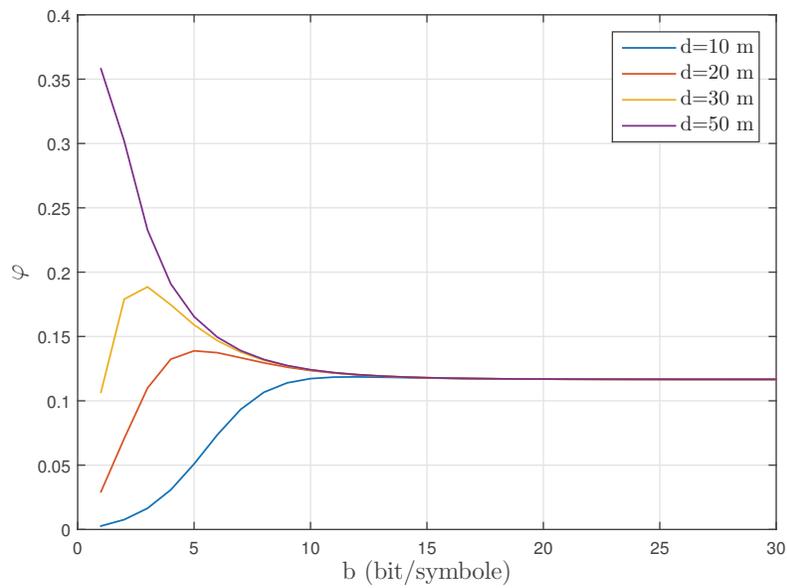


Figure 4.31: Moyennes et longues distances, $\tau = 0.1$.

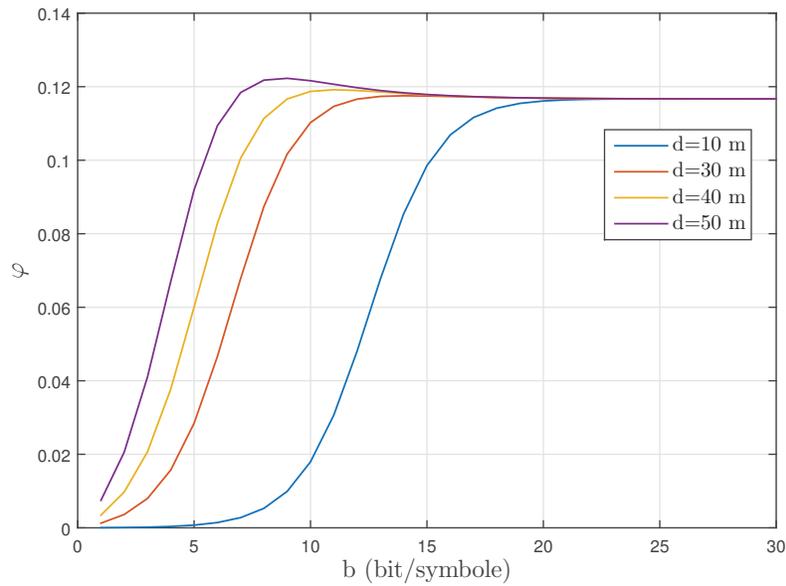


Figure 4.32: Moyennes et longues distances, $\tau = 10$.

Pour conclure sur cette métrique, φ sert à optimiser l'efficacité énergétique des circuits en terme de rendement. Elle peut être utile lorsque nous mettons en avant les performances matérielles du système de transmission et que nous voulons réduire par exemple la dissipation thermique.

Comme nous l'avons observé, la maximisation de φ peut conduire à une solution (b élevée) qui ne minimise pas l'énergie par bit forcément. Si nous nous en tenons à l'objectif principal que nous nous sommes fixé, c'est-à-dire la réduction de l'énergie consommée pour la transmission d'informations, le critère de l'énergie par bit doit être privilégié.

5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les performances de la modulation MQAM du point de vue énergétique et aussi du point de vu spectral. Après avoir défini le modèle de puissance relatif à notre chaîne de communication, nous avons évalué la consommation en énergie par bit de la modulation MQAM pour les canaux AWGN, Rayleigh et Nakagami. Les différents gaps par rapport à la limite de Shannon liés à la modulation dans ces canaux ont été établis. Ceci nous à permis de mettre en évidence la similitude par rapport à l'optimisation utilisant la capacité de Shannon comme dans le chapitre 2.

Dans un premier lieu, l'impact des paramètres de transmission à savoir la constellation, le temps de transmission, la bande passante, le canal a été examiné. Nous récapitulons ce qui suit :

- La puissance des circuits a un impact important à faibles distances de transmission.
- Il est intéressant d'optimiser la constellation et le temps de transmission des données pour les faibles distances et pour les faibles bandes passantes.
- Il est intéressant d'optimiser le temps de transmission des données pour les faibles distances et où le temps de transmission est inférieur au temps maximal. Tandis que pour les grandes distances le temps optimal s'approche du temps maximal.
- Dans le cas des canaux de Rayleigh et de Nakagami, la constellation optimale est d'autant petite (proche de 2) que la distance augmente.

Afin de trouver la constellation optimale et de déterminer l'effet des principaux paramètres du système sur cette valeur, nous avons donné l'expression analytique de la constellation optimale b^* pour les différents canaux. Afin de comparer les performances de MQAM dans les trois modèles de canal, nous avons comparé le gain énergétique. Nous avons constaté qu gain est très important dans le cas des courtes distances et quil décroît en fonction de la distance.

Une comparaison avec les modulations MPSK et MFSK a montré que la modulation MQAM est un choix performant du point de vue énergétique et spectral, en particulier pour les courtes distances.

Enfin, nous avons utilisé une autre métrique φ qui évalue principalement l'efficacité énergétique des circuits. Nous avons montré comment l'optimiser pour la modulation MQAM, même si cette métrique n'est pas adaptée à l'objectif de notre thèse qui concerne la réduction de l'énergie consommée pour la transmission d'informations.

Chapitre 5

Compromis entre énergie et efficacité spectrale

1 Introduction

Jusqu'à présent nous avons cherché à déterminer l'efficacité spectrale qui minimise l'énergie totale consommée par bit. La plupart des systèmes de communications pratiques imposent des contraintes de bandes passantes et de puissances émises maximales ou des impératifs de débits minimaux à transmettre [30]. Ces contraintes sont liées au partage des ressources entre différents systèmes ou utilisateurs ainsi qu'aux notions de qualité de service. Une optimisation sans contrainte telle que nous l'avons proposée précédemment est donc difficilement exploitable pour un système réaliste.

Dans ce chapitre, nous allons reformuler le problème d'optimisation pour intégrer ces contraintes. Nous allons en particulier nous intéresser à contraindre l'efficacité spectrale, ce qui se traduit par une contrainte de débit, dans les systèmes où la bande est imposée. L'étude sera menée dans le cas de la modulation MQAM dont nous avons montré les avantages aux chapitres précédents. Dans une première partie, nous traiterons un problème d'optimisation de l'énergie avec des contraintes d'inégalités sur le débit. Dans un second temps nous construisons un problème multi-critères que nous transformerons en problème à critère unique intégrant l'énergie et le débit.

2 Optimisation avec contrainte de débit

Remarquons tout d'abord que pour une modulation MQAM, le débit binaire R , la bande B (assimilée au débit symbole) et le nombre de bits par symbole b , en négligeant le facteur de roll-off, sont liés par la relation :

$$R = b \cdot B \tag{5.1}$$

Dans un système où la bande est fixée, fixer b revient à fixer R . A partir de l'expression de l'énergie formulée dans le chapitre précédent, donnée par l'équation (4.14) dans le cas des modulations MQAM, nous exprimons le problème à résoudre sous la forme d'une minimisation de l'énergie sous contrainte de débit. Nous proposons donc de résoudre le

problème suivant :

$$R^* = \underset{R_{min} \leq R \leq R_{max}}{\operatorname{argmin}} E_{bt}(R) \quad (5.2)$$

où, avec la relation (5.1), nous pouvons exprimer l'énergie totale par bit (4.14) en fonction du débit. Ainsi, pour une bande passante donnée, le débit optimal est tel que

$$R^* = b^* \cdot B \quad (5.3)$$

En utilisant (4.32) et (5.1), nous pouvons exprimer l'énergie totale par bit de la façon suivante :

$$E_{bt}(R) = (1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k \cdot \Gamma(b, P_e)B \frac{2^{R/B} - 1}{R} + \frac{\varepsilon B + P_c}{R} + 2P_{\text{syn}} \frac{T_{\text{tr}}}{L} \quad (5.4)$$

D'autre part, comme le nombre de bits minimal est égal à $b = 2$ (4QAM) et que la durée maximale de transmission est T , le débit minimal est défini par :

$$R_{min} = \max \left\{ \frac{L}{T}, 2B \right\} \quad (5.5)$$

Comme indiqué dans l'introduction du chapitre, nous considérons une contrainte sur la puissance de transmission P_t telle que $0 \leq P_t \leq P_{max}$. Cette contrainte peut se traduire par un nombre de bits par symbole maximal b_{max} (la puissance émise est une fonction croissante de b) et donc par un débit binaire maximal R_{max} que l'on peut exprimer par :

$$R_{max} = B \cdot b_{max} \quad (5.6)$$

$$= B \max_{P_t} \{b \mid P_t \leq P_{max}\} \quad (5.7)$$

En utilisant l'expression de P_t définie dans (4.12), b_{max} est obtenue tel que :

$$(1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k \cdot \Gamma(b, P_e) \frac{2^b - 1}{b} = P_{max} \quad (5.8)$$

après résolution de l'équation, on trouve :

$$R_{max} = \frac{-B}{\delta} - \frac{B}{\ln(2)} W_{-1} \left(\frac{-2^{\frac{-1}{\delta}} \ln(2)}{\delta} \right) \quad (5.9)$$

avec

$$\delta = \frac{P_{max}}{\Gamma(P_e) \cdot (1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k} \quad (5.10)$$

et $\Gamma(P_e)$ est l'approximation de $\Gamma(b, P_e)$ qui est indépendante de b (cf. section 3.3).

2.1 Résolution du problème

Sachant que $E_{bt}(b)$ est convexe par rapport à b (cf. Annexe A), en calculant la dérivé de $E_{bt}(b)$ par rapport à b , on obtient :

$$\frac{\partial E_{bt}}{\partial b}(b) = \frac{A(-2)^b + A2^b b \ln 2 + A - C}{b^2} = \frac{\Delta(b)}{b^2} \quad (5.11)$$

avec $A = (1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k \cdot \Gamma(P_e)$ et $C = \varepsilon + P_c/B$. Ainsi, suivant le signe de $\Delta(R)$, la solution au problème (5.2) est :

$$R^{**} = \begin{cases} R_{min} & \text{si } \Delta(R_{min}) > 0 \\ R^* & \text{si } \Delta(R) = 0 \\ R_{max} & \text{si } \Delta(R_{max}) < 0 \end{cases} \quad (5.12)$$

où R_{min} et R_{max} sont définis respectivement par les équations (5.5) et (5.9), et R^* par :

$$R^* = \frac{1}{\ln 2} \left(1 + W \left(\frac{(\varepsilon + P_c/B)}{e(1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k\Gamma(P_e)} - \frac{1}{e} \right) \right) \cdot B \quad (5.13)$$

Pour illustrer les résultats, nous allons nous limiter au canal AWGN. Les paramètres de simulations sont conservés (voir tableaux 4.2 et 4.1) avec $P_{max} = 1$ W. La figure 5.1 montre l'évolution de R^* en fonction de la distance. Pour une bande donnée, nous remarquons que le débit optimal diminue avec la distance. Cet effet est lié à l'augmentation de l'atténuation, comme nous l'avons déjà vu. En outre, le débit optimal dans le canal AWGN est plus élevé que dans le canal de Rayleigh. Cela est lié à la valeur plus élevée du gap dans ce dernier cas. En accord avec l'équation (5.1), le changement de la bande passante affecte proportionnellement le débit optimal.

La figure 5.2 montre l'évolution de R^* en fonction de la distance en faisant varier le coefficient d'atténuation k . Nous observons que le débit diminue avec k ; le débit diminue quant l'atténuation due à l'environnement augmente.

2.2 La distance limite d'optimisation

On désigne par la distance limite d'optimisation ou distance seuil, la distance pour laquelle l'optimisation du débit devient nécessaire. Autrement dit, la contrainte étant saturée, le débit R^* devient supérieur à R_{min} . Analytiquement, cette distance est définie par :

$$d_{seuil} = \arg \underset{d}{\Delta}(R_{min}) = 0 \quad (5.14)$$

On exprime ainsi la distance seuil comme suit :

$$d_{seuil} = \left[\frac{C}{(1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1((-2)^{b_{min}} + 2^{b_{min}}b_{min} \ln 2 + 1)} \right]^{1/k} \quad (5.15)$$

La distance d_{seuil} peut être définie comme la portée d'optimisation, c'est à dire la distance pour laquelle l'optimisation du débit est efficace. Au delà de cette distance, le débit optimal reste égal au débit minimal.

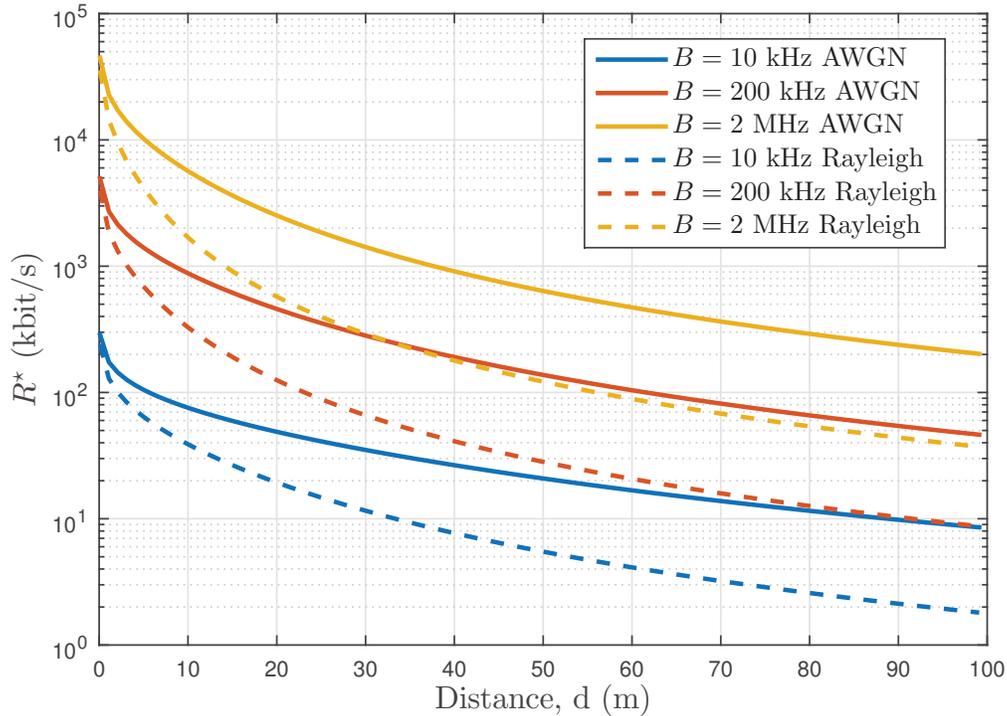


Figure 5.1: R^* en fonction de la distance et à différentes bandes passantes

La figure 5.3 illustre l'évolution du débit normalisé $\frac{R^*}{R_{min}}$ en fonction de la distance pour un canal AWGN et un canal de Rayleigh. Nous repérons les distances seuils dans les deux cas. La distance seuil pour le canal de Rayleigh est plus faible que celle pour le canal AWGN. Autrement dit, le débit minimal est plus vite atteint lorsque la distance augmente.

La figure 5.4 montre l'évolution des distances seuils pour deux valeurs de bande passante. Nous remarquons que d_{seuil} augmente avec la bande.

L'évolution du débit optimal en fonction de la distance à différentes bandes, obtenu par l'équation (5.12), dans le cas d'un canal AWGN est illustrée sur la figure 5.5. Comme expliqué dans le paragraphe 2.1, nous observons que cette évolution est conditionnée par les deux contraintes R_{max} et R_{min} . Nous remarquons également que pour chaque courbe nous avons une distance seuil au delà de laquelle, il faut transmettre à débit minimal.

3 Optimisation d'un compromis débit–efficacité énergétique

Dans la partie précédente nous avons introduit les contraintes de débit ou de puissance maximale sous la forme de contraintes d'inégalités dans le problème d'optimisation. Il peut être intéressant de chercher un compromis plus souple entre l'efficacité énergétique et le débit (ou l'efficacité spectrale). Dans cette partie nous allons étudier ce compromis en fixant un critère d'optimisation mélangeant les deux métriques.

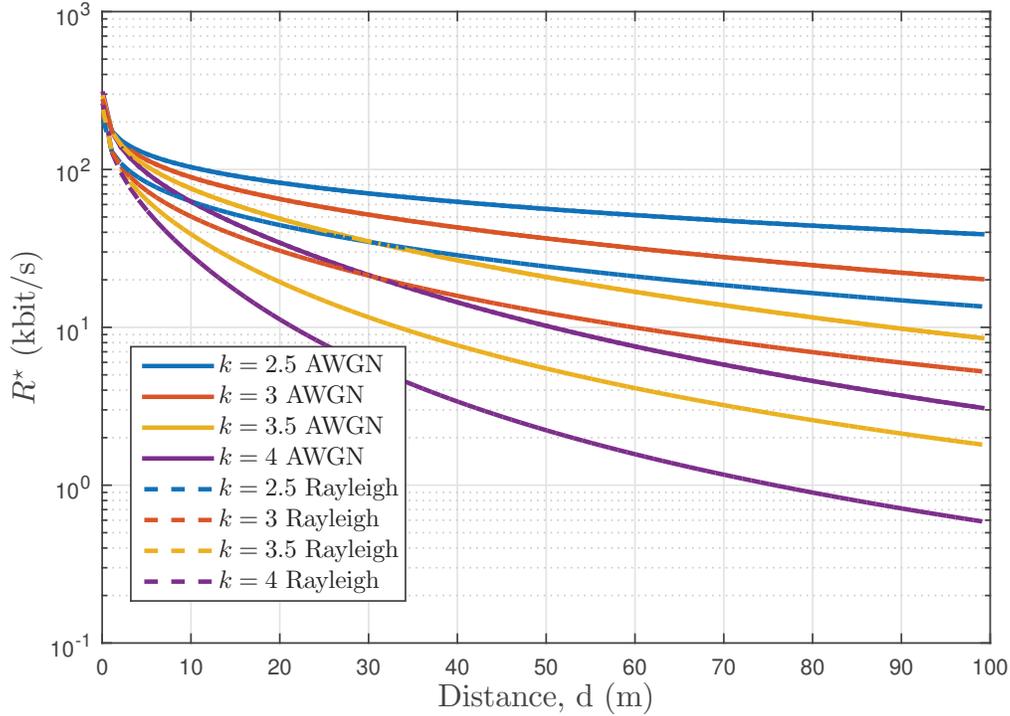


Figure 5.2: R^* en fonction de la distance et à différents coefficients d'atténuation k

Il s'agit de maximiser le débit qui s'écrit sous la forme $b \cdot B$. Pour maximiser l'efficacité énergétique, nous considérons la fonction $\frac{1}{E_{bt}}$. Nous avons vu que ces deux métriques sont contradictoires : maximiser l'une conduit à réduire la seconde. Il faut donc réaliser une optimisation multi-objectifs qui conduira à un compromis entre les deux.

Notons $f_e(b)$ et $f_s(b)$ les deux fonctions objectifs :

$$\begin{cases} f_e(b) = \frac{1}{E_{bt}} \\ f_s(b) = bB \end{cases} \quad (5.16)$$

Le problème peut s'énoncer :

$$\begin{aligned} S(1) : \text{maximiser} & \quad f_e(b), f_s(b) \\ \text{s.c} & \quad b \in [b_{\min}, b_{\max}]. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Dans une optimisation multi-objectifs (*Multiple Objective Optimisation*, MOO), la notion d'optimum de Pareto est importante [63]. Sa définition est la suivante :

Définition 5.1. *Un point $x \in \Omega$ est dit Pareto-optimal si et seulement si il n'existe aucun autre point, $x_1 \in \Omega$, tels que $f_e(x_1) \geq f_e(x)$ et $f_s(x_1) \geq f_s(x)$.*

Définition 5.2. *Un ensemble de points est dit Pareto-optimal si tous les points de cet ensemble sont Pareto-optimaux.*

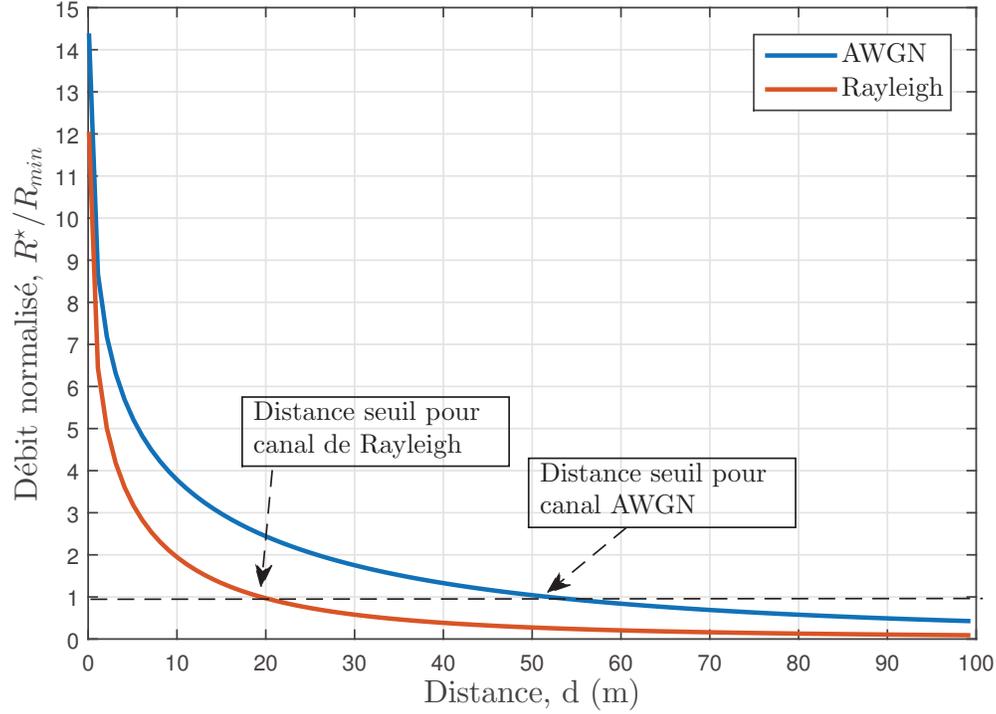


Figure 5.3: Débit normalisé en fonction de la distance, $B = 10$ kHz

Un point Pareto-optimal est un point qui permet d'améliorer $f_e(b)$ et $f_s(b)$ simultanément. Ainsi, pour résoudre un problème multi-objectifs, l'ensemble Pareto-optimal doit être caractérisé. La solution du problème (5.17) appartient à cet ensemble. Pour trouver cet ensemble, nous utilisons les propriétés des fonctions $f_e(b)$ et $f_s(b)$. D'après les études menées dans les chapitres précédents, nous avons montré que l'énergie est une fonction convexe par rapport à l'efficacité spectrale b et donc par rapport à $f_s(b) = bB$. On en déduit que $f_e(b)$ qui est l'inverse de l'énergie, est concave par rapport à $f_s(b)$. De plus, nous avons calculé le point optimal b^* par l'équation (4.37).

Sur La figure 5.6, l'allure de $f_e(b)$ est illustrée en fonction de $f_s(b)$. Dans la région I, nous avons $b \in [b_{min}, b^*]$. Dans cette région, les deux fonctions sont croissantes et le maximum dans ce cas est atteint quand $b = b^*$. Dans la région II où $b \in [b^*, b_{max}]$ Le comportement change car quand $f_s(b)$ augmente, $f_e(b)$ diminue. Nous nous intéresserons alors à trouver l'optimum dans cette zone colorée.

L'ensemble Pareto optimal Ω du problème (5.17) est défini par :

$$\Omega = \{b \mid b^* \leq b \leq b_{max}\} \quad (5.18)$$

Pour résoudre le problème (5.17) nous transformons le problème multi-objectifs (MOO) en un problème mono-objectif (SOO). Pour cela on définit les fonctions équivalentes normalisées respectives $f_e^n(b)$ et $f_s^n(b)$ comme :

$$\begin{cases} f_e^n(b) = \frac{f_e(b)}{f_e^{max}} = \frac{E_{bt}(b^*)}{E_{bt}(b)} \\ f_s^n(b) = \frac{f_s(b)}{f_s^{max}} = \frac{f_s(b)}{f_s(b_{max})} \end{cases} \quad (5.19)$$

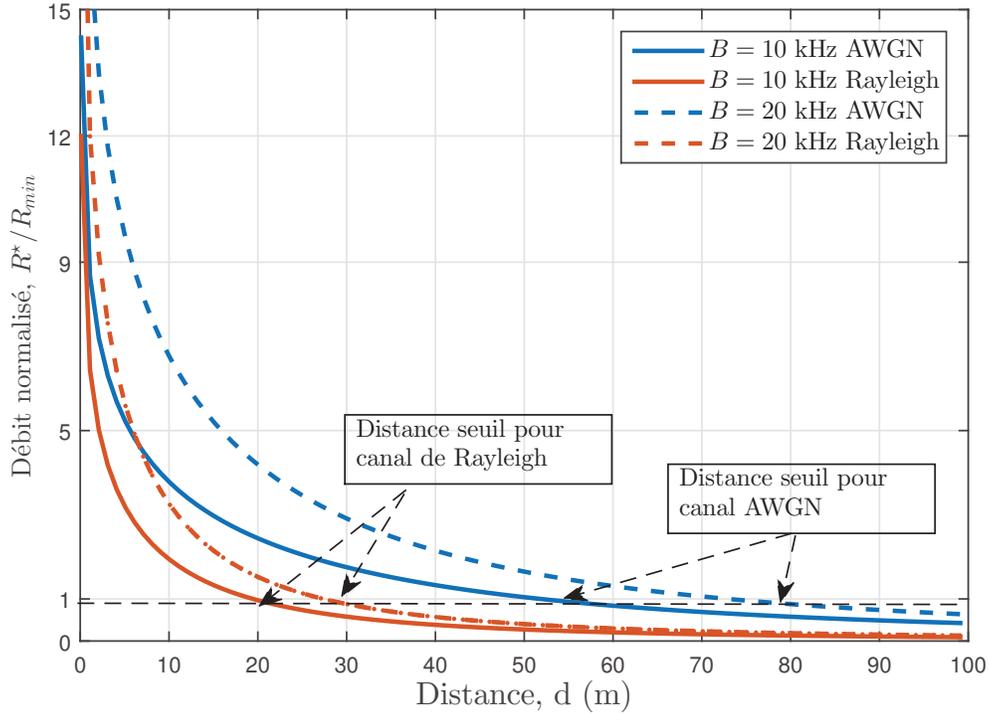


Figure 5.4: Débit normalisé en fonction de la distance à différentes bandes passantes

avec f_e^{max} la valeur maximale de $f_e(b)$ et f_s^{max} la valeur maximale de $f_s(b)$. A l'aide de ces deux fonctions, on propose par la suite d'aborder le problème de maximisation de $f_e^n(b)$ et $f_s^n(b)$. Dans cet objectif, on considère le problème d'optimisation suivant :

$$\begin{aligned}
 S(1) : \text{maximiser} \quad & f_e^n(b), f_s^n(b) \\
 \text{s.c} \quad & b^* \leq b \leq b_{max}.
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

Pour résoudre le problème SOO, on utilise une métrique défini dans [29]. La nouvelle fonction à optimiser est ainsi définie par

$$U(b) = (f_s^n(b))^\omega \times (f_e^n(b))^{(1-\omega)} \tag{5.21}$$

avec $\omega \in [0, 1]$ le coefficient de préférence système. Si $\omega = 0$, la préférence est EE qui est l'efficacité énergétique en (bit/J) mais si $\omega = 1$, la préférence est le débit. Par exemple nous pouvons choisir $\omega = 0.5$ pour une égalité de préférence. Ainsi le couple $(\omega, 1 - \omega)$ est déterminé par l'utilisateur. On transforme ainsi le problème $S(1)$ (5.20) en un problème $S(2)$:

$$\begin{aligned}
 S(2) : \text{max} \quad & U(b) \\
 \text{s.c} \quad & b \in \Omega
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

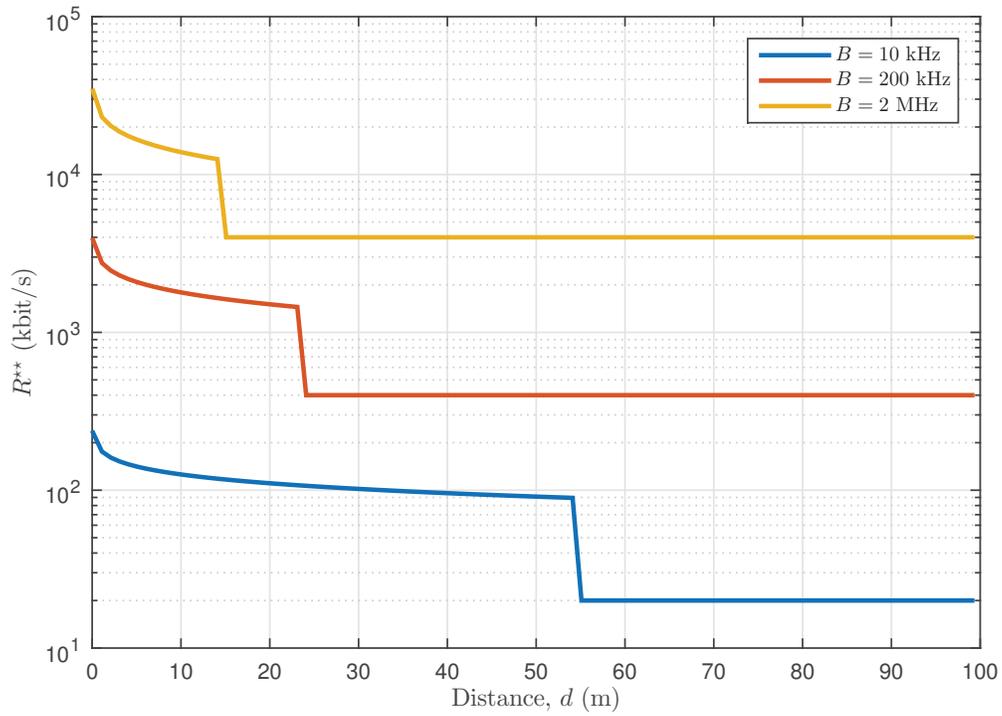


Figure 5.5: Débit optimal R^{**} en fonction de la distance (AWGN)

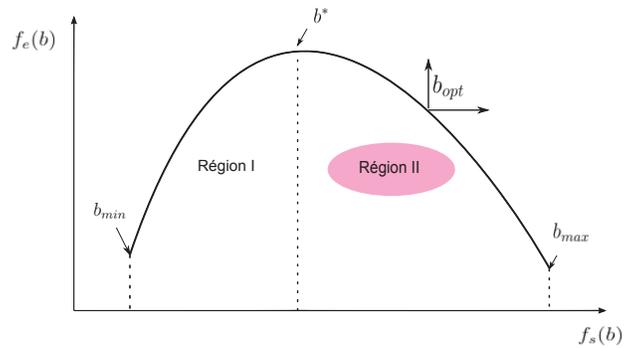


Figure 5.6: Le compromis $f_e(b)$ et $f_s(b)$ en fonction de b_{opt}

Maximiser $U(b)$, revient à maximiser $V(b)$ qui s'écrit :

$$\begin{aligned} V(b) &= \ln(U(b)) \\ &= \omega \ln(f_s^n(b)) - (1 - \omega) \ln(f_e^n(b)) \\ &= \omega \ln(f_s(b)) + (1 - \omega) \ln(f_e(b)) - (\omega \ln(f_s^{max}) + (1 - \omega) \ln(f_e^{min})) \end{aligned} \quad (5.23)$$

En cherchons la dérivée de la fonction V :

$$V'(b) = \frac{A2^b - A + C + Ab2^b \ln 2(\omega - 1)}{b(A(2^b - 1) + C)} = \frac{\chi(b) - (1 - \omega)}{(A(2^b - 1) + C)/(A2^b \ln 2)} \quad (5.24)$$

où $\chi(b) = \frac{A2^b - A + C}{Ab2^b \ln 2}$, A et C sont défini dans (5.11).

Tout calcul fait, le point optimal est donné par :

$$b^{**} = \frac{1}{\ln 2} \left[W \left(\frac{\kappa e^{(\omega-1)^{-1}}}{((1 + \alpha)N_0 N_f M_l G_1 d^k \cdot \Gamma(b, P_e)) \cdot (\omega - 1)} \right) - \frac{1}{(\omega - 1)} \right]. \quad (5.25)$$

avec $\kappa = (1 + \alpha)N_0 N_f M_l G_1 d^k \cdot \Gamma(b, P_e) - (\varepsilon + P_c/B)$. Enfin, la solution globale Pareto-optimale b^{opt} s'écrit :

$$b^{opt} = \begin{cases} b^* & \text{si } \omega = 0 \\ b^{**} & \text{si } \omega \leq 1 - \chi(b_{max}) \\ b_{max} & \text{si } \omega > 1 - \chi(b_{max}) \end{cases} \quad (5.26)$$

Sur la figure 5.7, nous illustrons l'évolution et les limites de b^{opt} en fonction du coefficient de préférence ω . Lorsque ω augmente, nous améliorons de plus en plus l'efficacité spectrale jusqu'à la valeur maximale b_{max} . Les résultats sont obtenus avec les paramètres qui sont définis dans les tableaux 4.2 et 4.1 et pour $B = 2$ MHz, $d = 30$ m et $P_{max} = 1$ W.

La figure 5.8, représente la variation de l'efficacité énergétique et du débit normalisé en fonction du coefficient ω . Nous remarquons que l'EE normalisée est une fonction décroissante de ω tandis que le débit est croissant.

Dans la figure 5.9, nous présentons l'effet du paramètre w sur le gain normalisé de l'efficacité spectrale, qui représente le rapport entre b^{opt} et b^* d'une part et d'autre part l'augmentation de l'énergie normalisée qui représente le rapport entre $E(b^{opt})$ et $E(b^*)$. En effet, étant donnée que la région qui nous intéresse est la région où $b \in [b^*; b_{max}]$, si w augmente on accepte alors une augmentation de l'efficacité spectrale mais au détriment d'une perte au niveau de l'énergie. On peut observer par exemple que pour $w = 0.5$, le gain en efficacité spectrale d'un facteur de 14 se traduit par une augmentation de l'énergie juste d'un facteur égale à 2. Ce type d'étude peut donc aider à trouver le compromis entre l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique d'un système de communication.

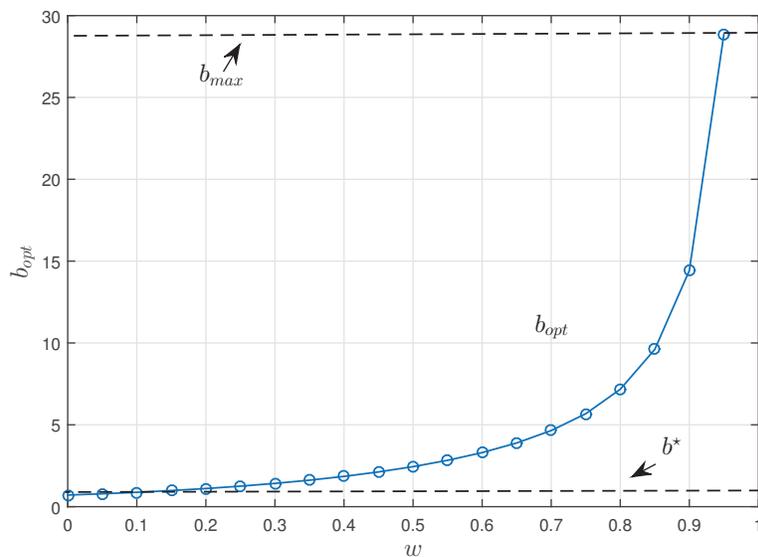


Figure 5.7: Évolution de b_{opt} en fonction de ω , de b^* jusqu'à b_{max}

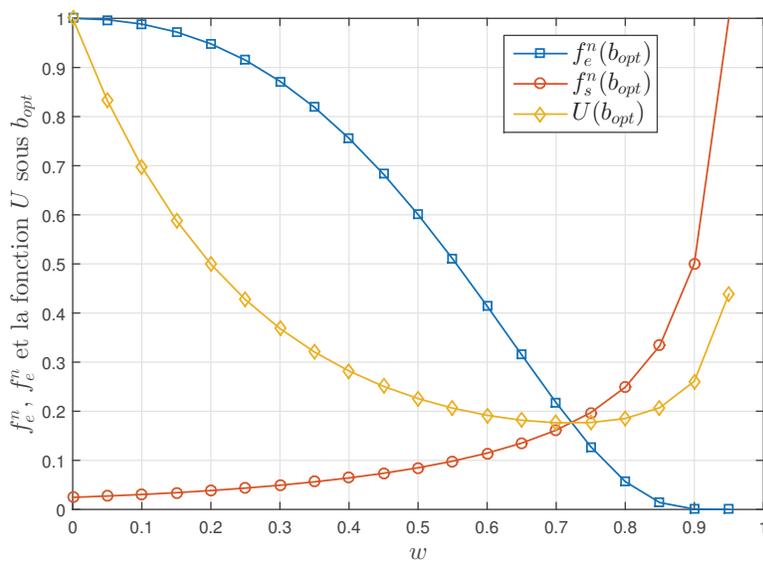


Figure 5.8: Efficacité énergétique normalisée f_e^n et débit normalisé f_s^n ainsi que la fonction coût U en fonction de b_{opt} et sous différents ω

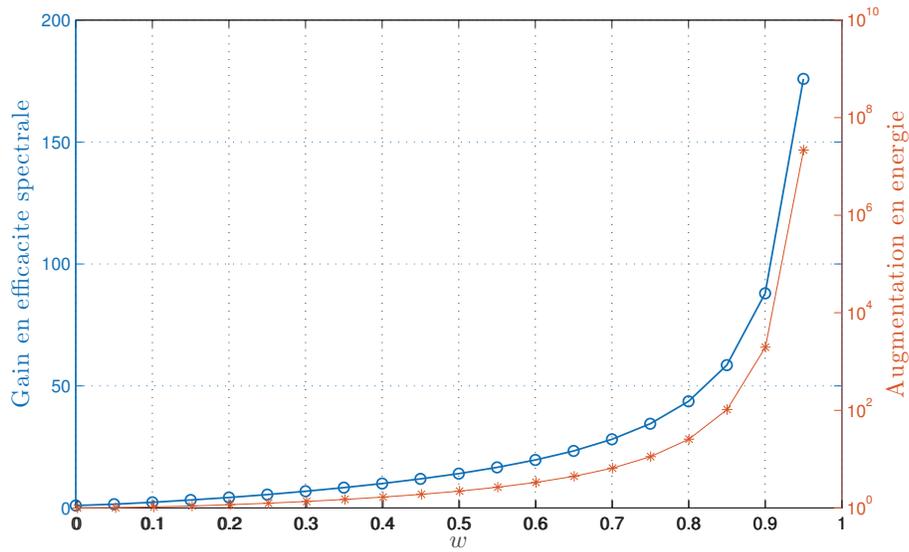


Figure 5.9: Gain en efficacité spectrale et perte en énergie en fonction de w , $d = 20$ m

4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié le compromis entre l'énergie consommée par le système de communication et l'efficacité spectrale (ou débit binaire à bande fixe). Dans un premier temps, nous avons exploité les résultats du chapitre précédent qui fournit la constellation optimale et donc le débit optimal pour notre cas d'étude. Ensuite, nous avons imposé des contraintes sur le débit : une contrainte minimale qui est liée à la constellation minimale utilisée et une contrainte de débit maximal qui est imposée par la puissance maximale émise. Dans un système réel, il peut être intéressant d'échanger de l'énergie contre du débit. L'expression du problème sous forme d'une fonction objective intégrant les deux critères, nous a permis de proposer une méthode permettant de réaliser un compromis entre les deux métriques.

Chapitre 6

Codage et correction d'erreurs

1 Introduction

Les réseaux de capteurs communicants, comme tout système de télécommunication, sont sujets aux erreurs de transmission. Pour lutter contre ces erreurs, les schémas de contrôle d'erreurs comme les codes correcteurs d'erreurs (CCE) et les stratégies de re-transmissions comme la méthode de requête automatique de répétition (*Automatic Repeat reQuest*, ARQ) sont les plus employés [64]. Ces méthodes introduisent de la redondance et réduisent l'efficacité spectrale du système. D'autre part, ces méthodes nécessitent une énergie supplémentaire de traitement (liée au codage/décodage, au protocole ou aux re-transmissions). Il est ainsi nécessaire d'étudier de façon précise l'impact de ces techniques sur l'énergie du système et aussi sur l'efficacité spectrale.

Dans ce chapitre nous évaluons la consommation énergétique pour la transmission point à point suite à l'ajout des méthodes de correction d'erreurs. Dans un premier temps, nous considérons une modulation MQAM associée à un codage de canal. Nous introduisons par la suite le protocole ARQ simple et nous évaluons le compromis énergie et efficacité spectrale de ces deux solutions.

2 Performance de quelques codes correcteurs d'erreurs

Les techniques de contrôle d'erreurs par codage sont fréquemment utilisées dans les systèmes de communications. Le but est de protéger l'information transmise contre les erreurs de transmission. L'idée de base est d'ajouter de la redondance à un message d'information de longueur k en ajoutant des bits formant un mot de code de taille $n > k$ [65]. Cette redondance permet au décodeur de détecter et de corriger le message reçu dans les limites de sa capacité. Le processus est décrit à la figure 6.1.

Cette approche classique augmente la fiabilité du lien et peut contribuer à réduire la puissance émise. Cependant, une énergie supplémentaire doit être dépensée pour les opérations de codage/décodage qui diffèrent selon la nature et la complexité du code utilisé. En général, on distingue deux types de codes de contrôle d'erreurs.

- Les codes convolutifs utilisent un registre à décalage pour coder le message. C'est l'algorithme de Viterbi qui est utilisé pour le décodage.

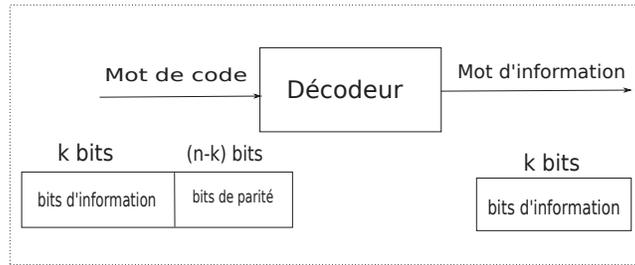


Figure 6.1: Synoptique du fonctionnement d'un décodeur canal

- Les codes linéaires en bloc réalisent le codage sur des paquets de taille fixe. Parmi ces codes, on distingue le code de Hamming et le code de Reed-Solomon (RS).

Dans la suite, nous présentons brièvement des définitions de ces codes.

2.1 Les codes en blocs

Considérons successivement le code de Hamming et le code RS.

- Code de Hamming

Le code de Hamming est un code linéaire en bloc. La procédure de codage et de décodage nécessite l'exécution d'opérations sur des blocs de taille fixe [66]. Considérons les codes binaires. Pour chaque entier $m \geq 3$, il existe un seul type de code de Hamming tel que $n = 2^m - 1$ et $k = 2^m - m - 1$, où n est la longueur du mot codé et k est la longueur du mot d'information avant codage. Le taux de codage est donné par $r = \frac{k}{n}$. La distance minimale du code de Hamming est $d_{min} = 3$, ceci signifie qu'il peut détecter jusqu'à $(d_{min} - 1) = 2$ erreurs et corriger $t = \lfloor \frac{1}{2}(d_{min} - 1) \rfloor = 1$ erreur par mot de code.

Soit le code (n, k) . Si le mot reçu contient i erreurs avec $i < t + 1$ le détecteur est capable de le corriger parfaitement. Pour un nombre d'erreur supérieur, le décodeur peut réaliser une correction erronée se traduisant par un nombre d'erreurs maximal $i + \lfloor \frac{1}{2}(d_{min} - 1) \rfloor = i + t$ plus important que le nombre d'erreurs initial. On en déduit une limite supérieure sur la probabilité d'erreur d'un système codé donnée par [65] :

$$P_e \leq \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n (i+t) C_n^i P_e^i (1-P_e)^{n-i} \quad (6.1)$$

où P_e est la PEB sur le canal binaire symétrique. Cette probabilité est évaluée sur le canal physique en tenant compte du taux de codage.

Pour les valeurs de P_e faible, la PEB avec codage peut être approximée par :

$$P_e \approx \frac{1}{n} (2t+1) C_n^{t+1} P_e^{t+1} \quad (6.2)$$

- Code de Reed-Solomon (RS)

Le code RS est un code non binaire cyclique. Les mots de code peuvent être construits en utilisant le corps de Galois $GF(2)$. Ils sont choisis dans un alphabet de 2^m symboles où chaque mot d'information est associé à un mot de code. Typiquement, le code RS est

décrit par le couple $(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t)$, où n est le nombre total de symboles par code, k est le nombre de bits d'information et $2t$ est le nombre de bits de redondance.

La capacité de correction d'un code RS est de t symboles erronés. Lorsque le mot de code reçu est affecté d'un nombre d'erreurs supérieur à t , le mot de code décodé sera erroné. Pour un décodeur RS à décision dur, la probabilité d'erreur par symbole P_s s'écrit

$$P_s = \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n i C_n^i P_m^i (1 - P_m)^{n-i} \quad (6.3)$$

où P_m , est la probabilité d'erreurs symbole, donnée par $P_m = 1 - (1 - P_e)^m$. La probabilité d'erreur sur les bits s'en déduit par la formule suivante :

$$P_e = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} P_s \quad (6.4)$$

2.2 Les codes convolutifs

Le codage convolutif est réalisé à l'aide d'un registre à décalage associé à une logique combinatoire. Le principe consiste au calcul de la redondance par bloc en utilisant les q blocs précédents et le bloc courant de k bits. Le bloc de sortie est de taille n bits. Il est calculé par combinaison linéaire entre k et q . Son rendement est exprimé par $r = k/n$. Une autre caractéristique qui est la longueur de contrainte qui représente le nombre maximum de bits à la sortie. Elle est égale à $l = q + 1$.

Comme le mot de code est long, le processus de décodage a tendance à être complexe. Parmi les méthodes usuelles pour l'élaboration du décodage, l'algorithme de Viterbi [67] est le plus adapté. Il se base sur le principe du maximum de vraisemblance et utilise la représentation en treillis du code.

2.3 Performance et consommation d'énergie

L'utilisation d'un code correcteur d'erreurs permet, s'il est utilisé dans sa zone optimale de fonctionnement, de se prémunir contre les erreurs de transmission du canal. Il peut donc permettre de réduire la puissance d'émission car la correction des erreurs permet de fonctionner à probabilité d'erreur plus importante sur le canal physique. Par contre ces codes nécessitent du calcul supplémentaire pour le codeur et surtout le décodeur. Ces calculs conduisent à un accroissement de la consommation électrique de traitement [68].

Pour évaluer par exemple l'énergie consommée par le code de Hamming et le code RS, nous avons utilisé un modèle de consommation approprié pour ces deux codes. Voir Annexe F.

les figures 6.2a et 6.2b présentent la consommation totale par bit pour ces deux codes. Comme les processus de codage et de décodage pour le code de Hamming sont beaucoup plus simples que pour le code RS, sa consommation d'énergie est plus faible.

En outre, nous observons que pour Hamming, la consommation d'énergie par bit augmente avec le taux du code, alors que la capacité de correction est toujours d'une erreur par bit. Notons que cela est dû au traitement par bloc. Par exemple, pour le code de Hamming (31,26), le codeur et le décodeur fonctionnent respectivement sur des blocs de 26 et 31 bits. La dimension des matrices et la complexité de codage et de décodage sont

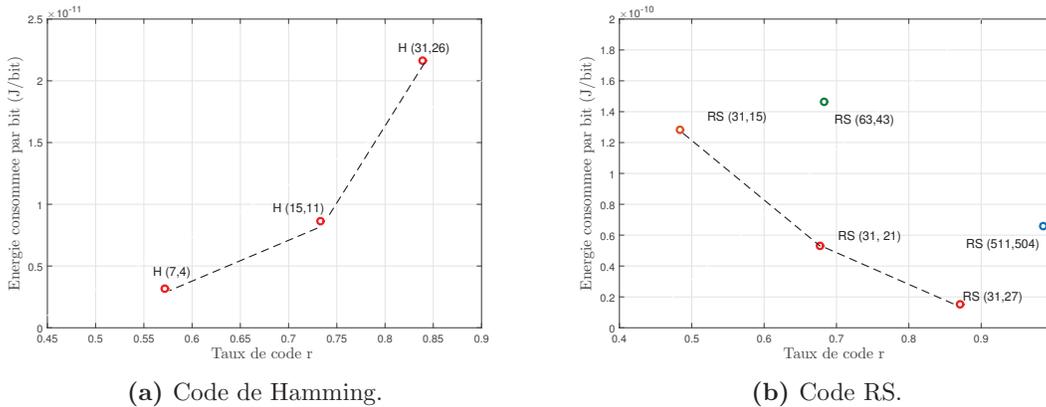


Figure 6.2: Energie consommée par le processus codage/décodage.

donc importantes par rapport aux codes H(7,4) et H(15,11). Le même phénomène peut être observé pour le code RS. Nous pouvons conclure qu'avec des mots de code plus longs (pour les codes de Hamming) ou une plus grande constellation de mapping (comme pour les codes RS), les opérations arithmétiques liées au codage vont augmenter, ce qui entraîne un accroissement de l'énergie totale si aucune optimisation n'est appliquée.

- **Le gain du codage**

Le gain du codage est le gain du rapport signal sur bruit obtenu par l'ajout du code correcteur d'erreurs. Il peut être exprimé comme suit :

$$G_c(P_e) \equiv \frac{\gamma(P_e)}{\gamma_c(P_e)} \quad (6.5)$$

où $\gamma(P_e)$ et $\gamma_c(P_e)$ sont respectivement les RSB requis avec et sans codage pour obtenir une probabilité d'erreur sur les bits P_e fixée. La figure 6.3 présente les TEB en fonction du RSB pour différents codes correcteurs d'erreurs et une modulation BPSK transmise sur un canal à bruit blanc additif gaussien. Les cas étudiés sont l'absence de codage (*uncoded*) puis les codes en blocs (Hamming, RS, Golay) et enfin les code convolutifs ayant comme taux 1/2 et une structure de treillis définie par *poly2trellis*(7, [171 133]), avec décision dure (*Convolutional-H*) et décision souple (*Convolutional-S*).

Le codage améliore significativement les performances, sauf pour les faibles RSB, où le décodeur effectue beaucoup de corrections erronées et dégrade ainsi les performances.

Dans les cas étudiés ici, les codes convolutifs sont les plus performants. Ils sont, d'autre part mieux adaptés aux réseaux de capteurs sans fil [69, 70] surtout quand le décodage est effectué par la station de base qui dispose d'une source suffisante d'énergie. Pour ces deux raisons nous les privilégierons dans la suite de cette étude.

3 Optimisation de la constellation MQAM avec codage

Dans la continuité de l'étude présentée au chapitre 4, nous considérons une modulation MQAM sur un canal AWGN associée à un code correcteur d'erreurs et cherchons la

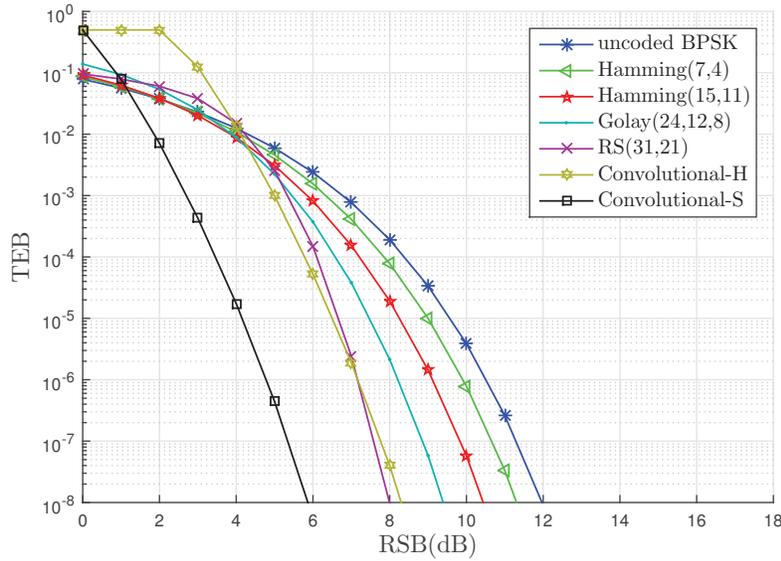


Figure 6.3: Performance de BPSK sous différents codes

constellation qui minimise l'énergie du système.

Pour profiter au mieux de l'avantage du code convolutif nous supposons que le processus complexe de décodage est exécuté par le nœud collecteur car il dispose d'une source d'énergie suffisante.

Les performances de la modulation MQAM avec et sans codage canal sont représentées sur la figure 6.4. En comparaison du code de Golay(24,12,8) et RS(511,479,33), nous observons que le code convolutif offre le meilleur gain du codage surtout pour des TEB entre à 10^{-2} et 10^{-5} .

A partir de cette remarque, et comme déjà mentionné plus haut, nous proposons d'utiliser le codage convolutif. Nous considérons un taux de codage de $r = 2/3$ avec 32 états. Le gain de codage est alors $G_c = 2.6$ (4.7 dB)[55].

Par rapport à l'expression de E_{bt} précédemment établie dans l'équation (4.10), le codage diminue la puissance émise grâce au gain G_c mais augmente la puissance consommée à l'émission P_{cod} pour le traitement. D'autre part, le temps de transmission s'accroît car il y a plus de bits à transmettre. Ainsi le temps de transmission avec codage s'écrit :

$$T_{onc} = \frac{T_{on}}{r} \quad (6.6)$$

On en déduit l'expression de l'énergie par bit codé :

$$E_{bt} = \frac{((1 + \alpha)P_t T_{onc} + (\varepsilon B + P_c + P_{cod}) T_{onc} + 2P_{syn} T_{sw}}{L} \quad (6.7)$$

En utilisant les équations (6.7) et (6.6), nous obtenons l'expression de l'énergie totale par bit suivante :

$$E_{bt} = (1 + \alpha)N_0 N_f M_l G_1 d^k \frac{\Gamma_A(b)}{G_c} \frac{2^b - 1}{rb} + \frac{\varepsilon + (P_c + P_{cod})/B}{rb} + 2P_{syn} \frac{T_{sw}}{L} \quad (6.8)$$

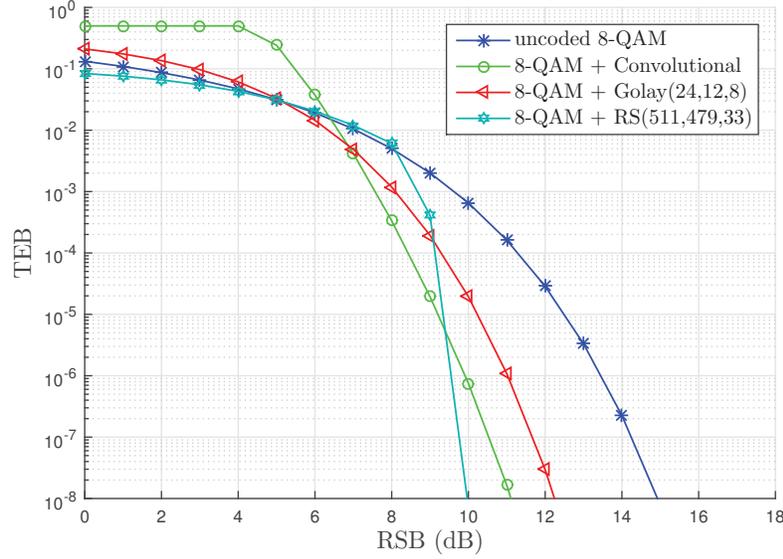


Figure 6.4: Performance du MQAM avec codage

La figure 6.5 présente l'énergie totale en fonction du nombre de bits par symbole b . La puissance du codeur est prise égale à $P_{cod} = 57$ mW [71]. Le reste des paramètres de simulation sont identiques à ceux utilisés dans le tableau 4.2.

Nous remarquons que le nombre optimal de bits par symbole pour le système codé est plus élevé que pour le système sans codage. D'autre part, à partir d'une valeur b (ici $b = 7$), le système avec codage consomme moins d'énergie que le système sans codage. Nous remarquons après que plus b augmente, plus l'emploi du codage est avantageux.

En suivant la même démarche que dans la section 3.3, on peut exprimer la valeur optimale de b^* du système codé sous la forme :

$$b_{\text{AWGN-c}}^* \simeq \left\lfloor \frac{1}{\ln 2} \left(1 + W_L \left(\frac{G_c(\varepsilon + (P_c + P_{cod})/B)}{e(1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k\Gamma_A(P_e)} - \frac{1}{e} \right) \right) + \frac{1}{2} \right\rfloor \quad (6.9)$$

La figure 6.6 représente l'énergie totale consommée en fonction de la distance de transmission sans et avec codage. L'énergie est calculée pour la valeur optimale b^* dans les deux cas. Nous observons que le codage est intéressant à partir d'une certaine distance (ici $d = 35$ m). En effet, avec l'augmentation de la distance, la puissance transmise doit s'accroître et le codage permet de la réduire sensiblement avec un accroissement de la puissance dû au calcul qui reste faible dans ce cas.

L'efficacité spectrale du schéma de modulation codé s'exprime par

$$\theta = b \cdot r \quad (6.10)$$

où, pour rappel, b est le nombre de bits utiles par symbole de la modulation et r est le rendement du code. En tenant compte de cette relation, la figure 6.7 représente l'efficacité spectrale optimale c'est à dire obtenue pour le minimum d'énergie θ^* en fonction de la distance avec et sans codage. Nous observons que le codage a tendance à diminuer l'efficacité spectrale sauf pour les distances élevées (proche de 95 m dans notre cas).

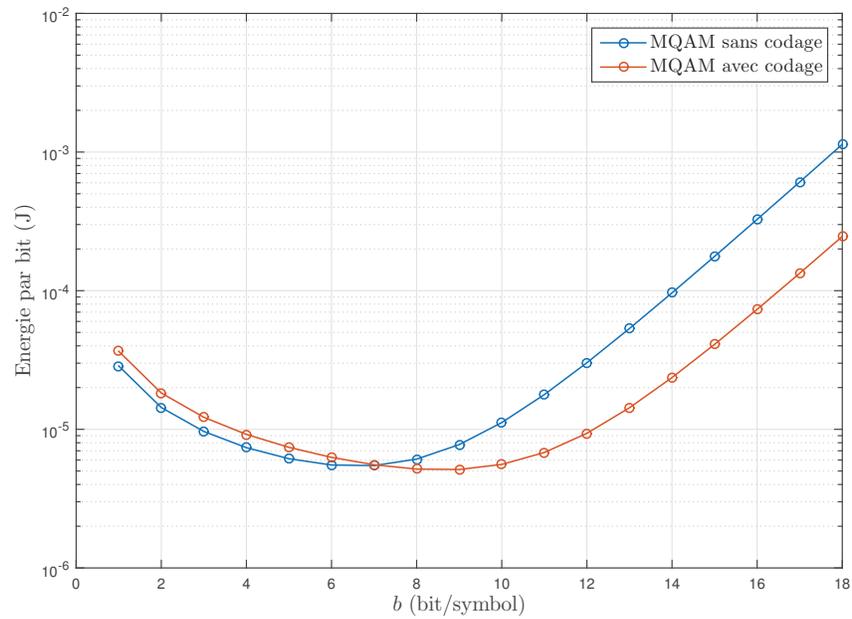


Figure 6.5: Variation de l'énergie totale sans et avec codage en fonction de b , $d = 10$ m

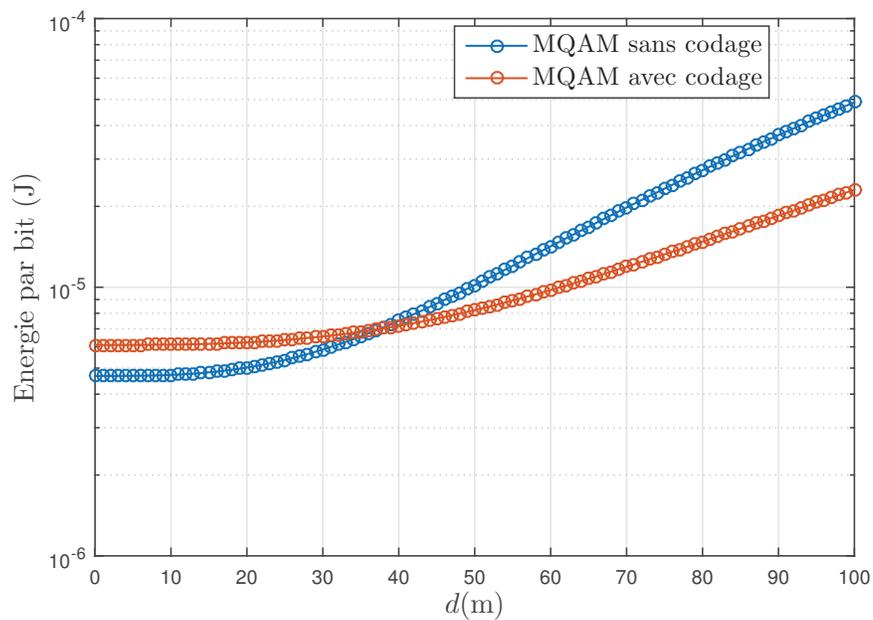


Figure 6.6: MQAM avec codage Vs MQAM sans codage

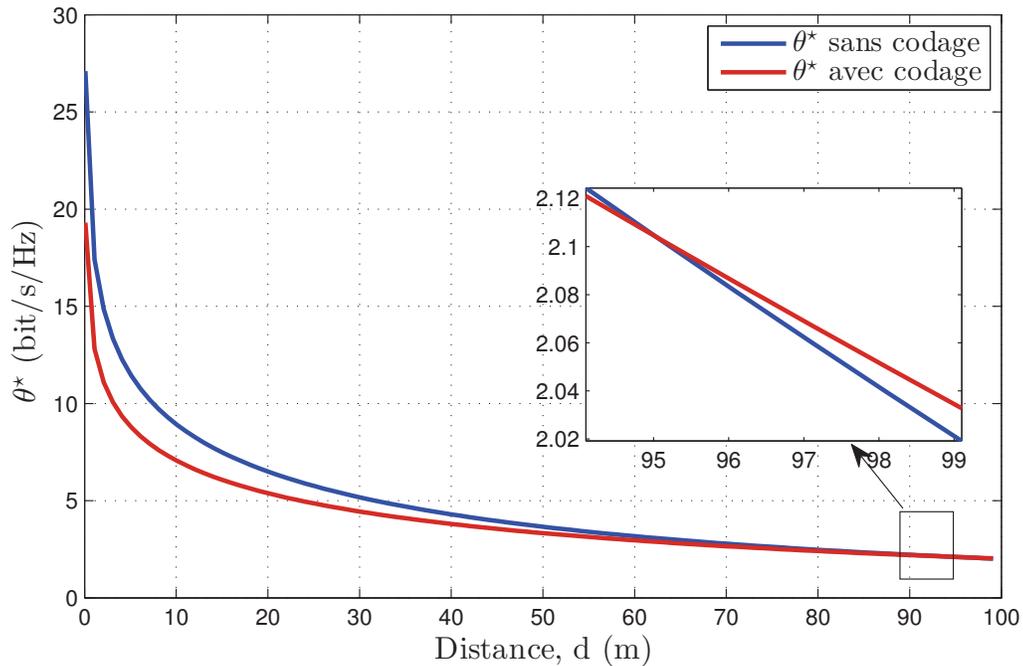


Figure 6.7: Efficacité spectrale du système avec et sans codage

Si nous résumons les résultats illustrés par les figures 6.6 et 6.7. Notons d_{en} la distance qui correspond à l'intersection des deux courbes sur la figure 6.6 et d_{es} la distance qui correspond à l'intersection des deux courbes sur la figure 6.7 (on observe $d_{en} < d_{es}$), nous concluons ce qui suit :

- dans les deux cas, l'efficacité spectrale diminue avec la distance
- à faible distance, plus précisément lorsque $d < d_{en}$, le système sans codage est le meilleur du point de vue énergétique et spectrale.
- si $d_{en} < d < d_{es}$, le système sans codage est le meilleur du point de vue spectrale mais le système codé est le meilleur du point de vue énergétique.
- si $d > d_{es}$, le système avec codage est meilleur du point de vue spectrale et énergétique. En fait, l'augmentation de l'efficacité spectrale optimale dans le cas avec codage est due à l'augmentation de la constellation b .

4 Protocole de retransmission : ARQ simple

Comme évoqué dans l'introduction, une autre méthode de correction d'erreurs mis en œuvre par la couche liaison de données (couche RLC) utilise des retransmissions. Ce mécanisme prend la forme du protocole ARQ (*Automatic Repeat reQuest*). Il permet d'améliorer fortement la fiabilité des transmissions de données. Le principe consiste à associer aux données envoyées un code de contrôle de type CRC (*Cyclic Redundancy Check*) pour que le récepteur puisse vérifier si le paquet est correct. Lorsque le paquet est erroné, une demande de retransmission est envoyée à l'émetteur. Le protocole ARQ définit



Figure 6.8: Synoptique du principe d'échange entre la station A et la station B avec acquittements

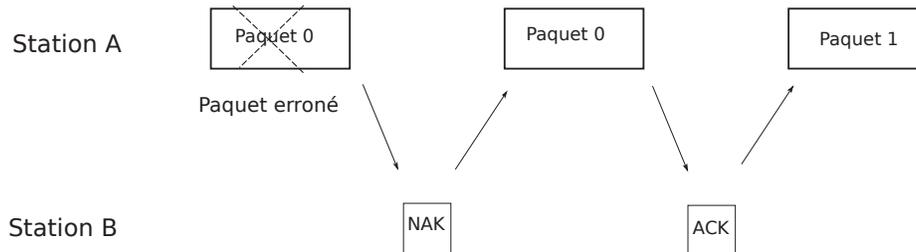


Figure 6.9: Synoptique du protocole *Sens and Wait*

un format de trame ainsi que des règles de communications entre une station émettrice et une station réceptrice.

Dans le reste de ce travail, nous considérons un échange unidirectionnel d'une station A (nœud) à une station B (nœud simple ou nœud collecteur) (cf.figure 6.8). La station A émet des données vers B et celle-ci renvoie des acquittements (positifs ou négatifs). Les trames envoyées sont formées par les blocs des données utiles et par d'autres blocs supplémentaires nécessaires au bon fonctionnement du protocole (appelés *Header*).

Lorsque la station A ne reçoit pas d'accusé de réception avant un délai d'attente prédéterminé ou que l'accusé de réception est négatif (NAK), l'émetteur retransmettra la trame (cf.figure 6.9). La retransmission s'arrête lorsque les paquets sont soit correctement reçus (ACK) ou que le nombre de retransmissions dépasse une valeur maximale prédéterminée.

Il existe différentes familles du protocole ARQ. La variante la plus simple est le protocole *Send and Wait* selon lequel l'émetteur envoie un paquet et attend son accusé de réception (ACK) avant de procéder à la transmission du prochain paquet (cf figure 6.9). Un paquet est retransmis si son ACK n'est pas reçu dans un certain intervalle de temps (appelé *RTT*). Une autre variante, plus complexe, est le *Go-Back-N*, où le récepteur conserve la trace du numéro du paquet qu'il s'attend à recevoir et envoie ce numéro à chaque ACK.

Si un paquet n'atteint pas le récepteur, celui-ci arrêtera d'acquiescer les trames reçues. Une fois que l'émetteur a envoyé tous les paquets dans sa fenêtre, il détectera que tous les paquets depuis le premier paquet perdu ne sont pas corrects. Il reviendra sur le numéro de séquence du dernier ACK qu'il aura reçu du récepteur et remplira sa fenêtre en commençant par ce paquet et continuera le processus.

Le protocole de contrôle d'erreurs qui combine CRC et ARQ est spécifié dans le standard IEEE 802.16 dans la sous couche MAC. Dans ce protocole, l'émetteur envoie le paquet avec une demande d'accusé de réception. En vérifiant le calcul du champ CRC, le récepteur envoie une trame d'accusé de réception à l'émetteur si le paquet est correctement reçu. Lorsque l'accusé de réception est reçu dans la durée prédéfinie, la transmission est considérée comme réussie. Par contre, si le paquet n'est pas correctement reçu, la trame d'accusé de réception n'est pas renvoyée vers l'émetteur. Après un délai d'attente et si le

nombre maximal de retransmissions n'est pas atteint, le paquet d'origine est retransmis.

Pour simplifier notre analyse, nous supposons que le CRC peut détecter toutes les erreurs de transmission et qu'il n'y a pas de nombre maximal de retransmissions. Soit P_{ept} la probabilité d'erreur par trame. Le paquet sera reçu intact pendant la première transmission avec la probabilité de $(1 - P_{ept})$. Sinon, il sera reçu correctement après n tentatives de retransmissions avec une probabilité de $P_{ept}^n(1 - P_{ept})$. Par conséquent, le temps moyen requis pour une réception réussie est :

$$\begin{aligned}\Lambda &= (1 - P_{ept}) + 2P_{ept}(1 - P_{ept}) + \dots + nP_{ept}^n(1 - P_{ept}) + \dots \\ &= 1 + P_{ept} + P_{ept}^2 + P_{ept}^3 + \dots + P_{ept}^n + \dots \\ &= \frac{1}{(1 - P_{ept})}\end{aligned}\tag{6.11}$$

Dans notre analyse, nous négligeons également les erreurs sur les paquets ACK. Ceci peut être justifié par la faible longueur de ces paquets. En supposant que les erreurs sur les bits sont indépendantes, la probabilité d'erreur par paquet s'écrit

$$P_{ept} = 1 - \text{prob}(\text{erreur} = 0) = 1 - (1 - P_e)^L,\tag{6.12}$$

où P_e est la probabilité d'erreurs par bit et L le nombre de bits par paquet.

Le nombre moyen de transmission requis pour une réception réussie est donné en remplaçant cette expression dans l'équation (6.11) comme suit :

$$\Lambda = \frac{1}{(1 - P_e)^L}\tag{6.13}$$

4.1 Energie par bit transmis avec succès

Après avoir déterminé le nombre de retransmissions moyen qui dépend à la fois de la longueur de la trame et du TEB, il est possible de calculer le coût énergétique lié aux retransmissions. Dans la suite de ce manuscrit, nous retenons la métrique de l'énergie par bit transmis avec succès. Elle est définie comme :

$$E_u = \Lambda \cdot \frac{P_{tot}}{R} = \frac{P_{tot}}{R(1 - P_e)^L}\tag{6.14}$$

En tenant compte du nombre moyen de retransmissions, nous exprimons ainsi l'énergie par bit transmis avec succès en fonction de L et de P_e . Outre les éventuelles retransmissions de paquets/trames, cette métrique permet de prendre en compte aussi les performances de tous les éléments de la chaîne de communication vis à vis du canal de propagation.

4.2 L'efficacité spectrale utile

L'efficacité spectrale utile est définie comme le rapport entre le débit binaire des bits transmis avec succès et de la bande passante. Avec la modulation M-QAM, le nombre de symboles dans chaque trame est $L_s = \frac{L+L_0}{\log_2 M}$ où L est le nombre de bits d'informations et L_0 le nombre de bits supplémentaires pour l'entête.

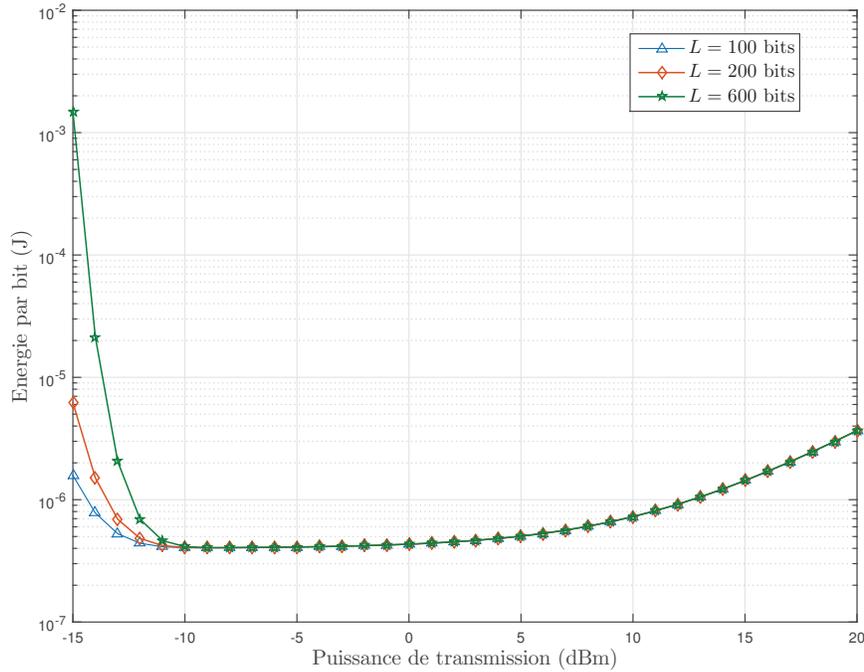


Figure 6.10: Energie par bit transmis avec succès en fonction de la puissance d'émission et de la longueur de la trame, $d = 5$ m, BPSK

On en déduit l'expression de l'efficacité spectrale utile

$$\theta = \frac{L}{L_s \Lambda (1 + \beta)} = \frac{L}{L + L_0} \frac{\log_2 M}{(1 + \beta) \Lambda}. \quad (6.15)$$

Sachant que pour MQAM, l'efficacité spectrale maximale est égal à $\frac{\log_2 M}{1 + \beta}$ et β est le coefficient de roll-off qui élargit la bande de chaque symbole de R_s à $(1 + \beta)R_s$ avec $R = \frac{L}{L_s} R_s$.

Afin d'examiner l'impact des paramètres (distance, puissance de transmission,...) sur l'énergie et l'efficacité spectrale, nous considérons la modulation BPSK sur un canal AWGN avec $P_e = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma_b})$. Nous prenons $\beta = 0.2$, $L = 200$ bits, $L_0 = 40$ bits et $R = 250$ kbit/s.

Sur la figure 6.10, chaque courbe représente l'évolution de l'énergie par bit de l'équation (6.14) pour une longueur de trame en fonction de la puissance de transmission. On observe donc que toutes les courbes obtenues présentent une valeur optimale de la puissance d'émission ce qui permet d'obtenir l'énergie par bit minimale.

La figure 6.11 représente l'évolution de l'efficacité spectrale en fonction de la puissance d'émission pour chaque distance de transmission. On observe clairement que plus la puissance émise augmente, plus l'efficacité spectrale augmente jusqu'à une certaine valeur maximale (ici c'est au dessus de 0.8 bit/s/Hz). Ceci s'explique par l'expression théorique de θ . Car si la puissance transmise est élevée, θ tend vers $\frac{L}{L + L_0}$.

Avec ces mêmes paramètres, la figure 6.12 montre le nombre de retransmissions moyen en fonction de la puissance d'émission. On remarque que le nombre de retransmissions

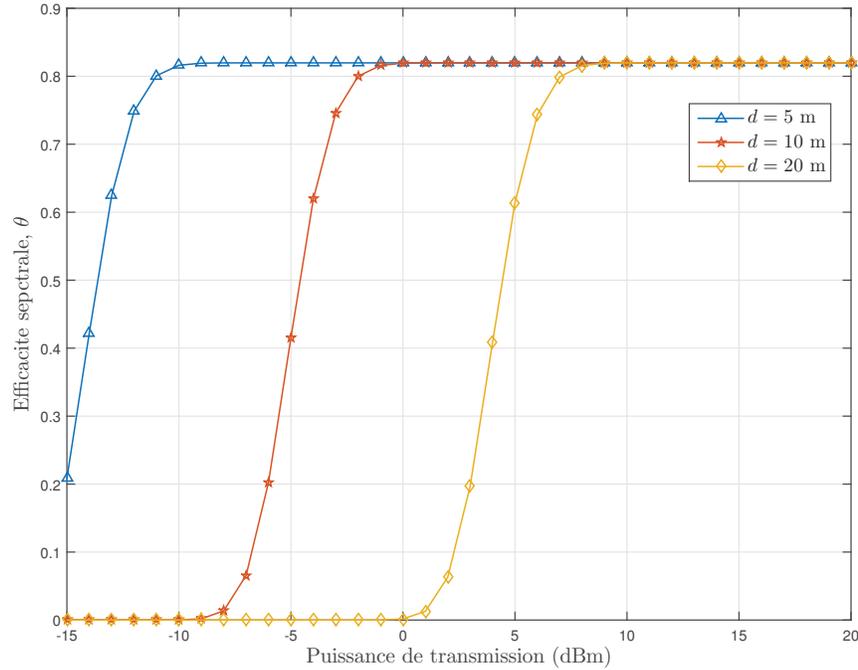


Figure 6.11: Efficacité spectrale par bit utile en fonction de la puissance d'émission et de la distance, BPSK

moyen est proche de 1 ce qui signifie que les retransmissions sont peu efficaces en énergie et qu'il vaut mieux avoir une puissance d'émission suffisante pour les éviter.

4.3 Compromis énergie et efficacité spectrale avec ARQ dans un canal de Rayleigh

Dans cette partie nous étendons l'étude de l'ARQ au canal de Rayleigh. Pour cela nous établirons l'expression de l'énergie utile consommée pour MQAM en fonction du rapport signal sur bruit.

le RSB est exprimé comme :

$$\gamma = \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_r}{\log_2(M)N_0N_f} \quad (6.16)$$

où E_r est l'énergie moyenne par symbole détecté au niveau du récepteur. En tenant compte de (6.16) et des équations établies dans la section 3, nous modélisons l'énergie totale consommée pour communiquer un symbole par :

$$E_s = (1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k\gamma b + \frac{P_{circuits}}{R_s} \quad (6.17)$$

Ainsi, nous déduisons l'énergie nécessaire pour transmettre un bit d'information pendant une tentative de transmission par :

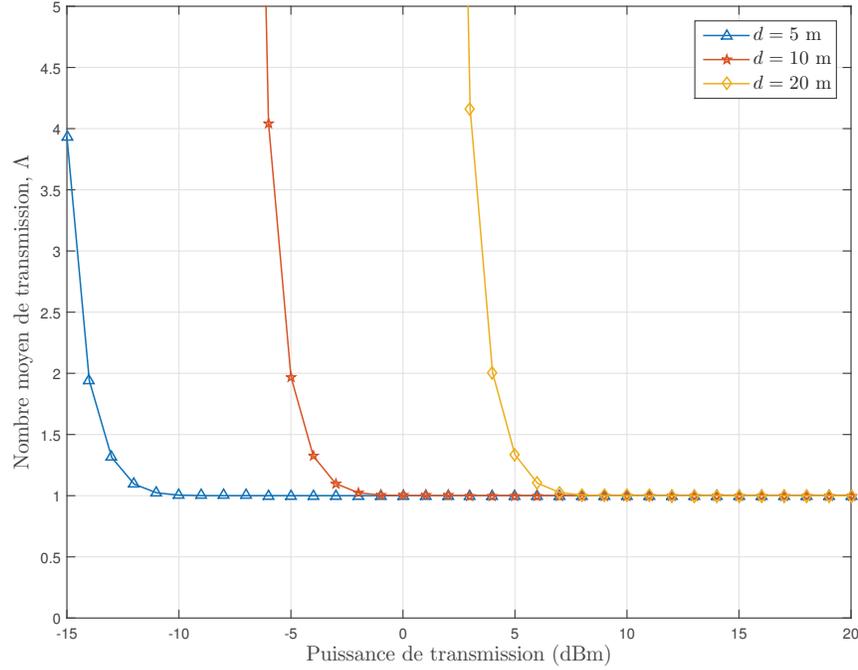


Figure 6.12: Nombre de retransmission moyen en fonction de la puissance d'émission et de la distance

$$E_0 = \frac{L_s}{L} \left((1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k\gamma_b + \frac{P_{circuits}}{R_s} \right) \quad (6.18)$$

En utilisant les relations entre L , R , L_s et R_s , comme montré dans la section précédente, l'énergie totale par bit transmis avec succès est alors :

$$E_u = \Lambda \left(\frac{L + L_0}{L} (\gamma_b A_1 + A_2) + A_3 \right) \quad (6.19)$$

avec : $A_1 = (1 + \alpha)N_0N_fM_lG_1d^k$, $A_2 = \frac{\varepsilon(1+\beta)}{b}$ et $A_3 = \frac{P_c}{R}$.

L'efficacité spectrale utile est celle dans l'équation (6.15). A l'aide des équations (6.15) et (6.19), nous pouvons exprimer E_u en fonction de θ . D'après (6.19), on peut remarquer que γ_b a deux effets opposés sur E_u . D'une part, P_{ept} est une fonction décroissante de γ_b . Par conséquent, l'augmentation de γ_b diminuera le nombre moyen des retransmissions Λ réduisant ainsi E_u . D'autre part, en négligeant Λ ($\Lambda = 1$), E_u est strictement croissante en fonction de γ_b . Une observation similaire peut aussi être déduite de la relation entre E_u et L . Il est donc essentiel d'identifier les paramètres γ_b et L optimaux qui peuvent minimiser l'énergie.

Dans un canal de Rayleigh quasi statique, la probabilité d'erreur par paquet est estimée par [72] :

$$P_{ept} \simeq 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_w}{\gamma_b}\right) \quad (6.20)$$

QPSK		16QAM		64QAM	
a_M	c_M	a_M	c_M	a_M	c_M
0.931	-1.223	2.327	-3.736	6.471	-11.880

Table 6.1: a_M et c_M dans (6.21)

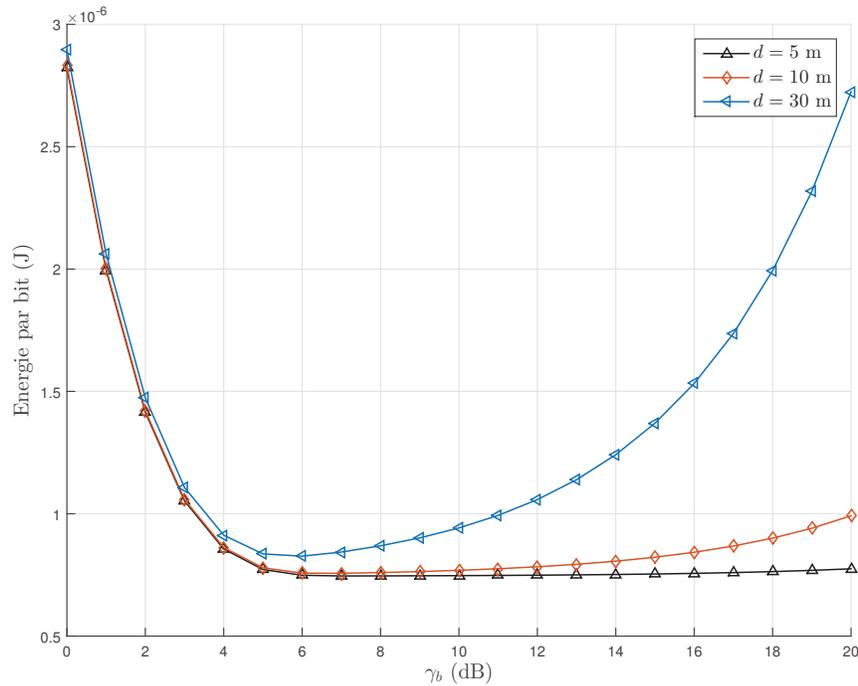


Figure 6.13: Energie par bit transmis avec succès en fonction du rapport signal sur bruit et de la distance, $L = 100$ bits

où γ_w est une valeur seuil qui est approximée dans [73] comme :

$$\gamma_w = a_M \ln(L + L_0) + c_M \quad (6.21)$$

où a_M et c_M sont des coefficients qui dépendent du système (modulation, codage,...), ces valeurs sont données pour un système non codé dans le tableau 6.1

Ainsi en combinant (6.20) et (6.21), on peut exprimer Λ et ensuite l'énergie par bit utile E_u dans (6.19). Pour illustrer la variation de l'énergie en fonction de la longueur de trame et du rapport signal sur bruit, nous avons utilisé les mêmes paramètres dans les chapitres précédents auxquels nous rajoutons : $\beta = 0.2$ avec la modulation 16QAM, $L_0 = 40$ bits, $R = 250$ kbit/s et $L = 100$ bits.

La figure 6.13 représente l'énergie consommée en fonction du rapport signal sur bruit pour différentes distances. On observe que pour chaque courbe, un rapport sur bruit optimum qui minimise l'énergie apparaît. Ceci étant de même pour la taille de paquet L .

Nous présentons ci-dessous les valeurs optimales de γ_b et de L .

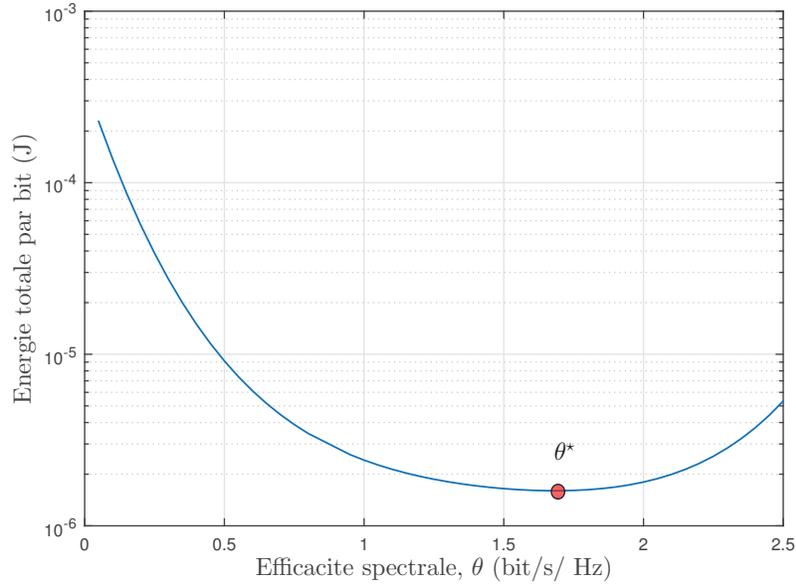


Figure 6.14: Energie par bit transmis avec succès en fonction de l'efficacité spectrale utile, $d = 30$ m

Proposition 6. E_u dans (6.19) est convexe par rapport à γ_b et l'optimum est donné par :

$$\hat{\gamma}_b = \frac{1}{2} \left(\gamma_w + \sqrt{\gamma_w^2 + 4\gamma_w \left(\frac{A_2}{A_1} + \frac{A_3}{A_1} \frac{L}{L + L_0} \right)} \right) \quad (6.22)$$

Preuve. Voir annexe G □

Proposition 7. E_u dans (6.19) est convexe par rapport à L et l'optimum est donné par :

$$\hat{L} = \gamma_b L_0 \cdot \frac{\sqrt{(A_1 \gamma_b + A_2)} \sqrt{(A_1 \gamma_b + A_2) \left(\frac{a_M}{\gamma_b} + 1 \right)^2 + 4 \frac{a_M}{\gamma_b} A_3} - (A_1 \gamma_b + A_2) \left(\frac{\gamma_b - a_M}{A_1 \gamma_b} \right)}{2a_M (A_1 \gamma_b + A_2 + A_3)} \quad (6.23)$$

Preuve. Voir annexe G □

La figure 6.14 présente l'énergie totale par bit notée E_u en fonction de l'efficacité spectrale utile θ . Nous observons l'apparition d'un optimum qui minimise l'énergie θ^* obtenu en utilisant les valeurs \hat{L} et $\hat{\gamma}_b$ via l'équation (6.15).

5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'impact des techniques de contrôle d'erreur sur le compromis énergie et efficacité spectrale.

D'abord, nous avons examiné l'impact du codage sur la minimisation de l'énergie ainsi que sur l'efficacité spectrale. Pour cela, nous avons rajouté à notre modulation MQAM un

codeur convolutif. L'effet du code se traduit par un compromis entre le gain de codage et la complexité en terme de consommation de puissance. Nous avons donné l'expression analytique de l'efficacité spectrale optimale. Selon la distance de transmission, la possibilité d'utiliser du codage ou pas est ainsi étudiée.

Dans la deuxième partie, nous avons adressé le problème de retransmission multiple à travers un protocole simplifié ARQ. En tenant compte du nombre de retransmissions, nous avons pu montrer l'effet de la puissance transmise, de la distance et de la longueur de trame sur l'énergie et sur l'efficacité spectrale du système avec seulement la modulation BPSK. Ensuite, nous avons exprimé l'énergie par bit utile et aussi l'efficacité spectrale utile pour le cas MQAM. Enfin, nous avons montré l'existence d'un rapport signal sur bruit optimal et aussi d'une longueur de taille de trame optimale minimisant l'énergie. En utilisant ces résultats, l'expression analytique de l'efficacité spectrale optimale est ainsi déduite.

Conclusion & Perspectives

La mise en place d'un réseau de capteurs autonomes et performants exige une optimisation de l'efficacité énergétique. Toutefois, avec l'augmentation des débits, cette contrainte peut s'opposer à un autre critère de performance qui est l'efficacité spectrale. Ainsi un compromis entre les deux critères s'impose. Notre objectif est conditionné d'une part par les contraintes de conception du système de transmission, d'autre part par des limites matérielles. Une étude théorique telle que celle initiée par Shannon ne suffit pas pour trouver le compromis réel entre l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale du système. Effectuer l'optimisation énergétique et spectrale du système dans la couche physique paraît alors une piste intéressante pour caractériser le compromis optimal efficacité énergétique-efficacité spectrale.

Les travaux menés dans cette thèse concernent l'emploi de techniques de transmission dans un contexte de réseaux de capteurs sans fil. Pour cerner le contexte de notre travail, nous avons présenté dans le premier chapitre l'état de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil afin d'explorer les différents aspects caractérisant ce type de réseau. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux enjeux de la consommation de l'énergie ainsi que sa relation avec l'efficacité spectrale. Nous nous sommes concentrés sur la couche physique en se focalisant sur la réduction de la consommation d'énergie en considérant l'efficacité spectrale. Les efforts engagés dans ce sujet sont diverses, nous avons choisi de partir du modèle de consommation d'énergie d'un lien dans le deuxième chapitre.

Dés lors, nous avons étudié les limites énergétiques et spectrales. Dans ce chapitre, nous avons étudié les limites énergétiques et spectrales. D'abord à l'aide de la capacité de Shannon, nous avons analysé l'effet des paramètres du système (distance, puissance, gain du canal, bande. . .) sur l'énergie ainsi que l'efficacité spectrale optimale. Nous avons souligné ainsi l'impact du modèle de puissance sur le point optimal. Ensuite, nous avons classé les différents modèles de puissance de la littérature en trois classes. Pour chacune d'entre elles, nous avons évalué l'énergie par bit en fonction de l'efficacité spectrale. Puis à l'aide d'un exemple de système de communication, nous avons analysé l'effet des paramètres du modèle considéré sur le point optimal. Dans cette analyse nous avons utilisé la capacité de Shannon en prenant en compte la marge de bruit "gap" pour tenir compte de la modulation utilisée. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons développé un modèle générique qui regroupe plusieurs classes de modèles de puissance existants. A l'aide de ce modèle, nous avons déterminé la formule analytique de l'efficacité spectrale optimale qui minimise l'énergie consommée.

Par ailleurs, des études montrent que les modulations présentent une technique inté-

ressante à optimiser pour pouvoir minimiser l'énergie et varier le débit. Dans ce contexte, nous avons introduit dans le troisième chapitre les modulations numériques dans les réseaux de capteurs. Nous avons défini des scénarios d'applications caractérisés par des distances de transmission courtes, la bande disponible et le débit à transmettre. À partir d'un modèle de consommation spécifique pour chaque type de modulation, nous avons comparé les efficacités énergétiques via des seuils permettant de choisir la modulation la mieux adaptée pour chaque scénario. Pour chaque scénario choisi par l'utilisateur, en terme de distance, d'efficacité spectrale ou de débit, la modulation la plus efficace en énergie peut être sélectionnée. Par exemple, dans le cas où le débit est élevé, où l'efficacité spectrale est supérieur à 2 et pour tous les intervalles de d , la modulation 16QAM est la plus convenable. En revanche, les modulations OOK et BPSK sont préférées quand il s'agit d'un faible débit à transmettre. Le choix d'une modulation efficace en énergie dépend de nombreux paramètres : efficacité spectrale, débit, bande passante et distance. Reconfigurer un modulateur OOK efficace vers un modulateur MQAM efficace est probablement difficile à réaliser dans la pratique. Il est plus simple de rester confiné à une même famille de modulations. De ce point de vue, les modulations MQAM sont probablement le meilleur choix. C'est pourquoi nous nous focalisons dans la suite sur ces modulations.

Dans ce contexte, nous avons développé une analyse d'optimisation du schéma de modulation dans le quatrième chapitre. Nous avons étudié les performances de la modulation MQAM du point de vue énergétique et aussi du point de vue spectral. Dans les réseaux de capteurs communicants, le milieu de propagation influe sur les performances du réseau. Après avoir défini le modèle de puissance relatif à notre chaîne de communication, nous avons évalué la consommation en énergie par bit de la modulation MQAM pour les canaux AWGN, Rayleigh et Nakagami. Dans un premier lieu, nous avons considéré l'impact des paramètres de transmission à savoir la constellation, le temps de transmission et la bande passante sur la consommation totale de l'énergie. Afin de trouver la constellation optimale et de déterminer l'effet des principaux paramètres du système sur cette valeur, nous avons donné l'expression analytique de la constellation optimale pour les différents canaux. Afin de comparer les performances de MQAM dans les trois modèles de canal, nous avons établi le gain énergétique. Nous avons constaté que le gain est très important dans le cas des courtes distances et qu'il décroît en fonction de la distance. Par ailleurs, une comparaison avec les modulations MPSK et MFSK a montré que la modulation MQAM est un choix performant du point de vue énergétique et spectral, en particulier pour les courtes distances.

Dans le but d'étendre l'étude précédente pour le cas MQAM, nous avons analysé dans le cinquième chapitre le compromis entre l'énergie consommée par le système de communication et l'efficacité spectrale (qui revient au débit à bande fixe). Dans un premier temps, nous avons exploité les résultats du chapitre précédent qui fournit la constellation optimale et donc le débit optimal pour notre cas d'étude. Ensuite, nous avons imposé des contraintes sur le débit : une contrainte minimale qui est liée à la constellation minimale utilisée et une contrainte de débit maximal qui est imposée par la puissance maximale émise. Dans un système réel, il peut être intéressant d'échanger de l'énergie contre du débit. L'expression du problème sous forme d'une fonction objective intégrant les deux critères, nous a permis de proposer une méthode permettant de réaliser un compromis

entre les deux métriques.

Par ailleurs, nous avons analysé dans le sixième chapitre l'effet de l'introduction des méthodes de correction d'erreurs dans notre système. Dans ce chapitre, nous avons présenté l'impact des techniques de contrôle d'erreurs sur le compromis énergie et efficacité spectrale. D'abord, nous avons examiné l'impact du codage sur la minimisation de l'énergie ainsi que sur l'efficacité spectrale. Pour cela, nous avons rajouté à notre modulation MQAM un codeur convolutif. Ce type de codage était le plus adapté car le décodage est effectué dans le nœud central qui ne présente pas de contrainte d'énergie. L'effet du code se traduit par un compromis entre le gain de codage et la complexité en terme de consommation de puissance. Selon la distance de transmission, la possibilité d'utiliser du codage ou pas est ainsi étudiée. Dans la deuxième partie, nous avons adressé le problème de retransmission multiple à travers un protocole simplifié ARQ. En tenant compte du nombre de retransmissions, nous avons pu montrer l'effet de la puissance transmise, de la distance et de la longueur de trame sur l'énergie et sur l'efficacité spectrale du système avec seulement la modulation BPSK. Ensuite, nous avons exprimé l'énergie par bit utile et aussi l'efficacité spectrale par bit utile pour le cas MQAM. Enfin, nous avons montré l'existence d'un rapport signal sur bruit optimal et aussi d'une longueur de taille de trame optimale minimisant l'énergie. En utilisant ces résultats, l'expression analytique de l'efficacité spectrale optimale est ainsi déduite.

En résumé, ce travail de thèse a exposé des résultats intéressants concernant l'optimisation conjointe de l'énergie et de l'efficacité spectrale d'un lien de communication dans le contexte des réseaux de capteurs sans fil. Même si nous n'avons pas fait une optimisation sur des réseaux à grande échelle, il semble évident que les études présentées ne sont pas restreintes aux réseaux de capteurs. Il peuvent au contraire intéresser par exemple les réseaux cellulaires notamment dans le cas de cellules de petites tailles (micro, femto,...).

Perspectives

Sur la base de ce travail de thèse, nous pouvons envisager plusieurs perspectives.

Le travail présenté concerne l'optimisation des techniques de transmission d'un lien de communication. Nous pouvons envisager de travailler en multi-saut entre plusieurs nœuds. Il est intéressant de regarder aussi l'application des schémas coopératifs basés sur les protocoles (AF, *amplify and forward* et DF, *Decode and forward*) associés à la modulation MQAM.

Nous avons considéré l'effet du codage et des protocoles de correction d'erreurs ARQ sur l'énergie totale consommée par bit et sur l'efficacité spectrale. D'autres types de codage et de correction d'erreurs peuvent bien évidemment être étudiés afin d'évaluer leurs effets sur l'énergie consommée et sur l'efficacité spectrale. Nous citons par exemple l'emploi combiné du codage et du protocole HARQ (*Hybrid automatic repeat request*).

D'autre part, nous pourrions prendre en compte la couche MAC (*Medium Access Control*) et l'emploi de codage de source. Dans nos futures recherches nous prévoyons de travailler sur le cas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) et MIMO coopératif qui sont vus comme des solutions adéquates pour répondre aux exigences énergétiques et spectrales du réseau de capteurs.

Nous pourrions caractériser le modèle de consommation générique en faisant des mesures réelles sur des plateformes de réseaux de capteurs existantes. En effet, il serait souhaitable de pouvoir identifier chaque coefficient du modèle avec une valeur réelle pour valider le modèle.

Finalement, employer la récupération d'énergie pourrait être une bonne alternative pour économiser l'énergie pour les objets communicants autonomes. Il est envisageable d'étudier l'impact de cette technique sur le compromis efficacité spectrale et efficacité énergétique.

Annexes A

Propriétés générales de $E_{\text{bt}}(\theta)$

1 Preuve de la proposition 1

Dans (2.13), pour des raisons de simplification, la fonction peut être réécrite sous la forme générale suivante :

$$E_{\text{bt}}(\theta) = A \frac{2^\theta - 1}{\theta} + C \frac{1}{\theta} \quad (\text{A.1})$$

En utilisant la propriété suivante : $\forall t \in]0, \theta]$ on a $1 \leq e^t \leq e^\theta$, on peut alors borner E_{bt} à l'aide des transformations suivantes

$$\theta \leq \int_0^\theta e^t dt \leq \theta e^\theta \quad (\text{A.2})$$

$$\theta \leq e^\theta - 1 \leq \theta e^\theta \quad (\text{A.3})$$

$$1 \leq \frac{e^\theta - 1}{\theta} \leq e^\theta \quad (\text{A.4})$$

soit

$$A \ln 2 + \frac{C}{\theta} \leq E_{\text{bt}}(\theta) \leq A 2^\theta \ln 2 \quad (\text{A.5})$$

Ainsi, E_{bt} est majorée par $A 2^\theta \ln 2$ et minorée par $A \ln 2 + \frac{C}{\theta}$. Enfin, E_{bt} tends vers l'expression de droite pour les grandes valeurs de θ et vers l'expression de gauche pour les faibles valeurs de θ .

2 Preuve de la proposition 2

Pour montrer la convexité de E_{bt} dans (2.13) par rapport à θ , on rappelle que pour tout $\theta \geq 0$, une fonction est strictement quasi-convexe si

$$S_\beta = \{\theta \geq 0 \mid E_{\text{bt}}(\theta) \leq \beta\} \quad (\text{A.6})$$

est un ensemble strictement convexe pour tout réel β . Remarquons bien que si $\beta \leq 0$, S_β est l'ensemble vide. D'où S_β est strictement convexe car il n'existe aucun point sur le contour. Maintenant on examine le cas $\beta > 0$. Dans ce cas, $\beta \leq 0$ est équivalent à

$$S_\beta = \{\theta \geq 0 \mid g(\beta, \theta) = A(2^\theta - 1) - \beta\theta \leq 0\} \quad (\text{A.7})$$

Étant donné que $g(\beta, \theta)$ est strictement convexe par rapport à θ , alors soit θ_1 et θ_2 deux points du contours du S_β donc $\theta_1 > 0$ et $\theta_2 > 0$. Alors, $\forall \theta \in]\theta_1, \theta_2[$,

$$g(\beta, \theta) < \max \{g(\beta, \theta_1), g(\beta, \theta_2)\} \leq 0 \quad (\text{A.8})$$

La première inégalité vient du fait que $g(\beta, \theta)$ est quasi-convexe par rapport à θ [74]. D'où, S_β est un ensemble strictement quasi-convexe si $\beta > 0$. Enfin, $E_{\text{bt}}(\theta)$ est strictement quasi-convexe.

3 Preuve de la proposition 3

Pour trouver la solution optimale θ^* de E_{bt} dans (2.17), on cherche les zéros de la dérivée de E_{bt} :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{\text{bt}}}{\partial \theta} = 0 &\iff A \frac{\ln(2)e^{\ln(2)\theta} - e^{\ln(2)\theta} + 1}{\theta^2} = \frac{C}{\theta^2} \\ &\iff e^{\ln(2)\theta-1} (\ln(2)\theta - 1) = \frac{C - A}{eA} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Ainsi, en utilisant la fonction de Lambert W_L , qui représente la solution de l'équation $x = W_L(x) \exp(W_L(x))$, on trouve

$$\ln(2)\theta - 1 = W_L \left(\frac{C - A}{eA} \right) \quad (\text{A.10})$$

d'où

$$\theta^* = \frac{1}{\ln(2)} \left(1 + W_L \left(\frac{C - A}{eA} \right) \right) \quad (\text{A.11})$$

4 Preuve de la proposition 4

D'abord, on commence par établir la première inégalité. Sachant que P_{pr} est indépendant de d alors on a

$$\begin{aligned} E_{\text{bt}}(\theta^*(d_2), d_2) &= \alpha N_0 G_1 d_2^k \frac{2^{\theta^*(d_2)} - 1}{\theta^*(d_2)} + \frac{P_{\text{pr}}}{\theta^*(d_2)B} \\ &= \left(\frac{d_2}{d_1} \right)^k \alpha N_0 G_1 d_1^k \frac{2^{\theta^*(d_2)} - 1}{\theta^*(d_2)} + \frac{P_{\text{pr}}}{\theta^*(d_2)B} \\ &> \alpha N_0 G_1 d_1^k \frac{2^{\theta^*(d_2)} - 1}{\theta^*(d_2)} + \frac{P_{\text{pr}}}{\theta^*(d_2)B} > E_{\text{bt}}(\theta^*(d_2), d_1) \\ &\geq E_{\text{bt}}(\theta^*(d_1), d_1) \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

La dernière inégalité est du au fait que $\theta^*(d_1)$ minimise $E_{\text{bt}}(\theta(d), d_1)$.

Pour démontrer le reste de la proposition, on dérive (2.13) par rapport à θ . Soit $q(\theta(d)) = \frac{2^{\theta(d)} - 1}{\theta(d)}$. Sachant que $\theta^*(d_1)$ est la solution de $E'_{\text{bt}}(\theta(d), d_1) = 0$, alors

$$\alpha N_0 G_1 d_1^k q'(\theta^*(d_1)) = \frac{P_{\text{pr}}}{\theta^{*2}(d_1)B} \quad (\text{A.13})$$

En dérivant $E_{\text{bt}}(\theta, d)$ par rapport à θ et en exploitant l'égalité (A.13), on obtient

$$\begin{aligned}
 E'_{\text{bt}}(\theta^*(d_1), d_2) &= \alpha N_0 G_1 d_2^k q'(\theta^*(d_1)) - \frac{P_{\text{pr}}}{\theta^{\star^2}(d_1)B} \\
 &= \left(\frac{d_2}{d_1}\right)^k \frac{P_{\text{pr}}}{\theta^{\star^2}(d_1)B} - \frac{P_{\text{pr}}}{\theta^{\star^2}(d_1)B} \\
 &= \frac{P_{\text{pr}}}{\theta^{\star^2}(d_1)B} \left(\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^k - 1 \right) > 0
 \end{aligned} \tag{A.14}$$

Comme $E_{\text{bt}}(\theta, d)$ est strictement quasi-convexe alors $E'_{\text{bt}}(\theta, d) > 0$ si $\theta > \theta^*(d)$ et $E'_{\text{bt}}(\theta, d) < 0$ si $\theta < \theta^*(d)$. D'où $\theta^*(d_1) > \theta^*(d_2)$.

Annexes B

Preuve de résolution de l'optimum pour l'équation (2.31)

Soit $R = B \log_2 \left(1 + \frac{P_t}{GBN_0} \right)$, $G = G_1 d^k$ et $G_1 = \frac{4\pi^2}{G_t G_r \lambda^2}$. Notons que dans cet analyse $x = \theta$, d'où les relations suivantes,

$$P_{tot} = \frac{\alpha_0 B N_0}{G_0 d^{-k}} (2^{(R/B)} - 1) + \alpha_1 B + \alpha_2 R^n + \alpha_3 \quad (\text{B.1})$$

et, avec $R = xB$,

$$E = \frac{\alpha_0 N_0}{G_0 d^{-k}} \frac{(2^x - 1)}{x} + \frac{\alpha_1}{x} + \alpha_2 B^{n-1} x^{n-1} + \frac{\alpha_3 B^{-1}}{x} = a \frac{(2^x - 1)}{x} + \frac{b}{x} + c x^{n-1} + \frac{l}{x} \quad (\text{B.2})$$

avec

$$\begin{cases} a = \alpha_0 N_0 G_1 d^k \\ b = \alpha_1 \\ c = \alpha_2 B^{n-1} \\ l = \alpha_3 B^{-1} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Expression de l'efficacité spectrale optimale On calcule le zéro de la dérivée de E par rapport à x à partir de l'expression (B.2) :

$$\begin{aligned} \frac{dE}{dx} = 0 &\iff \frac{ae^{x \ln(2)} (x \ln(2) - 1)}{x^2} - \frac{b-a}{x^2} + c(n-1)x^{n-2} - \frac{l}{x^2} = 0 \\ &\iff ae^{x \ln(2)-1} (x \ln(2) - 1) = \frac{(b-a+l)}{ea} - \frac{c(n-1)x^n}{ea} \\ &\iff x = \frac{1}{\ln(2)} \left[1 + W \left(\frac{(b-a+l)}{ea} - \frac{c(n-1)x^n}{ea} \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

En posant $y = x \ln(2)$,

$$y = 1 + W(u + v y^n), \quad \text{avec} \quad \begin{cases} u = \frac{(b+l-a)}{ea} \\ v = -\frac{c(n-1)}{ea(\ln(2))^n} \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

L'équation en fonction cette fois de y peut être formulée par $e(u + vy^n)e^{-y} + 1 = y$. En utilisant le théorème de Lagrange inversé, y est approximée par la série suivante

$$y = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} e^k \frac{d^{k-1}}{dz} \left(\frac{(u + vz^n)^k e^{-kz}}{k!} \right) \Big|_{z=1} = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{j=0}^k \frac{e^k u^{k-j} v^j}{j!(k-j)!} \frac{d^{k-1}}{dz} (z^{nj} e^{-kz}) \Big|_{z=1} \quad (\text{B.6})$$

en utilisant l'expansion binomiale. En utilisant la formule de Rodriguez pour un polynôme de Laguerre généralisé d'ordre m [75], défini par

$$\mathcal{L}_m^{(\alpha)}(x) = \frac{x^{-\alpha} e^x}{m!} \frac{d^m}{dx^m} (e^{-x} x^{m+\alpha}) \quad (\text{B.7})$$

on obtient :

$$\frac{d^{k-1}}{dz} (z^{nj} e^{-kz}) = (k-1)! z^{nj-k+1} e^{-kz} \mathcal{L}_{k-1}^{(nj-k+1)}(kz) \quad (\text{B.8})$$

d'où

$$\frac{d^{k-1}}{dz} (z^{nj} e^{-kz}) \Big|_{z=1} = (k-1)! e^{-k} \mathcal{L}_{k-1}^{(nj-k+1)}(kz) \Big|_{z=1} \quad (\text{B.9})$$

Enfin, y est exprimé par

$$y = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{j=0}^k \frac{(k-1)! u^{k-j} v^j}{j!(k-j)!} \mathcal{L}_{k-1}^{(nj-k+1)}(kz) \Big|_{z=1} \quad (\text{B.10})$$

La solution x de l'équation principale est

$$x = \frac{1}{\ln(2)} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{j=0}^k \frac{(k-1)! u^{k-j} v^j}{j!(k-j)!} \mathcal{L}_{k-1}^{(nj-k+1)}(kz) \Big|_{z=1} \right] \quad (\text{B.11})$$

Cas particulier : $\alpha_2 = 0$ ou $n = 1$ Dans ce cas, on démontre qu'on obtient la même solution que pour le système décrit par l'équation (2.17). Dans notre équation, on pose alors $c = 0$ d'où $v = 0$. Donc, à travers l'équation (B.6), $v^j = \delta_{j0}$. Par conséquent la solution donnée par la série devient

$$y = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e^k u^k}{k!} \frac{d^{k-1}}{dz} (e^{-kz}) \Big|_{z=1} \quad (\text{B.12})$$

$$= 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e^k u^k}{k!} (-k)^{k-1} e^{-k} \quad (\text{B.13})$$

$$= 1 + \sum_{k=1}^{\infty} -\frac{(-ku)^k}{kk!} \quad (\text{B.14})$$

$$= 1 + W(u) \quad (\text{B.15})$$

où on a utilisé le développement de la série principale réel de Lambert

$$W_0(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-n)^{n-1}}{n!} x^n = x - x^2 + \frac{3}{2}x^3 - \frac{8}{3}x^4 + \dots \quad (\text{B.16})$$

Enfin, la solution est donnée par :

$$x = \frac{1}{\ln(2)} [1 + W(u)] = \frac{1}{\ln(2)} \left[1 + W \left(\frac{(b+l-a)}{ea} \right) \right] \quad (\text{B.17})$$

Annexes C

Modèles de puissances de DAC et ADC

1 Consommation DAC

La puissance consommée par les DACs est composée de deux composantes : une puissance statique P_s et une puissance dynamique P_d [44]. La puissance statique est reliée à la consommation des sources de courants :

$$P_s = \frac{1}{2}V_{dd}I_0(2^{n_1} - 1) \quad (\text{C.1})$$

La puissance dynamique se produit au commutation des symboles, donc au changement du bit de 1 à 0 ou l'inverse. La valeur moyenne de P_d est approximée par : $P_d = \frac{1}{2}n_1C_p f_s V_{dd}^2$, où C_p est la capacité parasite de chaque interrupteur et $\frac{1}{2}$ est le facteur de commutation. Pour une structure low-IF, la fréquence d'échantillonnage est approximée par $f_s = 2(2B + f_{cor})$, où f_{cor} , pour *corner frequency*, est la fréquence du bruit en $1/f$ et la fréquence intermédiaire est approximée par $f_{IF} = B + f_{cor}$, la valeur la plus faible possible pour éviter le bruit en $1/f$. La puissance dynamique est ainsi exprimée par $P_d = n_1C_p(2B + f_{cor})V_{dd}$. L'expression totale, où β est un facteur qui représente l'effet du second ordre, est donnée par :

$$P_{DAC} = \beta(P_s + P_d) = \beta \left(\frac{1}{2}V_{dd}I_0(2^{n_1} - 1) + n_1C_p(2B + f_{cor})V_{dd}^2 \right) \quad (\text{C.2})$$

2 Consommation ADC

La valeur de puissance est approximée dans [44] comme suit :

$$P_{ADC} = \frac{3V_{dd}^2 L_{min}(2B + f_{cor})}{10^{-0.1525n_2+4.838}} \quad (\text{C.3})$$

avec L_{min} , longueur du canal pour une technologie CMOS donnée.

3 Valeurs des paramètres

Selon [76], les valeurs numériques utilisées dans la simulation sont $V_{dd} = 3 \text{ V}$, $L_{min} = 0.5 \text{ um}$, $n_1 = n_2 = 10$, $f_{cor} = 1 \text{ MHz}$, $I_0 = 10 \text{ }\mu\text{A}$, $C_p = 1 \text{ pF}$ et $\beta = 1$.

Annexes D

MAQM : PAPR et TEB

1 PAPR

Le PAPR (*peak to average power ratio*) de la modulation MQAM carrée est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale du signal divisée par la puissance moyenne de tous les points de la constellation du signal. Les points de la constellation possibles dans un plan IQ sont $\pm 1, \pm 1, \dots, \sqrt{M}$, où $M = 2^b$ est la taille de l'alphabet et b est le nombre de bits par symbole. Ce ratio peut être calculé en considérant un quadrant de la constellation à 2^{b-2} points. La somme de puissance \mathcal{P}_{sum} des distances euclidiennes au carrées (qui est la puissance) dans ce quadrant est

$$\mathcal{P}_{\text{sum}} = \sum_{n=1}^{\sqrt{2^{b-2}}} \left[2(2n-1)^2 + 2 \sum_{k=1}^{\sqrt{n-1}} ((2n-1)^2 + (2k-1)^2) \right], \quad (\text{D.1})$$

où (n, k) est le coordonné de chaque point. La puissance moyenne $\bar{\mathcal{P}} = \mathcal{P}_{\text{sum}}/2^{b-2}$ est estimée par [77]

$$\bar{\mathcal{P}} = \frac{2}{3} (2^b - 1). \quad (\text{D.2})$$

La puissance maximale \mathcal{P}_{max} correspond au point extrême :

$$\mathcal{P}_{\text{max}} = 2 \left(2\sqrt{2^{b-2}} - 1 \right)^2. \quad (\text{D.3})$$

Enfin, le PAPR est exprimé par

$$\mathcal{Q}_{\text{PAPR}}(b) = \frac{\mathcal{P}_{\text{max}}}{\bar{\mathcal{P}}} = 3 \frac{\sqrt{2^b} - 1}{\sqrt{2^b} + 1}. \quad (\text{D.4})$$

On supposant que l'efficacité de l'amplificateur est inversement proportionnelle à $\mathcal{Q}_{\text{PAPR}}(b)$, on obtient

$$\mathcal{Q}_{\text{PAPR}}(b) = \frac{\mathcal{P}_{\text{max}}}{\bar{\mathcal{P}}} = 3 \frac{\sqrt{2^b} - 1}{\sqrt{2^b} + 1}. \quad (\text{D.5})$$

2 TEB

Pour la modulation MQAM carré avec codage de Gray, la probabilité d'erreurs par symbole est [55]

$$P_s = 1 - \left(1 - \frac{\sqrt{2^b} - 1}{\sqrt{2^b}} \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2^b - 1} \frac{\gamma_s}{2}} \right) \right)^2 \quad (\text{D.6})$$

où γ_s est le rapport signal sur bruit par symbol. Avec un codage de Gray et en supposant qu'une erreur symbole est égale à l'erreur bit, alors la probabilité d'erreur binaire est

$$P_e = \frac{1}{b} \left(1 - \left(1 - \frac{\sqrt{2^b} - 1}{\sqrt{2^b}} \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3b}{2^b - 1} \frac{\gamma}{2}} \right) \right)^2 \right) \quad (\text{D.7})$$

où on a utilisé $\gamma_s = b\gamma$ avec γ le rapport signal sur bruit par bit. En négligeant les termes proportionnels à $\operatorname{erfc}^2(\cdot)$, on peut réécrire D.7 pour $b \geq 2$ comme

$$P_e = \frac{2}{b} \frac{\sqrt{2^b} - 1}{\sqrt{2^b}} \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3b}{2^b - 1} \frac{\gamma}{2}} \right) \quad (\text{D.8})$$

ce qui donne une valeur exacte pour $b = 2$ et une bonne approximation pour $b > 2$. En utilisant un développement de Taylor à l'ordre 1 de $\operatorname{erfc}(\cdot)$, on obtient

$$P_e = \frac{2}{b} \frac{\sqrt{2^b} - 1}{\sqrt{2^b}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{2^b - 1}{3b}} \frac{2}{\gamma} \cdot e^{-\frac{3b}{2^b - 1} \frac{\gamma}{2}} \quad (\text{D.9})$$

À l'aide de de la fonction de Lambert W_L , le rapport signal sur bruit par bit est

$$\gamma(b, P_e) = \left[\frac{2}{3} W_L \left(\frac{8}{\pi} \left(\frac{1 - 2^{-\frac{b}{2}}}{b P_e} \right)^2 \right) \right] \frac{2^b - 1}{b} \quad (\text{D.10})$$

Annexes E

Panorama des modèles de consommation dans la littérature

Les deux tableaux suivants résument quelques modèles de consommations des systèmes de communication. Nous utilisons les notations de P_{c-iso} pour la consommation d'un lien SISO (*Single Input Single Output*) et P_{c-mimo} la consommation de puissance d'un système MIMO (*Multiple Input Multiple Output*).

Modèles réseaux de capteurs					
Modèle	x	$P_{principale}$	P_{RF}	P_{BB}	P_{extra}
[1]	1	$E_{pa} L d^2$	$E_C L$	—	0
[2]	1	$P_{pa} = \frac{P_{tx}}{\eta_{pa}}$	P_{c-iso}/P_{c-mimo}	—	0
[3]	1	$P_{pa} = \frac{P_{tx}}{\eta_{pa}}$	P_{c-iso}	—	$P_{sw} = 2P_{syn}$
[4]	1	$P_{pa} = \frac{P_{tx}}{\eta_{pa}}$	P_{c-mimo}	—	$P_{sw} = (n_t + n_r)P_{syn}$
[5]	1	$\tau \frac{P_{tx}}{\eta_{pa}}$	τP_C	$E_{enc} + E_{dec}$	P_{sw}
[6]	1	$P_{pa} = P_{tx} A e^{10B \log(P_{tx})}$	P_C	$P_{dyn} + P_{stat}$	0
[7]	1	$C_s R_s f(b)$	$P_C = C_E R_s + C_R R_{smax}$	$P_{dyn} + P_{stat}$	0
[8]	1	P_{pa}	$P_t = P R_s + P_{sta}$ $P_r = P_{dec} + P R_s + P_{sta}$	—	0

Modèles réseaux cellulaire					
Modèle	x	$P_{principale}$	P_{RF}	P_{BB}	P_{extra}
[1]	$\frac{1}{\eta_{ps}(1-\eta_c)}$	$n_t \left(\frac{P_{tx}}{n_t \eta_{pa}} \right)$	$n_t P_C$	P_{dsp}	P_{sleep}
[2]	1	$K \frac{P_{tx}}{\eta_{pa}}$	$K n_t P_C$	$P_{dsp} = c p_{dsp}$ $= (1 + c_c)(1 + c_{dc})(1 + c_{ps}) p_{dsp}$ $p_{dsp} = n_r p_{dsp_o} ((0.9 - v) + 0.1N + vN^2)$	dP_{bh}
[3]	1	$\frac{P_{tx}}{\eta_{loss}}$	$n_t P_C$	$Bp_1 + n_t Bp_2$	P_{sta}
[4]	1	$\frac{P_{tx}}{\eta_{pa}}$	P_C	$P_{dsp} = a f(R)$ $f(R) = R$ $f(R) = R^{1.3}$	0
[5]	1	$B P_{dyn} n_{tx}$	P_C	$B P_{dsp}$	0
[6]	1	$\frac{P_{tx}}{\eta_{ef}}$	P_{c-iso}	$P_{BB} = P_{BB}^{ref} + \alpha \frac{B}{B_{ref}}$	0

Modèle	Expression	Description	Optimisation
[1]	$P_{tot} = \frac{1}{\eta_{ps}(1 - \eta_c)} \left[n_t \left(\frac{P_{tx}}{n_t \eta_{pa}} + P_C \right) + P_{sta} \right]$ $P_{sleep} = \frac{1}{\eta_{ps}(1 - \eta_c)} (n_t P_{c0} + P_{sta})$ $E_b = \frac{P_{tot}}{bB} = \frac{P_{pa(b,d)} + P_c + P_{sta}}{bB \eta_{ps}(1 - \eta_c)}$	système MIMO	la taille b optimale
[2]	$P_{tot} = K \left(\frac{P_{tx}}{\eta_{pa}} + n_t P_C \right) + c \cdot P_{dsp} + d \cdot P_{bh}$ $E_b = \frac{N_o}{S} \left(\frac{f^{-1}(S)}{\eta_{pa}} + \frac{P_c}{N} \right)$	Étude du système CoMP (K : nbre de users, N : nbre de BS), $v(1...10\%)$ pour l'estimation du canal et le traitement du système MIMO. Système non coopératif ($d = 0, n_r \cdot p_{dsp_o}$). Système idéal ($c = d = P_C = 0$). Valeur : $P_{dsp_o} = 42.5W, v = 1, c_c = 0.12, c_{dc} = 0.08, c_{ps} = 0.09, c_{bh} = 100Mbit/s, \eta_{pa} = 1, d = 1$	EE en fonction du SE (approche CFA canal de Rayleigh)
[3]	$P_{tot} = \frac{P_{tx}}{\eta_{loss}} + P_{dyn} + P_{sta}$	la puissance dynamique est égal : $P_{dyn} = n_t P_C + B \cdot p_1 + n_t \cdot B \cdot p_2$	
[4]	$P_{tot} = \frac{P_{tx}}{\eta_{pa}} + P_C + a \cdot f(R)$	valeurs : $a = 9.10^{-8}$ w/bps, $P_C = 188mW / a = 0.1$ w/bps, $P_C = 5$ W	
[5]	$P_{tot} = B(P_{dsp} + P_{dyn}) + P_C$	Valeurs : $P_C = 20W, P_{dyn} = 2W/Hz$	
[6]	$P_{tot} = P_{tBB} + P_{rBB} + P_{tRF} + P_{rRF}$	Valeurs : $\alpha = 20$ mW α est une cte de proportionnalité (mW), P_{BB}^{ref} est la puissance référence de l'équipement, B_{ref} est la bande passante de référence	

Dans les tableaux qui suivent, on se propose de classer les modèles précédents selon les critères de l'optimisation faite avec ces modèles et la précision par rapport à la consommation réelle.

Modèle	Expression	Commentaire	Optimisation	Précision
[78]	$P_{tot} = \frac{BN_o}{g} (2^{R/B} - 1)$	Shannon : énergie minimale détectable par le récepteur	générale	théorique/ absolue
[79]	$P_{tot} = \frac{P_{sig}N}{H} + P_{non-sig}$	Rapport : modèle analytique de la puissance total	générale	réaliste / absolue
③	$P_{tot} = \frac{P}{\eta} + \alpha, \quad P > 0$ $= \beta, \quad P = 0$	efficacité de la chaîne RF ($0 < \eta \leq 1$)		réaliste/ absolue
④	$P_{tot} = P_{pa} + P_{RF}$ $E_b = \frac{P_{pa} + P_{RF}}{R_b}$	utilisé dans la plupart des analyses, puissance en BB négligée	optimisation de la taille de constellation, de la durée de transmission, diminution du nombre de réémissions	peu réaliste / absolue
⑤	$P_{tot} = K \left(\frac{P_{tx}}{\eta_{pa}} + n_t P_C \right) + c \cdot P_{dsp} + d \cdot P_{bh}$ $E_b = \frac{N_o}{S} \left(\frac{f^{-1}(S)}{\eta_{pa}} + \frac{P_c}{N} \right)$	Étude du système CoMP (K : nombre de utilisateurs, N : nombre de BS), v (1...10%) pour l'estimation du canal et le traitement du système MIMO. Système non coopératif ($d = 0, n_r \cdot p_{dsp_o}$). Système idéal ($c = d = P_C = 0$). Valeur : $P_{dsp_o} = 42.5W, v = 1, c_c = 0.12, c_{dc} = 0.08, c_{ps} = 0.09, c_{bh} = 100Mbit/s, \eta_{pa} = 1, d = 1$	EE en fonction du SE (approche CFA canal de Rayleigh)	réaliste/ relative

6	$P_{tot} = \frac{1}{\eta_{ps}(1 - \eta_c)} \left[n_t \left(\frac{P_{tx}}{n_t \eta_{pa}} + P_C \right) + P_{sta} \right]$ $P_{sleep} = \frac{1}{\eta_{ps}(1 - \eta_c)} (n_t P_{c0} + P_{sta})$ $E_b = \frac{P_{tot}}{bB} = \frac{P_{pa(b,d)} + P_c + P_{sta}}{bB \eta_{ps}(1 - \eta_c)}$	système MIMO	la taille b optimale	relatif/peu précis
7	$P_{tot} = \frac{P_{tx}}{\eta_{loss}} + P_{dyn} + P_{sta}$	la puissance dynamique est égal : $P_{dyn} = n_t P_C + B \cdot p_1 + n_t \cdot B \cdot p_2$		précis
8	$P_{tot} = \frac{P_{tx}}{\eta_{pa}} + P_C + a \cdot f(R)$	valeurs : $a = 9.10^{-8}$ w/bps, $P_C = 188mW$ / $a = 0.1$ w/bps, $P_C = 5$ W		relatif/précis
9	$P_{tot} = B(P_{dsp} + P_{dyn}) + P_C$	Valeurs : $P_C = 20W$, $P_{dyn} = 2W/Hz$		relatif/peu précis
10	$P_{tot} = P_{tBB} + P_{rBB} + P_{tRF} + P_{rRF}$	Valeurs : $\alpha = 20$ mW α est une cte de proportionnalité (mW), P_{BB}^{ref} est la puissance référence de l'équipement, B_{ref} est la bande passante de référence		précis
11	$P_{tot} = P_{rf} + P_{Base} + P_{MIMO} + P_{OFDM}$	partie en BB inclut(modulation et codage)augmente linéairement avec le débit		très précis
12	$E_{tot} = E_{RF} + E_{Base} + E_{MIMO}$ $P_{RF} = p_{rf} n_t P_{tx} + (b_{tRf} B + c_{tRf}) n_t + (b_{rRf} B + c_{rRf}) n_r + c_{RF}$ $P_{Base} = (b_{Bt} n_t + b_{Br} n_r) \cdot B$	partie rf tient compte de dépendance du DAC et du ADC à la bande, la partie en BB n'est pas précisé mais elle dépend de la bande, possibilité d'ajout de la puissance du décodeur ($E_{FEC} = L \cdot e_{FEC}$) l'énergie est proportionnelle aux nombres d'instruction		très précis

Modèle	Expression	Commentaires	Optimisation	Précision
①	$E_{tot} = E_C \cdot L + E_{pa} \cdot L \cdot d^2$	L , taille de paquet. d , la distance de transmission. $E_{pa} = 100pJ/bit/m^2$, $E_C = 50nJ/bit$. E_C inclut l'énergie du dec (enc négligé) obtenu par mesure.		
②	$E_b = \frac{1}{L} ((P_{pa} + P_c))$	Modèle appliqué pour le cas MIMO ou SISO		
③	$E_b = \frac{1}{L} ((P_{pa} + P_c)t_{on} + P_{sw}t_{sw})$	transmettre L bits avant un délai T		
④	$E_b = \frac{1}{L} (\tau \cdot (P_{pa} + P_c)t_{on} + P_{sw}t_{sw})$	transmettre L bits avant un délai T avec ARQ		
⑤	$P_{tot} = P_{pa} + P_c + P_{BB}$	L'énergie numérique est déterminée expérimentalement, $A = 0.02$, $B = 0.14$		
⑥	$P_{tot} = C_s \cdot R_s \cdot f(b) + C_E \cdot R_s + C_R \cdot R_{smax}$	$f(b)$ dépend de la modulation. $C_E = 8 \cdot 10^{-8}$, $C_R = 10^{-7}$ (pour M-QAM)		
⑦	$P_{tot} = (P_{pa} + P_{enc} + P_{mod}) + (P_{LNA} + P_{dec} + P_{demod})$	la puissance de décodage est déterminé expérimentalement		

Annexes F

Modèles de codes

Nous présentons quelques modèles pour évaluer l'énergie de codage E_{enc} et celle de décodage E_{dec} dans le corps de Galois $GF(2^m)$ [80, 81] :

- **Code de Hamming** Pour ce type de code, $(n, k) = (2^m - 1, 2^m - m - 1)$.

$$E_{enc} = \frac{n(2k - 1)}{k} E_{add} \quad (F.1)$$

$$E_{dec} = \frac{(n - 1)(2n - 1)}{k} E_{add} \quad (F.2)$$

- **Code Reed-Solomon** Pour ce type de code $(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t)$, où t est la capacité de correction.

$$E_{enc} = \frac{2t}{m} (E_{add} + E_{mult}) \quad (F.3)$$

$$E_{dec} = \frac{(4tn + 10t^2) E_{mult} + (4tn + 6t^2) E_{add} + 3tE_{inv}}{m(n - 2t)} \quad (F.4)$$

- **Code BCH binaire** Pour ce type de code $(n, k) = (2^m - 1, mt)$.

$$E_{dec} = (2nt + 2t^2) (E_{add} + E_{mult}) \quad (F.5)$$

Dans [82], le modèle utilisé pour le décodage (l'énergie de codage est faible) est le suivant :

$$E_{dec} = I_{proc} \cdot V_{proc} (2nt + 2t^2) \left(\frac{m}{8}\right) \cdot 3t_{cycle} \quad (F.6)$$

où I_{proc} est le courant du processeur et V_{proc} est la tension, t_{cycle} est la durée d'un cycle du processeur, n est la taille du paquet et $m = \log_2 n + 1$.

Dans $GF(2^m)$, $m = \lceil \log_2 n + 1 \rceil$, l'énergie d'addition, de multiplication et d'inversion sont définies par, pour une technologie CMOS 2.5 V, 0.18 μm :

- $E_{add} = 3.3 \cdot 10^{-2} m \text{ } \mu\text{W/MHZ}$,
- $E_{mult} = 3.7 \cdot 10^{-2} m^3 \text{ } \mu\text{W/MHZ}$,
- $E_{inv} = 3.3 \cdot 10^{-2} (2m - 3) m^3 \text{ } \mu\text{W/MHZ}$.

Annexes G

compléments de preuves

1 Preuve de la formule (6.22)

En calculant les zéros de la dérivée de (6.19) para rapport à γ_b , nous obtenons :

$$A_2\gamma_w \frac{L + L_0}{L} + A_3\gamma_w + A_1\gamma_w \frac{L + L_0}{L}(\gamma_w - \gamma_b)\gamma_b = 0 \quad (\text{G.1})$$

Étant donnée qu'une solution est négative, la seule solution de cette équation est donnée par (6.22).

2 Preuve de la formule (7)

En calculant les zéros de la dérivée de (6.19) para rapport à L , nous obtenons :

$$\begin{aligned} & - A_1 \left(\frac{L + L_0}{L} \right)^2 \gamma_b^2 + A_1(L + L_0)\gamma_w\gamma_b - A_1(L + L_0)\gamma_b^2 \\ & - A_2 \left(\frac{L + L_0}{L} \right)^2 \gamma_b + A_2(L + L_0)(\gamma_w - \gamma_b) + L^2(A_2\gamma_w + A_3\gamma_w + A_1\gamma_w\gamma_b) = 0 \quad (\text{G.2}) \end{aligned}$$

Étant donnée qu'une solution est négative, la seule solution de cette équation est donnée par (7)

Listes des publications

Publications dans des revues scientifiques

1. Randa Jaouadi, G. Andrieux, J.-Y. Baudais, J.-F. Diouris. *On the spectral efficiency of energy constrained short-range communicating systems*. The Springer Journal of Wireless Personal Communications (soumis)
2. Randa Jaouadi, G. Andrieux, J.-Y. Baudais, J.-F. Diouris. *Optimal communication systems design for wireless sensors networks* .(A soumettre)

Publications dans des congrès internationaux (à comité de lecture)

1. Randa Jaouadi, G. Andrieux, J.-Y. Baudais, J.-F. Diouris. *Rate optimization for energy efficient system with M-QAM*. ICNC , Jan 2017, California, USA.
2. Randa Jaouadi, G. Andrieux, J.-Y. Baudais, J.-F. Diouris. *Modulation scaling for energy efficiency*. 2016 URSI France, 15-16 mars 2016, Cesson-Sévig. Rennes
3. Randa Jaouadi, G. Andrieux, J.-Y. Baudais, J.-F. Diouris. *Energy and spectral tradeoff for uncoded system with MQAM modulation*. SIFWICT , Jun 2015, Nantes,
4. Randa Jaouadi, G. Andrieux, J.-Y. Baudais, J.-F. Diouris. *Energy and spectrum trade-off for uncoded MQAM in energy constrained system*. EUCNC, Jun 2015, Paris, France.

Bibliographie

- [1] Ye Li, Dengyu Qiao, Zhao Xu, Da Xu, Fen Miao, and Yuwei Zhang. Energy-model-based optimal communication systems design for wireless sensor networks. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, 2012, 2012.
- [2] and Chaitali Chakrabarti Ye Li, Bertan Bakkaloglu. A system level energy model and energy-quality evaluation for integrated transceiver front-ends. In *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, pages 286 – 295, Jan 2007.
- [3] Shuguang Cui, Andrea J Goldsmith, and Ahmad Bahai. Energy-constrained modulation optimization. *Wireless Communications*, 4(5) :2349–2360, 2005.
- [4] Gerome Bovet and Jean Hennebert. Energy-efficient optimization layer for event-based communications on wi-fi things. In *International Conference on Ambient Systems*, Oct 2013.
- [5] Tifenn Rault, Abdelmadjid Bouabdallah, and Yacine Challal. Energy efficiency in wireless sensor networks : A top-down survey. *Computer Networks*, 67 :104–122, 2014.
- [6] Neiyer Correal and Neal Patwari. Wireless sensor networks : Challenges and opportunities. In *MPRG/Virgina Tech Wireless Symposium*, 2001.
- [7] G.J. Pottie and W.J. Kaiser. *Wireless Integrated Network Sensors*. Communications of the ACM, 2000.
- [8] Pavan Sikka, Peter Corke, and Leslie Overs. Wireless sensor devices for animal tracking and control. In *Local Computer Networks, 2004*, pages 446–454, 2004.
- [9] K. Raoof M. Ben Zid and Bouallegue. Beamforming approach for localization in wsn based received signal strength. In *In Proc. 34th International Conference on Telecommunication and Signal Processing (TSP)*, pages 1–5, Aug 2011.
- [10] Chee-Yee Chong and S.P. Kumar. Sensor networks : evolution, opportunities, and challenges. In *Proc.IEEE*, pages 1247–1256, Aug 2003.
- [11] Jean Francois Diouris. Un etat de l’art sur l’autonomie des objets communicants, 2013.
- [12] Denis Dessales. *Conception d’un reseaux de capteur sans fil, faible consommation, dedie au in-situ des performances des batiments en exploitation*. PhD thesis, Universite de Poitiers, Décembre 2012.
- [13] H. M. Kwon and T. G. Birdsall. Channel capacity in bits per joules. *IEEE Jour.Oceanic Engineering*, OE-11(1) :97–99, 1986.
- [14] S. Verdú. On channel capacity per unit cost,. In *IEEE Trans. Inf. Theory*, pages 1019–1030, Sep 1990.

- [15] V. Rodoplu and T. H. Meng. Bits-per-joule capacity of energy-limited wireless networks. pages 857–865, Mar 2007.
- [16] C. Bae and W. E. Stark. Energy and bandwidth efficiency in wireless networks. In *Proc. IEEE ICCAS*, Guilin, China, Jun 2006.
- [17] S. Verdu. Spectral efficiency in the wideband regime. In *IEEE Trans. Inf. Theory*, pages 1319–1343, Jun 2002.
- [18] O. Oyman and A. J. Paulraj. Spectral efficiency of relay networks in the power limited regime. In *42th Annual Allerton Conf. on Communication, Control and Computing*, Allerton, Sep 2004.
- [19] T.M.Cover and J.A.Thomas. *Elements of Information Theory*. New York,NY,USA, 1991.
- [20] Jakob Hoydis Merouane Debbah Emil Bjornson, Luca Sanguinetti. Optimal design of energy-efficient multi-user mimo systems : Is massive mimo the answer? *IEEE*, pages 6–9, 2014.
- [21] Shanghai China; Shunqing Zhang; Yan Chen; Shugong Xu Gaoning He; Huawei Technol., Co. Ltd. Fundamental tradeoffs and evaluation methodology for future green wireless networks. In *Communications in China Workshops (ICCC)*, pages 74 – 78, Aug 2012.
- [22] Shunqing Zhang Yan Chen and Shugong Xu. Fundamental trade-offs on green wireless networks. *IEEE Communications Magazine*, 49 :30–37, 2011.
- [23] Mingyue Zhao Yunli Chen Yong Li, Zhengguang Zheng and Chuanyong Liu. Energy efficient design for two-way af relay networks. *International Journal of Antennas and Propagation*, page 6, 2014.
- [24] Ye (Geoffrey) Li y Guowang Miao, Nageen Himayat yy and Ananthram Swami. Cross-layer optimization for energy-efficient wireless communications : A survey. In *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, pages 529–542, Apr 2009.
- [25] Johnny Koh David Chieng Ayad Atiyah Abdulkafi, Tiong Sieh Kiong and Alvin Ting. Energy efficiency of heterogeneous cellular network a review. *Journal of Applied Sciences*, 12 :1418–1431, 2012.
- [26] Johannes Karlsson. *Wireless Video Sensor Network and Its Applications in Digital Zoo*. PhD thesis, University, Sweden, Dec 2010.
- [27] N. Ickes R. Min A. Sinha A. Wang E. Shih, S.H. Cho and A. Chandrakasan. Physical layer driven protocol and algorithm design for energy-efficient wireless sensor networks. In *In Proceedings of the 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, pages 272–287, 2001.
- [28] Dhiman Barman, Ibrahim Matta, Eitan Altman, and Rachid El Azouzi. Tcp optimization through fec, arq, and transmission power tradeoffs. In *International Conference on Wired/Wireless Internet Communications*, pages 87–98. Springer, 2004.
- [29] Lei Deng, Yun Rui, Peng Cheng, Jun Zhang, QT Zhang, and Mingqi Li. A unified energy efficiency and spectral efficiency tradeoff metric in wireless networks. *IEEE Communications Letters*, 17(1) :55–58, 2013.
- [30] ZigBee Alliance. ZigBee technical reports. Technical report, Http ://www.zigbee.org.

- [31] C. G. Sodini A. Y. Wang, S. Chao and A. P. Chandrakasan. Energy efficient modulation and mac for asymmetric rf microsensor system on low power electronics and design. In *International Symposium*, pages 106–111, 2001.
- [32] Chipcon Co. CC2420 Datasheet. Technical report.
- [33] Rex Min, Manish Bhardwaj, Nathan Ickes, Alice Wang, Anantha Chandrakasan, and Anantha Ch. The hardware and the network : Total-system strategies for power aware wireless microsensors, 2002.
- [34] B. Razavi and R. Behzad. Rf microelectronics. 1998.
- [35] S. Mirabbasi and K. Martin. Classical and modern receiver architectures. In *IEEE Communications Magazine*, pages 132–139, 2000.
- [36] S. Park V. Raghunathan, C. Schurgers and M.B. Srivastava. Energy-aware wireless microsensor networks. In *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 40–50, 2002.
- [37] Eugene Shih, Seong-Hwan Cho, Nathan Ickes, Rex Min, Amit Sinha, Alice Wang, and Anantha Chandrakasan. Physical layer driven protocol and algorithm design for energy-efficient wireless sensor networks. In *Proceedings of the 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, pages 272–287, New York, NY, USA, 2001.
- [38] C.E.Shannon. Communication in the presence of noise. In *Proc IRE*, pages 10–21, Jan 1990.
- [39] Long Zhao, Wei Xiang, Jie Mei, Hui Zhao, Hang Long, and Lin Li. Energy-efficient dual-iteration power allocation for two-phase relay system with massive antennas. pages 1–8, 2014.
- [40] Hun Seok Kim and Daneshrad B. Energy-constrained link adaptation for mimo ofdm wireless communication systems. In *IEEE Transac*, pages 2820–2832, Sep 2010.
- [41] Mugnaini Giorgio. Generalization of lambert w function, bessel polynomials and transcendental equations. *arXiv*, 2014.
- [42] Theodore S Rappaport and James N Murdock. Power efficiency and consumption factor analysis for broadband millimeter-wave cellular networks. In *Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pages 4518–4523, 2012.
- [43] S. Rangan J. Wu and H. Zhang. *Green Communications*. CRC Press, 2012.
- [44] Shuguang Cui, Andrea J Goldsmith, and Bahai Ahmad. Modulation optimization under energy constraints. In *IEEE International Conference on Communications*, volume 4, pages 2805–2811, 2003.
- [45] Boon-Chong Seet Zimran Rafique and Adnan Al-Anbuky. Performance analysis of cooperative virtual mimo systems for wireless sensor networks. *sensors*, 13 :7033–7052, 2013.
- [46] M. Cartron and O. Sentieys. Optimisation energetique d’un systeme de communication dédié à un reseau de capteurs. In *GRETSI*, 2005.
- [47] Curt Schurgers, Olivier Aberthorne, and Mani Srivastava. Modulation scaling for energy aware communication systems. In *Proceedings of the 2001 international symposium on Low power electronics and design*, pages 96–99. ACM, 2001.

- [48] Curt Schurgers, Vijay Raghunathan, and Mani B. Srivastava. Power management for energy-aware communication systems. *ACM Transactions on Embedded Computing Systems*, 2 :431–447, 2003.
- [49] Mark Hempstead Qin Wang and Woodward Yang. A realistic power consumption model for wireless sensor network devices. In *3rd Annual IEEE Communications Society*, pages 286 – 295, Sept 2006.
- [50] Ali Iranli, Hanif Fatemi, and Massoud Pedram. A game theoretic approach to dynamic energy minimization in wireless transceivers. In *Proceedings of the 2003 IEEE/ACM International Conference on Computer-aided Design*, pages 504–509, Washington, 2003. IEEE Computer Society.
- [51] Hyuck Kwon and T.G. Birdsall. Channel capacity in bits per joule. 11(1) :97–99, Jan 1986.
- [52] Y. Sankarasubramaniam and Akyildiz I.F.and McLaughlin S.W. Energy efficiency based packet size optimization in wireless sensor networks. In *Proceedings of the First IEEE*, pages 1–8, 2003.
- [53] J. M. Cioffi. A multicarrier primer. *ANSI Contribution*, T1E1.4/91-157, 1991.
- [54] Yan Chen Shunqing Zhang and Shugong Xu. Joint bandwidth-power allocation for energy efficient transmission in multi-user systems. In *IEEE Globecom Workshop on Green Communications*, pages 1400–1405, Dec 2010.
- [55] J Proakis. *Digital communication 5th ed*. New York, 2008.
- [56] V. Raghunathan, C. Schurgers, Sung Park, and M.B. Srivastava. Energy-aware wireless microsensor networks. *Signal Processing Magazine*, 19(2) :40–50, 2002.
- [57] G.K. Karagiannidis and A.S. Lioumpas. An improved approximation for the gaussian q-function. *IEEE Communications Letters*, pages 644–646, 2007.
- [58] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications*. cambridge university press, 2005.
- [59] Marvin K Simon and Mohamed-Slim Alouini. *Digital communication over fading channels*, volume 95. John Wiley & Sons, 2005.
- [60] F. Rosas and C. Oberli. Modulation and snr optimization for achieving energy-efficient communications over short-range fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 11(12) :4286–4295, 2012.
- [61] Jamshid Abouei, Konstantinos N Plataniotis, and Subbarayan Pasupathy. Green modulations in energy-constrained wireless sensor networks. *IET communications*, 5(2) :240–251, 2011.
- [62] Amine Mezghani and Josef A Nossek. Power efficiency in communication systems from a circuit perspective. In *Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on*, pages 1896–1899, 2011.
- [63] R Timothy Marler and Jasbir S Arora. Survey of multi-objective optimization methods for engineering. *Structural and multidisciplinary optimization*, 26(6) :369–395, 2004.
- [64] Nabil Ali Alrajeh, Umair Marwat, Bilal Shams, and Syed Saddam Hussain Shah. Error correcting codes in wireless sensor networks : an energy perspective. *Appl. Math*, 2(9) :809–818, 2015.

- [65] William Wesley Peterson and Edward J Weldon. *Error-correcting codes*. MIT press, 1972.
- [66] Richard W Hamming. Error detecting and error correcting codes. *Bell Labs Technical Journal*, 29(2) :147–160, 1950.
- [67] Andrew Viterbi. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. *IEEE transactions on Information Theory*, 13(2) :260–269, 1967.
- [68] Nabil Ali Alrajeh, Umair Marwat, Bilal Shams, and Syed Saddam Hussain Shah. Error correcting codes in wireless sensor networks : an energy perspective. *Appl. Math*, 2(9) :809–818, 2015.
- [69] Daniel Schmidt, Matthias Berning, and Norbert Wehn. Error correction in single-hop wireless sensor networks : a case study. In *Proceedings of the Conference on Design, Automation and Test*, pages 1296–1301, 2009.
- [70] Yore Sankarasubramaniam, Ian F Akyildiz, and SW McLaughlin. Energy efficiency based packet size optimization in wireless sensor networks. In *Sensor Network Protocols and Applications, 2003. Proceedings of the First IEEE*, pages 1–8, 2003.
- [71] Rajoua Anane, Kosai Raoof, and Ridha Bouallegue. Minimization of wireless sensor network energy consumption through optimal modulation scheme and channel coding strategy. *Signal Processing Systems*, 83(1) :65–81, 2016.
- [72] Ioannis Chatzigeorgiou, Ian J Wassell, and Rolando Carrasco. On the frame error rate of transmission schemes on quasi-static fading channels. In *Information Sciences and Systems, 2008. CISS 2008. 42nd Annual Conference on*, pages 577–581, 2008.
- [73] Gang Wang, Jingxian Wu, and Yahong Zheng. Cross-layer design of energy efficient coded arq systems. In *Global Communications Conference (GLOBECOM), 2012 IEEE*, pages 2351–2355, 2012.
- [74] Wolfstetter Elmar. *Theory and applications in topics in microeconomics : Industrial organization, auctions, and incentives*, 1999.
- [75] R Koekoek and HG Meijer. A generalization of laguerre polynomials. *SIAM Journal on Mathematical Analysis*, 24(3) :768–782, 1993.
- [76] Shuguang Cui, Andrea J Goldsmith, and Bahai Ahmad. Energy-efficiency of mimo and cooperative mimo techniques in sensor networks. *Selected Areas in Communications*, 22(6) :1089–1098, 2004.
- [77] Erik Bjornemo. *ENERGY CONSTRAINED WIRELESS SENSOR NETWORKS Communication Principles and Sensing Aspects*. PhD thesis, UPPSALA UNIVERSITET, January 2009.
- [78] C. E. Shannon. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, 27 :379–423, 1948.
- [79] J.N.Murdock and T.S.Rappaport. Consumption factor and power-efficiency factor : A theory for evaluating the energy efficiency of cascaded communication systems. *IEEE JOURNAL*, 32(12), 2014.
- [80] Inwhae Joe. Optimal packet length with energy efficiency for wireless sensor networks. In *ISCAS*, 2005.

- [81] Andrew Fort Claude Desset. Selection of channel coding for low-power wireless systems. In *Vehicular Technology Conference*,, pages 22–25, Apr 2003.
- [82] Khalid W. Louis² Ghaida A. AL-Suhail¹ and Turki Y. Abdallah³. Energy efficiency analysis of adaptive error correction in. wireless sensor networks. In *IJCSI*, pages 79–84, July 2012.

Thèse de Doctorat

RANDA JAOUADI

Compromis efficacité énergétique et efficacité spectrale pour les objets communicants autonomes

Energy and spectral efficiency tradeoff for autonomous communicating objects

Résumé

Les progrès technologiques ont permis le développement d'applications de capteurs sans fil. Ces capteurs sont généralement déployés avec des ressources énergétiques réduites où le remplacement d'une batterie peut être coûteux. L'efficacité énergétique est une contrainte importante pour assurer une grande autonomie. La tendance actuelle vers des applications à haut débit demande non seulement une grande efficacité spectrale mais aussi une consommation réduite de l'énergie. Étudier le compromis entre l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique pour les réseaux de capteurs sans fil (RCSFs) est donc primordial. Nous nous concentrons dans cette thèse sur l'étude des techniques adoptées au niveau de la couche physique. D'abord, les différents aspects caractérisant les RCSFs sont introduits. Puis les approches courantes pour réduire l'énergie dans ces réseaux sont rappelés tout en soulignant le lien entre la consommation d'énergie et l'amélioration de l'efficacité spectrale. Des modèles courants de consommation d'énergie sont introduits et classés afin d'étudier l'évolution de l'énergie consommée en fonction de l'efficacité spectrale. En second lieu, nous nous sommes focalisés sur le choix de la modulation du point de vue énergétique et spectrale afin de trouver le schéma de modulation optimal qui minimise l'énergie. Nous avons étudié ensuite le compromis entre l'efficacité énergétique et spectrale en tenant compte des contraintes imposées par le système. Enfin, nous nous sommes intéressés à l'intégration du codage et du protocole de contrôle d'erreurs dont nous avons étudié l'impact sur le compromis efficacité énergétique et efficacité spectrale.

Mots clés

Réseaux de capteurs sans fil, efficacité énergétique, efficacité spectrale, modulation, MQAM, correction d'erreurs.

Abstract

Technological advances have led to the development of wireless sensor applications. These sensors are generally deployed with reduced energy resources where replacing a battery can be costly. Energy efficiency is an important constraint to ensure a high level of autonomy. The current trend towards high-throughput applications requires not only high spectral efficiency but also reduced energy consumption. It is therefore essential to study the trade-off between spectral efficiency and energy efficiency for wireless sensor networks (WSNs). In this thesis we concentrate on the different techniques adopted at the level of the physical layer. At first, the various aspects characterizing the WSNs are introduced. Then, the efforts made to optimize the conservation of energy in these networks are summarized while highlighting the link between the energy consumption and the spectral efficiency. Then, different energy models are introduced and classified in order to study the evolution of the consumed energy as a function of the spectral efficiency. Secondly, we focus on the choice of modulation in order to find the optimal scheme that minimizes energy. We then studied the tradeoff between energy and spectral efficiency, taking into account the constraints imposed by the system. Finally, we are interested in coding strategy and error control protocol to study their impact on the energy efficiency and spectral efficiency tradeoff.

Key Words

Wireless sensor networks, energy efficiency, spectral efficiency, modulation, MQAM, error correction strategy .