

N°d'ordre : 40275

Université des sciences et technologies de Lille

École Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur

THÈSE

pour obtenir le titre de

Docteur de l'Université des sciences et technologies de Lille

Spécialité : Microondes et Microtechnologies

Présentée et soutenue publiquement

le 19 Mai 2010

Par

Ling JIN

CONTRIBUTION A L'ETUDE DE MODULES RADIO ULTRA FAIBLE CONSOMMATION POUR RESEAUX DE CAPTEURS EN GAMME MILLIMETRIQUE

Composition du jury :

Président	FRANÇOIS DANNEVILLE Professeur, Université de Lille1, IEMN
Directeur	NATHALIE ROLLAND Professeur, Université de Lille 1, IEMN
Co-directeur	PAUL-ALAIN ROLLAND, Professeur, Université de Lille 1, IEMN
Rapporteurs	GENEVIÈVE BAUDOIN, Professeur, ESIE, Paris RAYMOND QUERE Professeur, Université de Limoges, XLIM
Examineurs	ANDREIA CATHELIN, Ingénieur, STMicroelectronics, Grenoble NORBERT DANIELE, Ingénieur, CEA ,Grenoble

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués à l'Institut d'électronique de Microélectronique et de Nanotechnologie (I.E.M.N.) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, au sein du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (D.H.S), dans le groupe Circuits-Systèmes Applications des Microondes (C.S.A.M.). J'exprime ma gratitude à Lionel BUCHAILLOT directeur de l'IEMN et à M. P.-A. Rolland responsable du groupe CSAM.

Ce travail a été soutenu par le Centre National de la Recherche Scientifique (C.N.R.S.) et l'Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée (I.R.C.I.C.A.).

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers Monsieur. Paul.-Alain. Rolland et Madame Nathalie Rolland qui ont assuré la direction et le suivi de ma thèse. Leurs compétences scientifiques et leur grande disponibilité m'ont permis de mener ce travail dans d'excellentes conditions.

J'exprime ma gratitude à l'ensemble du jury qui a bien voulu juger ce travail. Je remercie Monsieur François DANNEVILLE, président de ce jury ainsi que Madame Geneviève BAUDOIN et Monsieur Raymond QUERE qui m'ont fait l'honneur d'évaluer et de corriger ce manuscrit. Je remercie aussi Madame Andreia CATHELIN et Monsieur Norbert DANIELE d'avoir accepté d'évaluer mon travail.

I would like to express my gratitude to Seonho. When I get along well with him bit by bit, I find that he is like a book, a cyclopaedia. He taught me how to school myself into a habit of attention, how to practise perseverance, how to stand erect and decline doing an unworthy thing. I appreciate his personality and his courtesy towards the companions and friends, towards strangers as well.

J'accorde une attention particulière à Christophe LOYEZ pour sa collaboration dans cette étude et les nombreux moments passés avec moi quand on travaille ensemble sous Cadence.

Je n'oublie pas non plus Rédha KASSI qui m'ai aidé beaucoup pour la synchronisation, détermination du seuil et la démodulation des données sous FPGA.

Je voudrais exprimer ma gratitude à Bernard VERBEKE qui m'ai aidé à prendre la photo du circuit et connecter des fils sur des plots trop petits.

Je remercie très chaleureusement le personnel et les étudiants du groupe CSAM : Janggil KIM, Guillaume DESRUELLES, Laurent CLAVIER, Christophe LETHIEN, Alexandre.BOE, Thomas.AVILES, Romain CRUNELLE, Michel FRYZIEL, Christian BEGUE, Abdelbasset ELMASSOURI.

Je remercie également mes amis chinois : Li Mingdong qui est vraiment chaleureux et m'ai aidé beaucoup dans la vie quotidienne ; Chen Jiejia, Gu Wei, Lu Qin et Xiao Yang qui m'ont permis durant ces trois années de thèse de me détendre et de passer de bons moments.

Enfin ces remerciements sont l'occasion de dire à ma Maman et mon père que leur soutien permanent m'a permis d'y arriver, et ce, en grosse partie grâce à eux. Ils ont toujours su mettre leur confiance en moi.

Finalement, je remercie la femme que j'aime le plus Wang Mingming. Ces années particulières nous ont permis de vivre quelque chose de fort, que nous n'oublierons certainement jamais

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE I INTRODUCTION AUX RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL

1.1	Introduction	1
1.2	Définition des réseaux de capteurs	2
1.3	Quelques applications des réseaux de capteurs	3
1.3.1	Réseaux de capteur sans fils pour contrôle de l'habitat « maison intelligente »	4
1.3.2	Surveillance de l'environnement	5
1.4	Architecture d'un nœud de capteur	5
1.5	Exemple de nœuds des réseaux de capteurs	9
1.6	Technique de communication pour réduire la consommation énergétique des réseaux de capteurs	11
1.6.1	Introduction à l'approche ULB	12
1.6.2	Historique et contexte d'ULB	12
1.6.3	Définition de l'ULB	13
1.6.4	Avantages de l'ULB	13
1.6.5	Défis de la technologie ULB	16
1.6.6	Situation de la réglementation ULB	18
1.6.7	Applications ULB	19
1.6.8	Choix de la modulation et la démodulation des impulsions ULB pour les réseaux de capteurs	20
1.7	Protocoles de la couche MAC pour réduire la consommation des réseaux de capteurs	27
1.7.1	Caractéristiques de la couche MAC pour les réseaux de capteurs	28
1.7.2	Comparaison de la couche MAC pour réseaux de capteurs	32
1.7.3	Protocoles MAC pour minimiser l'énergie des réseaux de capteurs	36
1.8	Conclusion	44
1.9	Bibliographie du chapitre I	45
CHAPITRE II ARCHITECTURE D'UN MODULE RADIO POUR UN NŒUD DE RÉSEAUX DE CAPTEURS EN GAMME MILLIMÉTRIQUE.		
2.1.	Introduction	51
2.2.	Etat de l'art des modules radios à 60 GHz	52
2.3.	Système radio Ultra Large Bande impulsif (IR-ULB) non cohérent transposé à 60GHz pour réseaux de capteurs	56
2.3.1.	Architecture de l'émetteur IR ULB 60 GHz	57
2.3.2.	Architecture du récepteur à 60 GHz	59
2.3.3.	Fonctionnement du système E/R IR ULB basé sur l'intégration d'énergie	62
2.3.4.	Synchronisation basée sur l'intégration maximale de l'énergie non cohérente	63
2.3.5.	Simulation de la synchronisation	65
2.3.6.	Démodulation des données	69
2.3.7.	Simulation de la démodulation	70
2.4.	Bilan de liaison	72
2.5.	Analyse du taux d'erreur binaire du système	75
2.5.1.	Hypothèses pour la décision	75
2.5.2.	Détection de l'énergie en présence de bruit blanc	79

2.5.3.	Analyse du taux d'erreur binaire	82
2.6.	TOA estimation du temps d'arrivé (TOA) basée sur intégration maximale d'énergie pour la localisation.	85
2.6.1.	Introduction des techniques de localisation.....	85
2.6.2.	Processus de l'estimation TOA basée sur l'intégration maximale d'énergie.....	88
2.7.	Conclusion.....	92
2.8.	Bibliographie du chapitre II	94
CHAPITRE III CIRCUITS GÉNÉRIQUES POUR UN ÉMETTEUR D'UN NŒUD DE CAPTEUR ET IMPLÉMENTATION SUR FPGA DE L'ACQUISITION DES DONNÉES		
3.1	Introduction	99
3.2	Filières technologiques possibles pour la réalisation des circuits 60 GHz.....	100
3.3	Conception de l'oscillateur.....	101
3.3.1	Oscillateur basé sur une résistance différentielle négative (RDN)	101
3.3.2	Conditions d'oscillation en termes de coefficient de réflexion.....	102
3.3.3	Conception d'un oscillateur à 30GHz utilisant la filière technologie CMOS 65nm SOI de ST-M	103
3.4	Conception du doubleur de fréquence.....	107
3.4.1	Analyse des non linéarités mises en jeu par un doubleur de fréquence actif.....	108
3.4.2	Simulation du doubleur de fréquence utilisant la filière CMOS 65nm SOI.....	111
3.5	Conception de l'amplificateur de moyenne puissance	113
3.5.1	Classe de fonctionnement des amplificateurs.....	115
3.5.2	Rendement en puissance ajoutée	115
3.5.3	Non-linéarité.....	115
3.5.4	Conception de l'amplificateur moyenne puissance moyenne utilisant un montage de type cascode en filière CMOS 65nm SOI.....	116
3.6	Conception du générateur d'impulsions.....	121
3.6.1	Classification de la génération d'impulsions.....	121
3.6.2	Conception du générateur d'impulsions utilisant la filière CMOS 65nm SOI.....	124
3.7	Oscillateur déclenché par des impulsions très courtes	127
3.8	Amplificateur de moyenne puissance moyenne commandé par un générateur d'impulsions	129
3.9	Layout de l'émetteur ULB à 60 GHz utilisant la filière CMOS 65nm SOI	130
3.10	Emetteur ULB millimétrique utilisant la filière GaAs D01PH	131
3.10.1	Emetteur ULB à 30GHz	131
3.10.2	Emetteur ULB à 60GHz	136
3.11	Implémentation sous FPGA de l'acquisition des données.....	137
3.12	Conclusion.....	142
3.13	Bibliographie du chapitre III	143
CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES		

INTRODUCTION GENERALE

Dans un environnement d'intelligence ambiante le déploiement de réseaux de capteurs communicants constitue un défi majeur. Ces capteurs dans la majorité des cas devront être autonomes et la gestion de l'énergie revêtra alors une importance capitale. Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet IRCICA « réseaux de capteurs » développé en étroite collaboration entre le LIFL et l'IEMN. La gestion optimale de l'énergie nécessite une double approche :

Optimiser les algorithmes de routage pour minimiser la consommation énergétique (LIFL)

Concevoir des modules radio millimétriques à consommation minimale (IEMN)

Ce sujet concerne le dernier point mais l'architecture radio devra être développée en étroite synergie avec les architectures logicielles pour optimiser le bilan de liaison en terme d'énergie/bit et de qualité de liaison

Les nœuds de réseaux de capteurs sont souvent déployés dans un environnement physique dur, fonctionnent sur batterie et certains réseaux sont constitués de centaines voire de milliers de nœuds de réseaux de capteurs. Ces grands réseaux distribués physiquement accroissent la difficulté de changer les piles et il est presque impossible de recharger les nœuds au cours des opérations. Ce problème a forcé les développeurs de tels systèmes à apporter des changements dans l'architecture basique des réseaux de capteurs afin de réduire au minimum la consommation d'énergie pour augmenter la durée de vie d'un point de vue de la couche physique et de la couche MAC.

En même temps avec le développement de la technologie, le besoin de bande passante est insatiable. La montée à des fréquences plus élevées permet d'isoler physiquement des systèmes existants et de réduire la taille de l'antenne. L'exploration du spectre autour de 60 GHz est particulièrement intéressante. En effet, la bande millimétrique autour de 60GHz connaît depuis plus 10 ans. Un regain d'intérêt pour les communications sans fil haut débit et aussi bas débit (l'application des réseaux de capteurs). Des bandes de fréquence très larges sont disponibles dans de nombreuses régions du monde :

Etats-Unis : 7 GHz entre 57 et 64 GHz. Cette bande peut être utilisée pour des applications « mobiles » WLAN sans disposer de licence FCC.

Japon : 7 GHz entre 59 et 66 GHz. Cette bande est prévue pour des applications sans fil générales avec ou sans licence. Par ailleurs, une bande ISM (applications Industrielles, Scientifiques et Médicales) est définie de 61 à 61,5 GHz.

Europe : 9 GHz entre 57 et 66 GHz. l'ERO (European Radiocommunications Office) propose de réserver la bande [59-62] GHz pour les applications WLAN. La bande [57,2-58,2] GHz est également proposée pour des applications à faible puissance et courte portée. Les bandes [62-63] et [65-66] GHz sont quant à elles réservées pour les systèmes mobiles large bande « Mobile Broadband Systems, MBS ».

Une solution émergente est la technique appelée Ultra Large Band (ULB) basée sur des impulsions courtes (typiquement sub-nanoseconde) conduisant à une largeur de spectre qui permet de s'affranchir des problèmes liés aux évanouissements sélectifs du canal. Cependant les pertes liées à l'absorption de la molécule d'oxygène à 60 GHz limitent la portée de telles liaisons à quelques dizaines de mètres.

Les réseaux de capteurs utilisant une technologie IR-ULB sont de plus en plus prometteurs pour minimiser la consommation d'énergie du système de communication. Les avantages d'une telle technique sont une architecture simple, une robustesse aux effets de propagations multiples et une très bonne résolution temporelle permettant des applications à la localisation.

Le projet présenté dans ce manuscrit s'adosse aux travaux développés par le Groupe, sur les réseaux haut débit de proximité multi supports, multimédia et sur les objets mobiles communicants (OMC) à 60 GHz. L'objet de notre travail était de démontrer la faisabilité d'un système radio Ultra Large Bande impulsif (IR-ULB) non cohérent transposé à 60GHz pour des applications réseaux de capteurs ultra faible consommation et très faible encombrement. Pour minimiser la consommation nous avons développé une architecture d'émetteur basée sur un oscillateur IR-ULB déclenché par un générateur d'impulsion sub nanoseconde et un amplificateur de puissance (MPA) de sortie dont les alimentations sont

déclenchées par un générateur d'impulsion. Cette architecture permet d'obtenir un émetteur à dynamique ON/OFF infini permettant de minimiser l'interférence entre multi-utilisateurs, d'être faible consommation, d'être peu sensible au bruit de phase de l'oscillateur et aux non linéarités de l'amplificateur.

Pour la réception nous utilisons une détection non cohérente, dont la méthode de synchronisation est basée sur la sélection du maximum de l'énergie, ce qui permet d'obtenir une architecture de faible complexité et de faible consommation d'énergie.

Plan du manuscrit

Le chapitre 1 présente de façon générale les réseaux de capteurs, et nous y détaillons les différentes raisons qui ont motivées notre choix d'architecture du module radio.

Le chapitre 2 présente l'étude système du module radio IR ULB en gamme millimétrique pour des applications aux réseaux de capteurs

Le chapitre 3 illustre les différents circuits conçus, les résultats expérimentaux et l'implémentation sous FPGA de la synchronisation, de la détermination du seuil et de la démodulation des données.

CHAPITRE I

INTRODUCTION AUX RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL

Sommaire

1.1	Introduction	1
1.2	Définition des réseaux de capteurs	2
1.3	Quelques applications des réseaux de capteurs	3
1.3.1	Réseaux de capteur sans fils pour contrôle de l'habitat « maison intelligente »	4
1.3.2	Surveillance de l'environnement	5
1.4	Architecture d'un nœud de capteur	5
1.5	Exemple de nœuds des réseaux de capteurs	9
1.6	Technique de communication pour réduire la consommation énergétique des réseaux de capteurs	11
1.6.1	Introduction à l'approche ULB	12
1.6.2	Historique et contexte d'ULB	12
1.6.3	Définition de l'ULB	13
1.6.4	Avantages de l'ULB	13
1.6.5	Défis de la technologie ULB	16
1.6.6	Situation de la réglementation ULB	18
1.6.7	Applications ULB	19
1.6.8	Choix de la modulation et la démodulation des impulsions ULB pour les réseaux de capteurs	20
1.7	Protocoles de la couche MAC pour réduire la consommation des réseaux de capteurs	27
1.7.1	Caractéristiques de la couche MAC pour les réseaux de capteurs	28
1.7.2	Comparaison de la couche MAC pour réseaux de capteurs	32
1.7.3	Protocoles MAC pour minimiser l'énergie des réseaux de capteurs	36
1.8	Conclusion	44
1.9	BIBLIOGRAPHIE	45

1.1 Introduction

Initialement mis en œuvre de manière relativement isolée, les réseaux de capteurs ont depuis pénétré massivement tous les domaines où l'observation du monde physique est utile, et sont présents dans des applications toujours plus nombreuses couvrant les secteurs de la santé, la domotique, les transports, la météorologie, l'environnement, l'architecture, la sécurité. De plus en plus sophistiqués et autonomes ces systèmes communiquent principalement à travers des réseaux sans fils qui en font des objets communicants. Ils doivent de plus s'insérer dans leur environnement en prenant en compte les contraintes d'encombrement et de faible consommation. Ces deux points sont fortement liés à la couche physique et à la couche MAC (Medium Access Control) du capteur.

Le premier chapitre est divisé en deux grandes parties. La première partie présente la structure générale des réseaux de capteurs sans fil tels que: la définition des réseaux de capteurs, leurs domaines d'application et des caractéristiques des réseaux de capteurs. Pour les besoins de faible consommation, nous nous concentrons sur la couche physique, les différentes stratégies de modulation et de démodulation pour choisir celles qui sont les plus appropriées pour des réseaux de capteurs développés pour des applications domotiques.

La seconde partie du chapitre concerne la couche MAC (Medium Access Control) pour les réseaux de capteurs. La conception de la couche MAC est fortement liée à la couche physique. Chaque couche physique définit certains paramètres tels que le débit maximal de la liaison, la puissance d'émission, La couche liaison a la charge d'utiliser au mieux les ressources qui lui sont allouées, afin de présenter à la couche supérieure un flux de données aussi rapide que possible et exempt d'erreurs. Nous présentons un certain nombre de protocoles de la couche MAC leurs caractéristiques, afin de choisir le protocole le plus approprié pour des réseaux de capteurs dans le domaine de la domotique.

1.2 Définition des réseaux de capteurs

Au cours des dernières années, le désir pour la connectivité a provoqué une croissance exponentielle des communications sans fil. Les capacités nécessaires pour fournir de tels services sont caractérisées par un besoin croissant de débit des données dans le réseau. Le standard WLAN (Wireless Local Area Networks) de IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) ,802.11 est apparu avec un débit de données de 2 mégabits par seconde[1][2]. Les variantes les plus populaires sont actuellement la norme 802.11b, avec un débit de 11 Mb / s;[3] et la norme 802.11a avec un débit de 54 Mb/s.[4].

Dans le même temps le standard Wireless Personal Area Networks (WPANs) devient de plus en plus important. Il est défini comme un réseau n'employant pas d'infrastructure fixe et ayant des liens de communication dont la portée est inférieure à 10 mètres. A titre d'exemple, voici différents standards de type WPAN : la spécification de HomeRF1.0, publiée en Janvier 1999 par le Home RF Groupe, possède un débit de données de 800 kb/s avec une option à 1.6 Mb/s[5], la technologie Bluetooth 1.0 , publié en Juillet 1999 par le Bluetooth Special Interest Group (SIG) qui est devenue plus tard la norme IEEE 802.15.1 [6], possède un débit de données de 1 Mb/s; [7] [8], et la norme de l'IEEE 802.15.3, publié en Juin 2003, propose un débit maximal de données de 55Mb/s. [9]

Ces différentes applications sont toujours pour des communications haut débit. Il existe aussi des demandes qui ont assoupli les exigences du débit en ne nécessitant que quelques bits par jour. Ces demandes concernent principalement des applications de détection de l'environnement ou de soutien des réseaux. Ces types de réseaux ont été appelés réseaux de capteurs sans fil (wireless sensor networks), ou WPANs à faible débit (LR-WPANs).

Les réseaux de capteurs sans fil (WSN) sont des réseaux de communication sans fil autonome au niveau énergétique utilisant des capteurs pour surveiller notamment des conditions environnementales.

L'information des différents nœuds doit être récoltées par un nœud spécifique du réseau qui est appelé classiquement «puits».

La communication des informations au sein de réseau peut s'effectuer de deux manières différentes :

- Une Communication directe du nœud au puits (cas où le nœud se situe proche du puits).
- Une Communication par multi saut. Les informations d'un nœud sont acheminées par l'intermédiaire d'autres nœuds du réseau (cas où le nœud intermédiaire joue le rôle d'un relai).

Les applications des réseaux de capteurs nécessitent en général que chaque nœud du réseau soit autonome en énergie car ils se situent souvent dans un environnement physique dur, qui rend difficile, voir impossible le changement des piles des nœuds.

Chaque nœud devra être très faible consommation au niveau de la couche matérielle (communication, capteur) mais aussi au niveau de la couche logicielle. De plus suivant les applications les nœuds doivent être très faible taille, pour ne pas perturber l'environnement.

Nous présentons ci dessous des exemples d'applications de réseaux de capteurs

Dans la suite de manuscrit, on utilise le mot « nœud » pour indiquer un élément du réseau de capteur.

1.3 Quelques applications des réseaux de capteurs

Le développement de réseaux de capteurs sans fil a été initialement motivé par des applications militaires telles que la surveillance du champ de bataille. Toutefois, les réseaux de capteurs sans fil sont maintenant utilisés dans de nombreux domaines d'application civile, comme le contrôle de l'environnement et de l'habitat, les demandes de soins de santé, la domotique, et de contrôle de la circulation.(voir figure 1.1)[10][11]

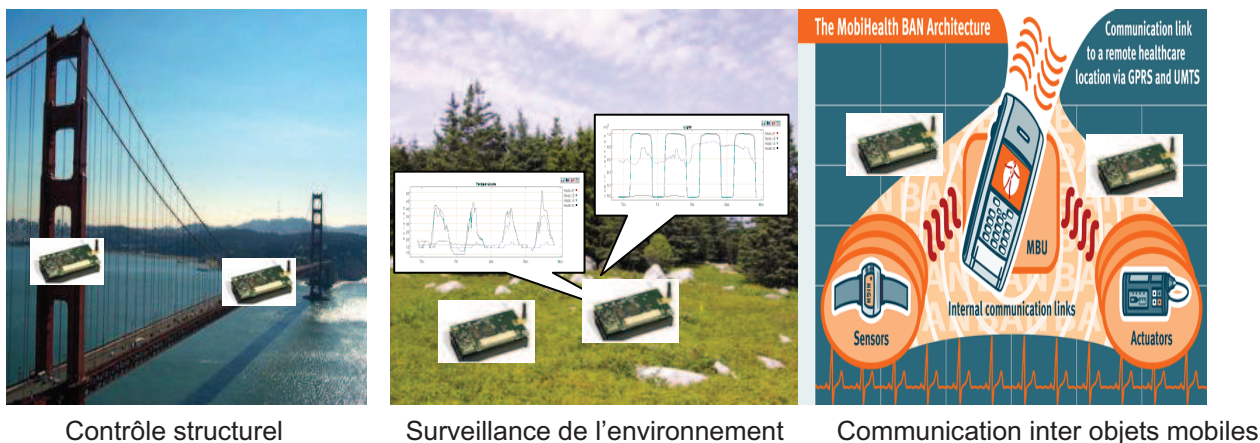


Figure 1.1 Application des réseaux de capteurs

Dans cette section, Nous présentons ci dessous quelques exemples d'application de réseaux de capteurs

1.3.1 Réseaux de capteur sans fils pour contrôle de l'habitat « maison intelligente »

Les applications particulières des réseaux de capteurs au sein d'un habitat permettent par exemple : (voir figure 1.2) [12]

- a) De faciliter la flexibilité de la gestion de l'éclairage, du chauffage, et les systèmes de refroidissement dans la maison.
- b) D'automatiser le contrôle de plusieurs systèmes destinés à améliorer la commodité et la sécurité.
- c) De surveiller une grande variété de conditions.

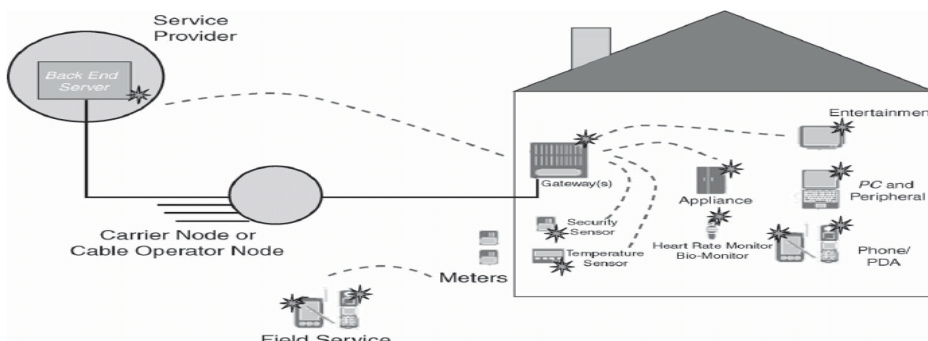


Figure 1.2 Applications de contrôle la maison [12]

1.3.2 Surveillance de l'environnement

Les ingénieurs informaticiens de l'Université de Californie, Berkeley, travaillent avec des biologistes du Collège de l'Atlantique et ont installé 190 réseaux de capteurs sans fil qui sont utilisés pour surveiller la population d'oiseaux sur la Grande île Duck. [13]. Ces réseaux de capteurs surveillent l'évolution de la population sur l'île en fonction du climat et plus particulièrement de la température. Les données des différents réseaux sont envoyées directement par satellite aux chercheurs à l'université de Californie et à leurs collègues de l'Université d'Atlantique.

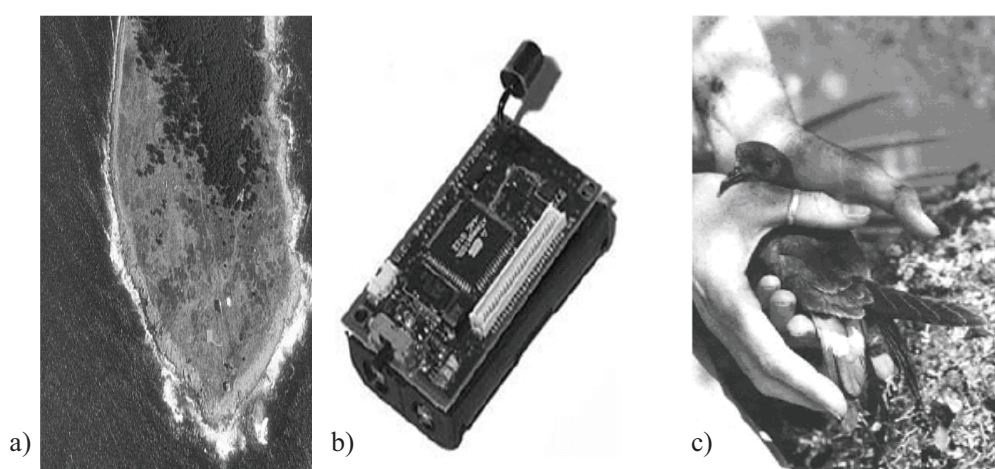


Figure 1.3 *Télécommande sans fil des réseaux de capteurs est utilisée pour savoir plus sur les oiseaux dans leur population naturelle.*

- a) Déploiement des réseaux de capteurs sur la Grande île Duck
- b) Nœud placé dans les nids d'oiseaux « pétrel »
- c) Un pétrel, rarement vu par les ornithologues

Après avoir listé quelques exemples d'applications, nous présentons l'architecture générale d'un nœud de capteur

1.4 Architecture d'un nœud de capteur

Les nœuds de capteurs sans fils doivent en général être petits, autonomes en énergie et à faible coût et ils doivent être équipés de ressources de calcul et de mémoire. Le nœud de capteur doit idéalement dissiper moins de $100\mu\text{W}$ et posséder un poids $< 100\text{g}$ [23]. En général un réseau de capteurs est composé de cinq éléments principaux :

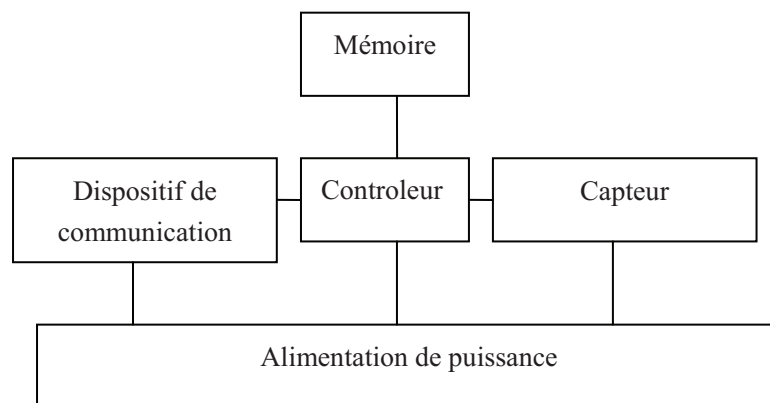


Figure 1.4 Composantes principales d'un nœud de capteur

Les rôles des différents éléments sont les suivants:

Contrôleur :

Le contrôleur est le cœur d'un réseau de capteurs sans fil. Il recueille des données provenant des capteurs, traite ces données, décide quand et où les envoyer et reçoit des données provenant d'autres nœuds de capteurs. Il exécute divers programmes, allant des protocoles de communication aux programmes d'application et est le Central Processing Unit (CPU) du nœud.

Une telle variété de traitement de tâches peut être effectuée sur diverses architectures de contrôleur pour optimiser les compromis entre la flexibilité, la performance, l'efficacité énergétique et le coût.

Les processeurs pour les réseaux de capteurs sont communément dénommés microprocesseur. Ils ont généralement la possibilité de réduire leur consommation d'énergie en possédant un état de veille.

Une autre option pour le contrôleur est d'utiliser des Field-Programmable Gate Arrays (FPGAs) ou des Circuits intégrés spécifiques (ASIC). Un FPGA peut être reprogrammé pour s'adapter à l'évolution des besoins, mais cela peut prendre du temps et de l'énergie. L'ASIC est un processeur spécialisé, conçu pour une application spécifique. Le compromis typique ici est la perte de flexibilité en échange d'une amélioration considérable de l'efficacité énergétique et de la performance.

Mémoire :

Une mémoire permet de stocker des programmes et des données.

Capteurs :

Le (ou les) capteur est l'interface avec le monde physique. Il permet d'observer ou de contrôler les paramètres physiques de l'environnement.

Alimentation :

Différentes sortes d'alimentation sont utilisées au sein d'un nœud. Actuellement, les alimentations sont basées sur des piles et de temps en temps un système de récupération d'énergie est associé à une pile. Dans l'avenir, d'autres solutions sont envisagées, comme par exemple l'utilisation d'une micro batterie associée à un système de récupération d'énergie. Si la consommation est très faible on pourra utiliser une super capacité associée avec un système de récupération d'énergie. Le système de récupération d'énergie sera fonction de l'application du réseau de capteurs.

Dispositif de communication :

Les nœuds d'un réseau de capteurs ont besoin d'envoyer et de recevoir des informations sur un canal sans fil. Les différentes techniques de communications sont :

-Lien radio

-Lien optique

-Lien ultrason

Dans le cas de la communication sans fil, les choix habituels sont le lien radio, la communication optique ou ultrasonore. Ce choix s'effectue en fonction des applications. Pour beaucoup d'entre elles la communication Radio Fréquence (RF) est plus appropriée car elle n'a pas besoin de la ligne de vue (LOS) entre l'émetteur et le récepteur (comparé à la communication optique).

Dans notre cas, notre application concerne les réseaux de capteurs intra bâtiment et nous avons choisi le lien radio car l'environnement peut être considéré comme un milieu confiné nécessitant l'utilisation de liaison NLOS (Non line of sight).

Exemples d'émetteur/récepteur radio pour la communication entre nœuds de capteurs

a) La famille RFM TR1000

La famille de transmetteur RFM TR1000 est disponible pour les fréquences de 916 MHz et de 868MHz. Ce circuit dispose d'un large de bande de 400 kHz. Il est destiné à la communication de radio de courte portée avec un débit maximum de 115,2kbps. La modulation utilisée est une modulation OOK très simple (au taux maximal de 30kbps) ou ASK. Il dispose également d'une puissance de sortie réglable. La puissance émise maximale est de 1,5 dBm[24]. Un des avantages de ce module est sa faible consommation d'énergie en mode d'émission et de réception et surtout en mode veille.

b) La famille Chipcon CC1000 et CC2420

Chipcon offre une vaste gamme des transmetteurs qui sont utilisés dans les réseaux de capteurs. Le CC1000 fonctionne dans une large gamme de fréquences, entre 300 et 1000 MHz avec une puissance de sortie programmable [25]. Le CC2420 [26] est un dispositif plus complexe. Il met en œuvre la couche physique par rapport à la norme IEEE 802.15.4 avec l'appui nécessaire d'une couche MAC. En fait, l'entreprise affirme que c'est le premier transmetteur utilisant la norme IEEE 802.15.4 disponible sur le marché. Ce transmetteur fonctionne dans la bande de 2,4 GHz avec un débit de 250 kbps.

c) La famille Infineon TDA 525x

Le TDA 525x d'Infineon offre un transmetteur flexible efficace en une seule puce. Le TDA 5250 [27] est un transmetteur à 868-870 MHz utilisant la modulation FSK ou ASK. Il dispose d'un amplificateur de puissance, d'un oscillateur contrôlable à base de quartz, d'un filtre de Nyquist en bande de base et d'un contrôle de consommation d'énergie (normalement, la puissance d'émission est variable, elle est déterminée en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur). Une des caractéristiques intéressante est un mécanisme d'auto-contrôle, qui peut choisir très rapidement le débit de données.

d) National Semi-conducteur LMX3162

Le matériel du nœud de la radio μ AMPS-1 [28][29][30] se compose d'un processeur mis en œuvre sur un FPGA, d'un module RF LMX3162[31]. Le LMX3162 opère dans la bande des 2.4 GHz et offre six niveaux différents de puissance émise entre 0 dBm et 20 dBm. Pour transmettre des données, le processeur de base peut contrôler un VCO externe. Les composantes principales du module RF peuvent être mises en veille. Pour la transmission de données, la modulation FSK est utilisée avec un débit de 1 Mbps.

1.5 Exemple de nœuds des réseaux de capteurs

Les différentes applications utilisent des nœuds spécifiques et nous présentons ci dessous un état de l'art non exhaustif de nœud des réseaux de capteurs.

a) Famille de nœud « Mica Mote »

A partir de la fin des années 1990, une famille des nœuds a évolué au fil des ans sur des projets de recherche à l'Université de Californie à Berkeley, avec la collaboration d'Intel. Ils sont communément connus sous le nom de Mica motes, avec différentes versions (Mica, Mica2) [14][15][16]; les références [17][18] présentent un tableau d'ensemble des membres de la famille; les schémas de certains de ces modules sont présentés [19]. Ils sont commercialisés par la compagnie Crossbow dans différentes versions et différents kits. Un nœud de cette famille utilise :

- Un microcontrôleur de la famille Atmel
- Un modem radio TR1000
- Le système d'exploitation TinyOS

Nous présentons Figure 1.5 un exemple d'un nœud Mica Mote[20].

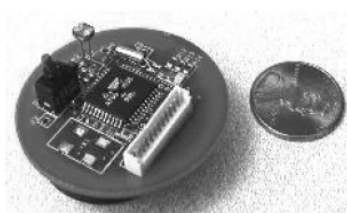


Figure 1.5 Photographies d'un nœud Mica

b) Eyes nœuds

Les nœuds développés par Infineon dans le cadre d'un projet "Energy efficient Sensor Networks» (EYES) est un autre exemple typique d'un nœud de capteur (Figure 1.6). Il est équipé d'un microcontrôleur MSP 430 de chez Texas Instrument, d'un modem radio utilisant un module TDA 5250, avec contrôle de la puissance de transmission. Le nœud possède une interface USB et il est possible d'ajouter des capteurs.

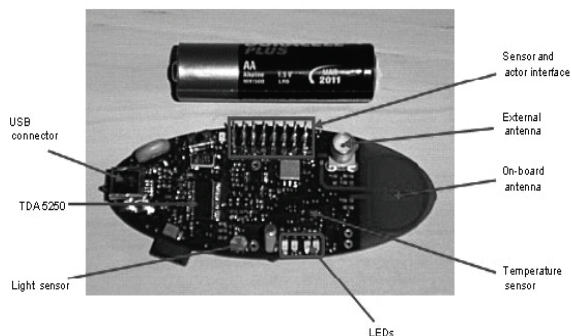


Figure 1.6 Nœud de capteur EYES

c) BT nœuds

Les "Bt nœuds"[21] ont été développés à l'ETH Zurich (Figure 1.7). Ils disposent d'un microcontrôleur Atmel Atmega 128L, 64-180kB RAM et 128 kB mémoire FLASH. Contrairement à la plupart des autres nœuds de capteurs (mais similaire à certains nœuds de chez Intel), ils utilisent la norme Bluetooth et pour le lien de radio ils utilisent un module radio Chipcon CC1000 opérant entre 433 et 915 MHz.

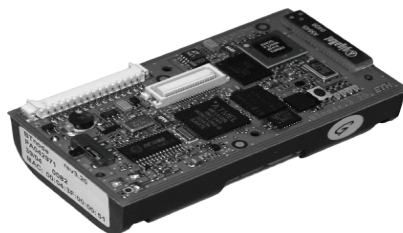


Figure 1.7 BT nœuds

d) Scatterweb

Le plate-forme ScatterWeb [22] a été développée dans le groupe Computer Systems & Telematics à Freie Universit à Berlin (Figure 1.8). Il s'agit de toute une famille de nœuds, à partir d'un standard de nœud de capteur (sur la base du 430 micro-MSP) qui intègre en plus les couches supérieures (couches application, réseau....)

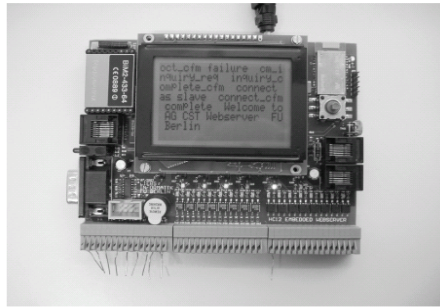


Figure 1.8 ScatterWeb avec un réseau de serveur intégré

1.6 Technique de communication pour réduire la consommation énergétique des réseaux de capteurs

Les nœuds de réseaux de capteurs fonctionnent sur batterie (actuellement) et sont souvent déployés dans un environnement physique dur. C'est donc une tâche complexe de changer les piles. De plus certains réseaux sont composés des centaines de milliers de nœuds de capteurs. Ces grands réseaux distribués physiquement accroissent la difficulté de changer les piles et il est presque impossible de recharger les nœuds au cours des opérations. Ce problème a poussé les développeurs de nœud et de systèmes à apporter des changements dans l'architecture basique des réseaux de capteurs afin de réduire au minimum la consommation d'énergie.

Afin d'obtenir une faible consommation d'énergie, nous devons choisir au niveau de la couche physique une technique de modulation et de démodulation la plus adaptée à la conception de système ultra faible consommation.

Une solution émergente est la technique appelée Ultra Large Bande (ULB) qui consiste à transmettre en bande de base, en l'absence de porteuse, des impulsions fines (typiquement sub-nanoseconde) conduisant à une largeur de spectre importante. Celle-ci permet de s'affranchir des problèmes liés aux évanouissements sélectifs du canal. Mais cette approche en bande de base, sans porteuse, a vu ses potentialités très fortement limitées à cause des normes drastiques limitant la puissance d'émission. C'est l'une des raisons pour laquelle nous considérons pour notre application des communications en gamme millimétrique. Non seulement les limites de la puissance transmise peuvent être assouplies, mais on peut profiter de la largeur de bande de 7GHz sans licence autour de 60GHz.

Pour les systèmes ULB, il y a deux schémas de démodulation des données possibles:

- Une démodulation cohérente
- Une démodulation non cohérente.

La démodulation cohérente est extrêmement complexe et nécessite une récupération de l'horloge et la mise en œuvre d'un « template » entre l'émetteur et le récepteur, ce qui nécessite des circuits consommant de l'énergie. Cette solution ne répond pas à la demande d'un système à faible consommation d'énergie. Par contre la démodulation non cohérente ne nécessite pas de synchronisation complexe. C'est donc une solution plus attrayante pour un système faible complexité et faible puissance comme on le verra ultérieurement.

1.6.1 Introduction à l'approche ULB

L'approche Ultra Large Bande (ULB) offre une solution prometteuse à la pénurie du spectre RF pour de nouveaux services en permettant sa coexistence avec d'autres systèmes radio avec peu ou pas d'interférence. Cette coexistence apporte l'avantage d'éviter les frais de licences que les fournisseurs de tous les autres services de radio doivent payer [32]. Les autres avantages d'une telle technique ULB sont :

- Une architecture simple,
- Une robustesse aux effets de propagations multiples
- Une très bonne résolution temporelle permettant des applications à la localisation.

1.6.2 Historique et contexte d'ULB

La Communication ULB n'est pas une technologie nouvelle, elle a d'abord été employée par Guglielmo Marconi en 1901 pour transmettre les séquences de code Morse à travers l'Atlantique.

Environ cinquante ans après Marconi, la transmission moderne d'impulsions est utilisée dans les applications militaires sous la forme d'impulsions radars. Les pionniers des communications ULB modernes aux États-Unis à partir de la fin des années 1960 sont Henning Harmuth de l'Université catholique d'Amérique et Gerald Ross et KW Robins de

Sperry Rand Corporation [33]. À partir des années 1960 jusqu'aux années 1990, cette technologie était réservée aux applications militaires telles que les communications hautement sécurisées. Toutefois, les récents progrès dans le domaine des microprocesseurs et circuits numériques rapides ont rendu la technique ULB compatible pour les applications commerciales grand public.[cf fig1.9]

En Février 2002, la FCC a approuvé l'utilisation commerciale de la technologie ULB sous des limites d'émission de puissance strictes pour les différents appareils. La figure 1.9 résume la chronologie du développement de l'ULB.

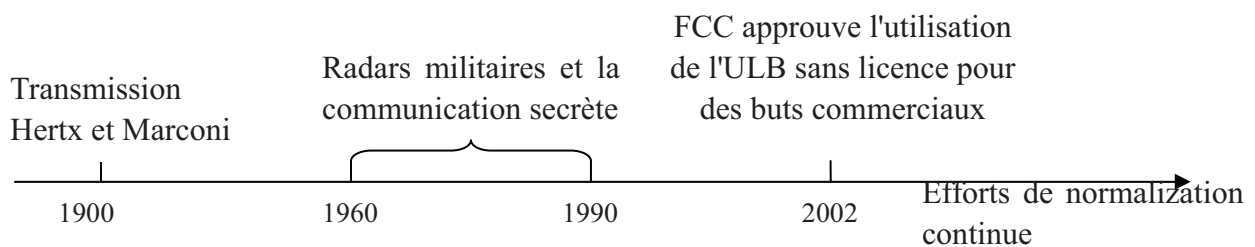


Figure 1.9 Brève histoire de l'évolution de l'ULB

1.6.3 Définition de l'ULB

Les signaux ULB définies par la FCC doivent posséder des largeurs de bande de plus de 500 MHz ou une bande passante fractionnelle de plus de 20 pourcent [34]. La largeur de bande est un facteur utilisé pour classer les signaux à bande étroite, large bande, ou ultra large bande et est définie par le rapport de la largeur de bande à la fréquence centrale[35]. L'équation (1.1) formule cette relation.

$$B_f = \frac{BW}{f_c} * 100\% = \frac{(f_h - f_l)}{(f_h + f_l)/2} * 100\% \quad (1.1)$$

Où f_h et f_l sont la plus élevée et la plus faible fréquence (de la bande passante à 3 dB) d'un spectre d'impulsion.

1.6.4 Avantages de l'ULB

La courte durée des impulsions ULB offre plusieurs avantages par rapport aux systèmes de communications à bande étroite:

a) Partager les fréquences du spectre

Selon la FCC, la puissance rayonnée est strictement limitée à $-41,3$ dBm/MHz, [36] soit 75 nano watts/MHz pour les systèmes ULB. Cette limitation de puissance des systèmes ULB permet d'émettre en-dessous du bruit typique d'un récepteur, et de faire coexister ces liaisons ULB avec d'autres services radio à bande étroite avec peu ou pas d'interférence (cf fig 1.10)

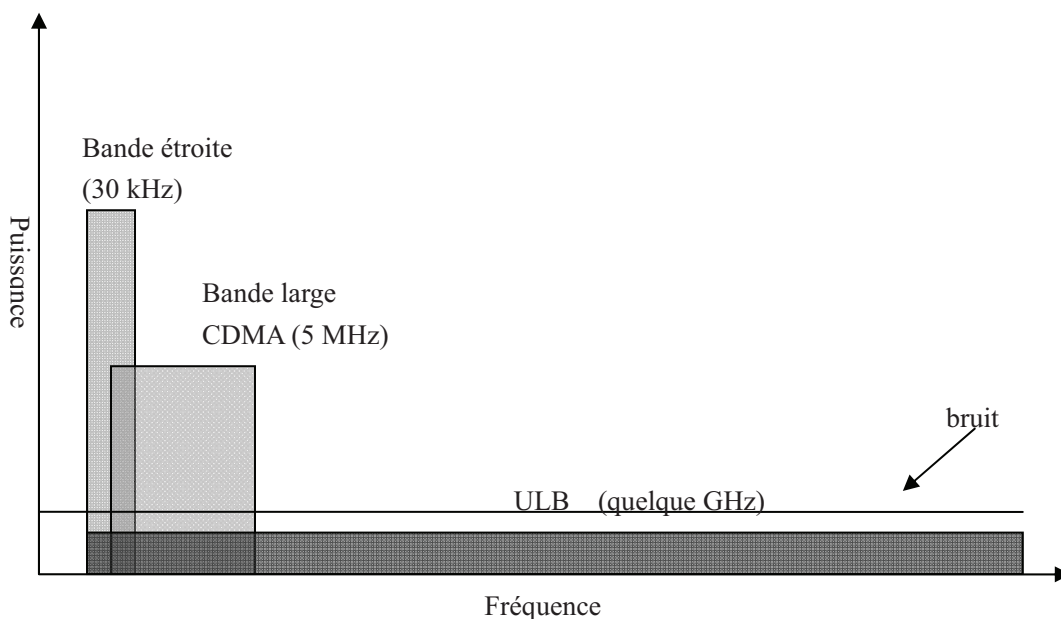


Figure 1.10 Coexistence des signaux ULB avec des signaux à bande étroite et à large bande.

b) Grande capacité du canal

Un des principaux avantages de la large bande passante pour des impulsions ULB est l'amélioration de la capacité du canal. La capacité du canal est définie comme la quantité maximale de données pouvant être transmises par seconde sur un canal de communication. La grande capacité du canal des systèmes de communications ULB est évidente d'après la formule de Hartley-Shannon (1.2).

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (1.2)$$

Où C représente la capacité du canal, B la bande passante et SNR le rapport signal au bruit. Comme indiqué dans l'équation (1.2), la capacité du canal C augmente avec la largeur de bande B . Par conséquent, la possibilité d'avoir plusieurs gigahertz de bande passante disponible pour les signaux ULB, permet d'obtenir un débit de plusieurs gigabits par seconde (Gbps). Toutefois, en raison des normes de la FCC de tels débits ne sont pas possibles que

pour des distances très courtes, inférieures à 10 mètres pour une puissance de 75 nano watts/MHz. Cela rend les systèmes ULB très adaptés pour des services de communication à courte portée, haut débit, sans fil de type WPAN.

c) Faible probabilité de détection et d'interception

En raison de leur faible puissance d'émission, les systèmes de communications ULB ont une immunité inhérente à la détection et à l'interception. Les systèmes ULB impulsionsnels utilisant sont souvent des impulsions modulées en temps (position) avec des codes uniques. La modulation en position d'impulsions très étroites améliore la sécurité des transmissions ULB, car la détection d'impulsions picosecondes, sans savoir quand elles arrivent est pratiquement impossible. Ces systèmes ULB offre donc un énorme potentiel hautement sécurisé, à faible probabilité de détection et d'interception, mais pour des liaisons très courtes distances uniquement

d) Haute performance en multicanaux

Le phénomène connu sous le nom de trajets multiples est inévitable en lien radio dans des environnements confinés de type intra bâtiment.

L'effet des trajets multiples est très sévère pour les signaux à bande étroite car il peut provoquer la dégradation du signal en raison de l'addition destructive de deux (ou plusieurs) ondes arrivant en même temps au niveau du récepteur. Par contre, l'utilisation d'impulsions de très courte durée inférieure à la nanoseconde rend la liaison moins sensible à cette interférence entre symboles du fait de la faible probabilité de collision entre impulsions

Nous récapitulons dans le Tableau 1.1 les principaux avantages et bénéfices des systèmes de communication ULB en bande de base par rapport aux systèmes radio sans fil à bande étroite.

Avantage de l'ULB	Bénéfice par rapport radio bande étroite
Coexistence avec des services de radio à bande étroite et à large bande	Éviter les licences coûteuses
Grande capacité de canal	Haut débit pour supporter de la vidéo haute définition en temps réel
Aptitude à travailler avec un faible SNR	Offre une haute performance dans des environnements bruyants.
Faible puissance d'émission	Fournir une sécurité élevée avec une faible probabilité de détection et d'interception.
Haute performance en multicanaux	Plus grande puissance du signal dans des conditions défavorables.
Architecture simple	Faible coût

Tableau 1.1 Principaux avantages et bénéfices des systèmes ULB par rapport aux systèmes à bande étroite

1.6.5 Défis de la technologie ULB

La technologie ULB pour les communications ne possède pas que des avantages. En fait, il existe de nombreux défis liés à l'utilisation d'impulsions de courte de durée de l'ordre de la nanoseconde ou moins

a) Distorsion de la forme d'impulsions

Les caractéristiques de transmission des impulsions ULB sont plus compliquées que celles de transmission d'un signal sinusoïdal à bande étroite. Un signal sinusoïdal bande étroite reste sous la même forme dans l'ensemble de la chaîne de transmission. Par contre, l'impulsion ULB peut être déformée de façon significative au niveau du récepteur. Nous pouvons montrer mathématiquement cette distorsion à partir de la formule de Friis:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 \quad (1.3)$$

Où P_r et P_t sont les puissances des signaux de la réception et la transmission respectivement,

G_t et G_r sont les gains d'antenne de l'émetteur et du récepteur,

c la vitesse de la lumière.

d la distance entre l'émetteur et le récepteur.

f la fréquence du signal.

Cette formule montre que la puissance du signal reçu diminue avec l'augmentation de la fréquence. Pour les signaux à bande étroite la variation de fréquence étant très petite, l'évolution de la puissance reçue est négligeable. Toutefois, en raison de la large plage de fréquences couverte par le spectre ULB, la puissance reçue peut évoluer de façon importante sur la bande passante ce qui déforme la forme d'impulsion initiale. Cela limite les performances des récepteurs ULB qui corrèlent le signal ULB avec un « template » (patron)

A titre d'exemple, pour une variation de fréquence de 3.1GHz à 6GHz (largeur d'impulsion 300ps) Nous obtenons une variation de la puissance reçue de 3dB.

Par contre si les fréquences sont plus élevées, par exemple autre de 60GHz, pour une variation de fréquence de 57-60 GHz la variation de la puissance est de 0.5dB. Donc en bande millimétrique, la distorsion de forme d'impulsions est faible, c'est un argument supplémentaire pour utiliser le 60GHz ULB comme on le verra dans le chapitre 2.

b) Synchronisation d'un système de communication ULB

La synchronisation de l'horloge est un défi majeur pour les systèmes de communications ULB. Comme avec tout autre système de communication sans fil, le temps de synchronisation entre le récepteur et l'émetteur est important pour les systèmes de communications ULB (surtout en détection cohérente). Cette synchronisation est d'autant plus délicate que la modulation est de type PPM, en effet, la démodulation s'appuie sur la détection de la position « exacte » du signal reçu pour identifier le « 0 » ou le « 1 »

La durée courte des impulsions rend la synchronisation très délicate. Pour des systèmes de modulation OOK et dont la démodulation est basée sur l'intégration de l'énergie,

la synchronisation n'a pas besoin d'être très précise ce qui permet d'obtenir un système de réception de faible complexité comme nous le verrons ultérieurement.

Le tableau 1.2 résume les défis et les problèmes que les impulsions étroites peuvent apporter aux systèmes de communications ULB

Challenges	Problèmes
Distortion de forme d'impulsions	Faible performance en utilisant des récepteurs classiques avec filtre adapté
Estimation du canal	Difficulté à prédire les templates des signaux.
Synchronisation	Des CAN très rapide sont nécessaires
Faible puissance de transmission	Transmission courtes distances.

Tableau 1.2 Défis et les problèmes ULB

1.6.6 Situation de la réglementation ULB

La FCC propose 7,5 GHz de bande passante utile du spectre de 3,1 GHz à 10,6 GHz pour les dispositifs de communication ULB. La densité spectrale de puissance des émetteurs ULB est limitée à -41,3 dBm / MHz. [37] qui correspond au niveau de radiation parasite involontaire (« Part 15 limit » présenté figures 1.11 et 1.12) des téléviseurs et des écrans d'ordinateur.

Pour les systèmes de communication, la FCC a assigné les différentes limites d'émission des dispositifs ULB en intra bâtiment et en l'extérieur. Le masque spectral pour la communication extérieure est de 10 dB inférieur à celui des communications intérieures, entre 1,61 GHz et 3,1 GHz, comme indiqué figure 1.11 et figure 1.12 respectivement.

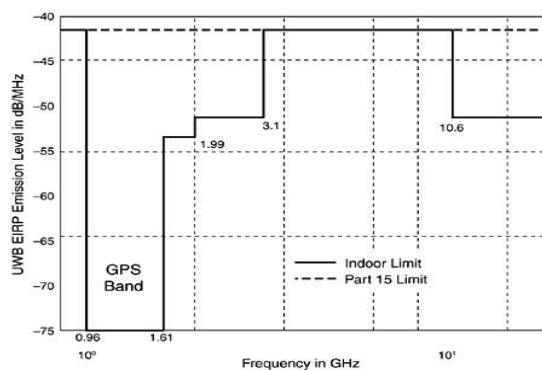


Figure 1.11 Limites ULB d'émission pour les systèmes de communications à l'intérieur

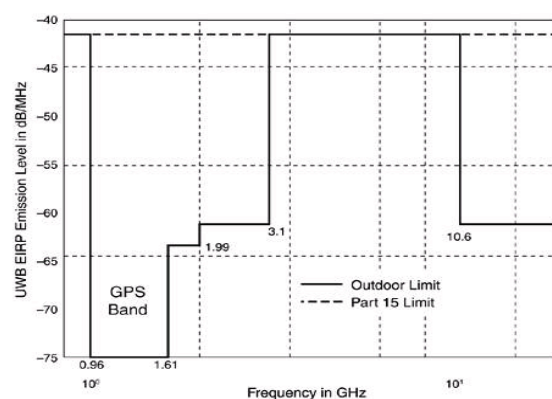


Figure 1.12 . Limites ULB d'émission pour les communications à l'extérieur

1.6.7 Applications ULB

Le Tableau 1.3 présente les capacités de la norme ULB par rapport à d'autres normes IEEE.[56][67]

Standards IEEE							
	WLAN			Bluetooth	WPAN	ULB	ZigBee
	802.11a	802.11b	802.11g	802.15.1	802.15.3	802.15.3a	802.15.4
Fonctionnement de fréquence	5 GHz	2.4 GHz	2.4GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	3.1-10.6 GHz	2.4 GHz
Débit au maximum	54 Mbps	11 Mbps	54Mbps	1 Mbps	55 Mbps	> 100 Mbps	250Kbps
Portée maximale	100 m	100 m	100 m	10 m	10 m	10 m	50 m

Tableau 1.3 Capacités de la norme ULB par rapport à d'autres normes IEEE

Le tableau 1.3 compare la technologie ULB et les autres standards des communications des données actuellement disponibles. D'après ce tableau nous pouvons constater que la technologie ULB est très intéressante pour les communications haut débit et courte portée.

Le tableau 1.4 résume les applications ULB dans les domaines de la communication de données, du radar et de la localisation.

Applications		
	Militaires	Grand public
Communications de donnée	Communications sécurisées Déploiement des réseaux de capteurs sur les champs de bataille	Réseaux locaux personnels Distribution sans fil de flux vidéo Réseaux de capteurs sans fil (la santé et la surveillance de l'habitat, la domotique)
Radar	Ground-penetrating radar (pour les opérations de sauvetage) Surveillance et contrôle	L'imagerie médicale Industrie automobile
Localisation	Identification personnelle	Marquage et l'identification Enfants perdus

Tableau 1.4. Certaines applications ULB militaires et grand public

1.6.8 Choix de la modulation et la démodulation des impulsions ULB pour les réseaux de capteurs

Les différentes modulations appliquées à l'ULB sont:

- Modulation Tout ou Rien, « OOK : ON OFF Keying »
- Modulation d'Amplitude, « PAM : Pulse Amplitude Modulation »,
- Modulation de Phase, «BPSK : Binary Phase Shift Keying »,
- Modulation de Position, « PPM : Pulse Position Modulation »,

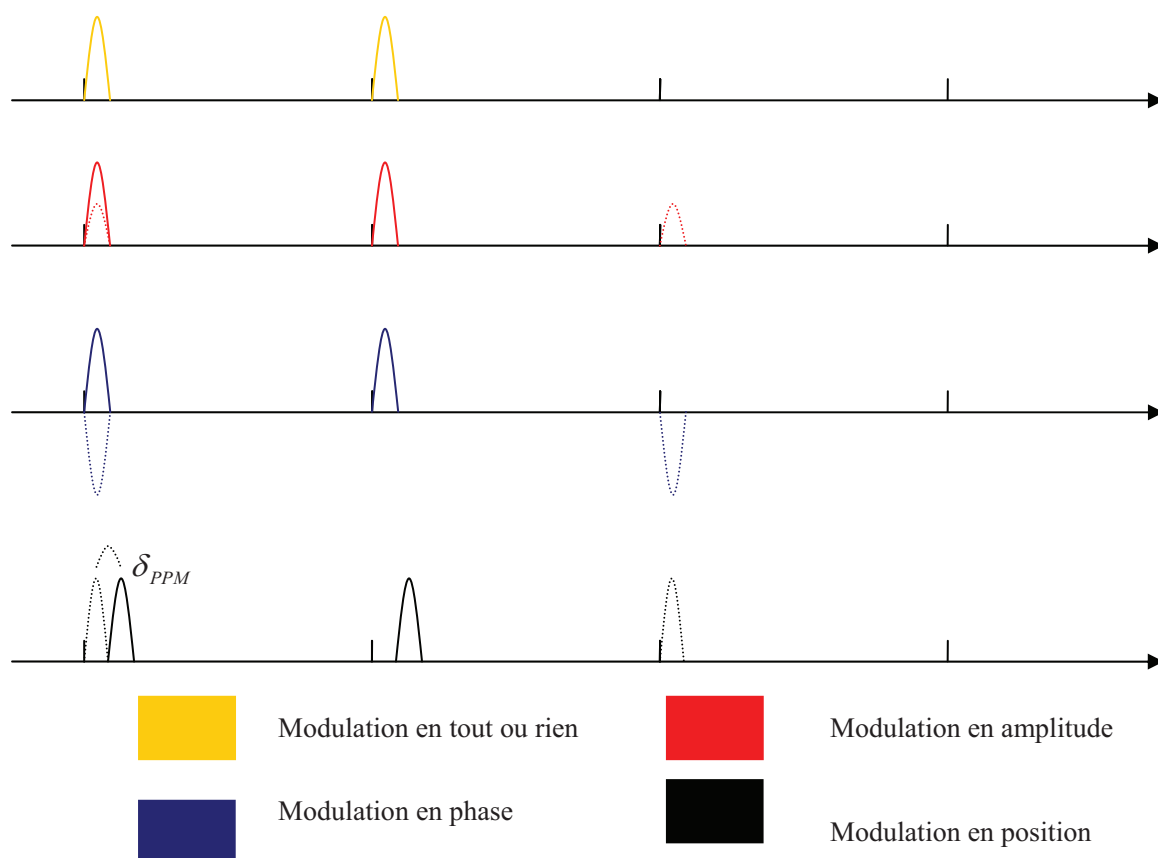


Figure 1.13 Différentes modulations ULB

Pour les réseaux de capteurs, la modulation OOK paraît la plus appropriée, puisque nous avons à l'émission un signal uniquement quand la donnée est un « 1 », ce qui permet d'obtenir une faible consommation au niveau de l'émetteur comme on pourra le voir chapitre 3.

Il existe deux schémas de la démodulation pour des données IR-UWB (Impulse Radio Ultra Wide Band).

- La démodulation cohérente.
- La démodulation non cohérente.

Une émission et une réception cohérentes sont représentées figure 1.14[38]. Ce système nécessite une synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Cette synchronisation (récupération de l'horloge) est délicate à effectuer, puisque les impulsions sont très courtes. De plus la corrélation demande l'adaptation de la forme entre des impulsions générées dans le récepteur et celles transmises. La transmission des impulsions souffre de la distorsion due à

l'adaptation du récepteur et à la réponse en fréquences des antennes et du canal dans le cas 3-10GHz.

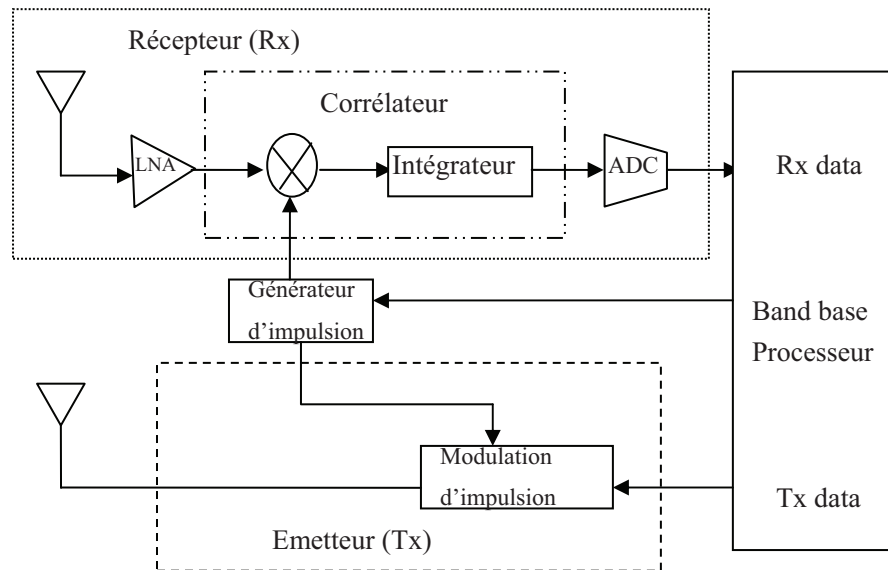


Figure 1.14 Architecture d'émission et réception ULB cohérente

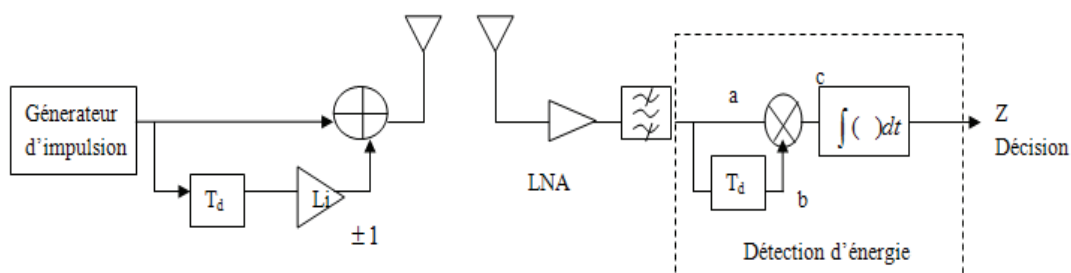
L'émission et réception non-cohérente permet d'éviter la nécessité d'une synchronisation complexe et l'estimation de la forme des impulsions[39][40]. Donc ce système est plus attractif pour une solution faible consommation pour les réseaux de capteurs comme on pourra le voir au chapitre 3.

Pour un système non cohérent deux techniques sont possibles

-Système TR (Transmitted Reference)[41][42]

-Intégration d'énergie [43]

a) Système TR



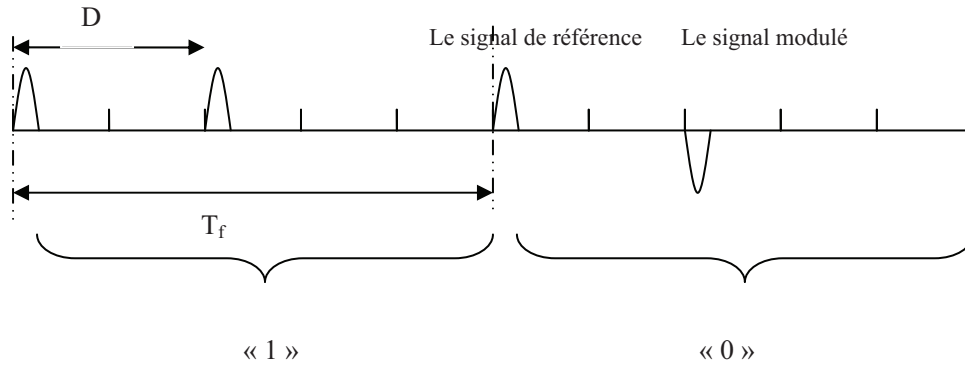


Figure 1.15 Schéma d'un système utilisant un signal de référence et les signaux transmis au niveau de l'émetteur

Nous présentons figure 1.15 un synoptique d'un système émetteur/récepteur utilisant un signal de référence [41]. Le chronogramme des signaux transmis au niveau de l'émetteur est présenté figure 1.16. Les signaux transmis peuvent être définis par la formule au dessous [42].

$$S = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} (\sqrt{E_p} p(t - (iN_f + j)T_f) + L_i \sqrt{E_p} p(t - ((iN_f + j)T_f) - D)) \quad (1.4)$$

Où N_f est le nombre des trames dans un seul symbole, T_f est la durée des trames, E_p est l'énergie d'une seule impulsion, et $p(t)$ représente la forme de l'impulsion ULB normalisée. N_f trames représentent un symbole, et constituent un symbole de durée $T_s = N_f T_f$. Deux impulsions (appelées « doublet ») sont transmises au cours de chaque trame, avec un décalage D . La première impulsion d'un « doublet » est la référence de l'impulsion, tandis que la seconde est modulée par la séquence de bits $L_i \in (-1, +1)$. La figure 1.16 montre les signaux transmis au niveau de l'émetteur.

Au niveau de récepteur le signal de référence reçu peut-être considéré comme le signal « template », ce qui permet de s'affranchir au niveau du récepteur de la génération du signal « template ». L'intérêt de cette méthode provient du fait que les impulsions de références souffrent de la même façon que les impulsions modulées des imperfections (distorsion provenant du système d'émission, réponse en fréquence de l'antenne et du canal). Il y a donc une meilleure adéquation entre les 2 impulsions. La figure 1.16 présente les signaux au niveau de a, b, c au sein du récepteur de type TR.

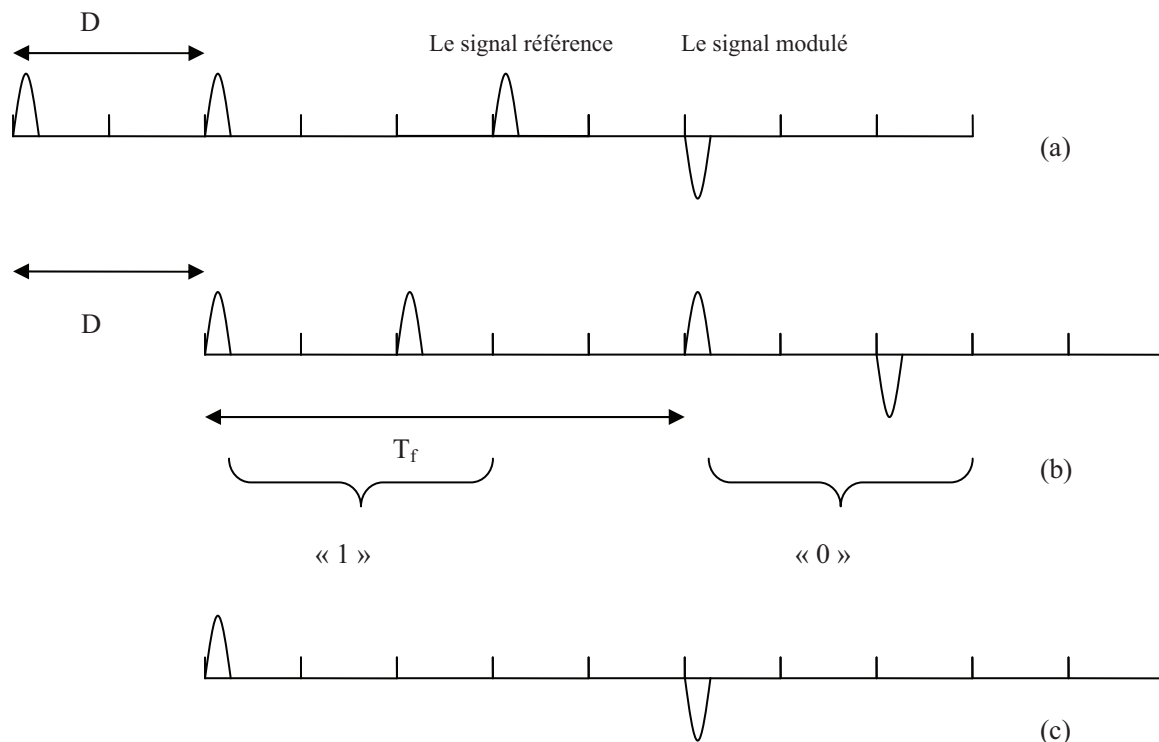


Figure 1.16 Signaux en sortie au niveau de a,b et c du récepteur de TR

Un système TR n'a pas besoin de « template » au niveau de récepteur. Cette méthode non-cohérente peut réduire la consommation d'énergie au niveau de récepteur. Mais pour la modulation de TR, on doit utiliser deux impulsions au niveau de l'émetteur ce qui augmente la consommation. Donc nous présentons une autre méthode non cohérente ci dessous.

b) Système basé sur la détection d'énergie

D'après la référence [43], nous présentons figure 1.17 un synoptique d'un système basé sur la détection d'énergie. Ce système est composé d'un générateur d'impulsion pour l'émetteur. En réception, on utilise un amplificateur faible bruit, une élévation au carré (qui peut être réalisée par un détecteur quadratique) et une intégration d'énergie (qui peut être réalisé par une charge de capacité ou numériquement).

Les signaux transmis basés sur la modulation OOK peuvent être définis par la formule ci dessous.

$$S = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} (d_k \sqrt{E_p} p(t - (iN_f + j)T_f)), d_k=0,1. \quad (1.5)$$

où N_f est le nombre des trames dans un seul symbole, T_f est la durée des trames, E_p est l'énergie d'une seule impulsion, et $p(t)$ représente l'impulsion ULB normalisé. N_f trames représentent un symbole, et constituent un symbole de durée $T_s = N_f T_f$. d_k est le signal d'information transmis (0 ou 1). La figure 1.18 illustre les signaux transmis basés sur un système de la détection d'énergie au niveau de l'émetteur utilisant la modulation de OOK.

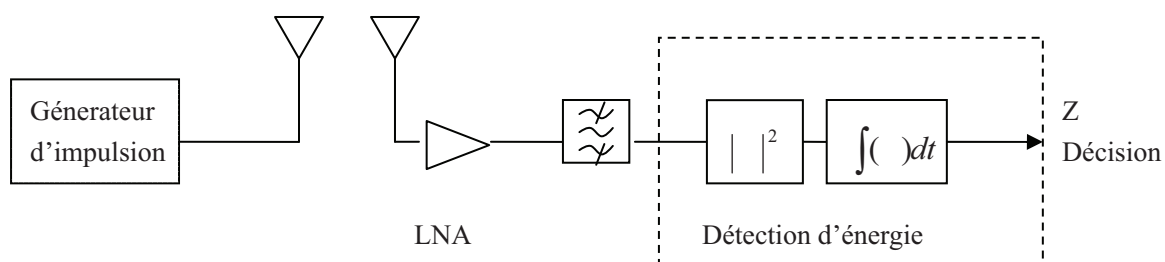


Figure 1.17 Système basé sur la détecteur d'énergie [40] [44]

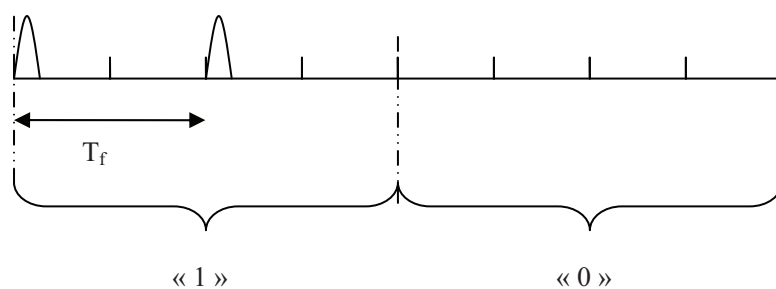


Figure 1.18 Signaux transmis basés sur un système de la détection d'énergie au niveau de l'émetteur utilisant la modulation de OOK.

Comparé au schéma de système TR, le schéma de la détection d'énergie n'a pas besoin d'impulsion de référence. C'est pourquoi, après plusieurs réflexions approfondies, nous avons décidé d'abandonner les modulations cohérentes au profit de techniques non cohérentes beaucoup plus simples et compactes et nous avons choisi l'approche IR ULB non cohérent avec une modulation OOK avec une démodulation basée sur la détection d'énergie comme solution de la couche physique pour notre système des réseaux de capteurs.

La bande millimétriques de 57 à 64 GHz alloué pour les applications radio courtes distances [45]. Les réseaux de capteurs travaillant dans cette bande de fréquence sont de plus en plus prometteurs citions ci-dessous quelques intérêts de celle bande de fréquence : antennes de plus petites taille qui sont facilement intégrables et de plus aucun système de

communication mono porteuse n'existe actuellement dans cette bande ce qui permet d'éviter les interférences alors que ce n'est pas le cas pour la bande 3.1-10 GHz.

Une autre motivation principale pour l'exploration du spectre de 60 GHz pour les réseaux de capteur est la disponibilité de la bande passante sans licence. En Juillet 2003, le groupe de travail IEEE 802.15.3 pour les WPAN a commencé à examiner l'utilisation du spectre de 7 GHz sans licence autour de 60 GHz [45]. Bien que les pertes élevées à 60 GHz, en raison de l'absorption de la molécule d'oxygène, s'opposent à la communication sur des distances de plus de quelques kilomètres, WPANs à courte portée bénéficie effectivement cette l'atténuation, permettant une meilleure sûreté des transmissions. En outre, en raison de l'absorption de l'oxygène, les règlements de la FCC permettent une puissance d'émission jusqu'à 40dBm EIRP, ce qui est nettement plus élevé que les autres WLAN / WPAN standards.

Les réseaux de capteurs utilisant la technique IR-ULB présentent donc beaucoup d'avantages, faible consommation, complexité de l'architecture faible, faible sensibilité à non-linéarité de l'émetteur, robustesse à des effets de propagation multiples et très bonne résolution du temps pour l'application de la localisation.

C'est pourquoi nous choisissons la technologie IR ULB en bande millimétrique pour notre système des réseaux de capteurs.

Un grand nombre des réseaux de capteurs travaillent souvent ensemble. Leur déploiement dense signifie généralement qu'il y aura une degré élevé d'interaction entre les nœuds ce qui complique la situation au niveau des protocoles du réseau. Selon la nature de la demande, le trafic dans les réseaux des capteurs est très « dur » pendant une petite période et sans activité pour une longue période. Durant l'opération de détection, un dispositif peut rester libre pendant de longues périodes et soudain devoir envoyer un grand nombre d'informations lorsque se produit un événement. A cause de ce mode de fonctionnement, des collisions entre les informations sont très fréquentes pour les réseaux capteurs sans fils pour réduire la consommation, il faut éviter ces collisions. Le protocole de la couche MAC assiste les nœuds pour décider quand et comment accéder au canal. Différents protocoles au niveau

de la couche MAC sont développés pour éviter ou minimiser les collisions. Il est important de construire une couche MAC efficace pour obtenir une fiabilité de la transmission des informations tout en minimisant la consommation.

Dans la section suivante, nous présentons les points importants concernant le protocole au niveau de la couche MAC et comment concevoir la couche MAC pour satisfaire les demandes des réseaux capteurs sans fils.

1.7 Protocoles de la couche MAC pour réduire la consommation des réseaux de capteurs

L'évitement des collisions, résultant de l'envoi de données de deux nœuds en même temps sur le même canal de transmission, est la tâche fondamentale de tous des protocoles MAC. Il détermine quand et comment un nœud peut accéder au canal et envoyer ses données. Il existe deux grandes catégories de protocoles pour éviter les collisions.

La première catégorie est basée sur l'idée d'éviter l'interférence par la planification des nœuds sur les différents sous-canaux qui sont répartis, soit dans le temps, soit en fréquence ou en codes orthogonaux. Un premier groupe de protocoles MAC présentés ci dessous sont en grande partie sans collision :

- L'accès multiple par répartition en temps (TDMA).
- L'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA).
- L'accès multiple par répartition de code (CDMA).

Ces protocoles sont de plus largement utilisés dans les systèmes de communication cellulaire moderne [46].

La seconde catégorie est basée sur « le débat ». Les nœuds sont en concurrence mutuelle sur un canal de propagation. La collision se produit au cours de la procédure du débat de tels systèmes. Les exemples classiques des protocoles au niveau de la couche MAC basée sur le débat sont ALOHA [47] et CSMA [48].

La couche MAC pour les applications de réseaux de capteurs sans fil est différente de celle des réseaux traditionnels sans fil. Les raisons sont détaillées ci dessous:

Les nœuds sont souvent déployés dans une mode ad hoc plutôt que de pré-planification.

Ils doivent donc s'organiser entre eux. De plus de nombreuses applications emploient un grand nombre de nœuds, et la densité de nœuds peut varier suivant les différents lieux. Enfin la communication dans le réseau est déclenchée, par la détection des événements.

De ce fait, on peut considérer que les protocoles de la couche MAC traditionnels ne sont pas adaptés aux réseaux de capteurs sans fil sans des modifications significatives.

Dans la partie suivante nous allons présenter les caractéristiques de la couche MAC pour les applications de réseaux de capteurs.

1.7.1 Caractéristiques de la couche MAC pour les réseaux de capteurs

Les caractéristiques d'une couche MAC sont :

- a) Efficacité énergétique**
- b) Déploiement et adaptabilité**
- c) Latence**
- d) Débit d'information**
- e) Equité**
- f) Développement**
- g) Large gamme de densité**
- h) Programmation**
- i) Maintenabilité de la connectivité du réseau**

Nous détaillons ci dessous ces différents paramètres.

a) Efficacité énergétique

L'efficacité énergétique est une des caractéristiques la plus importantes pour le protocole, dans les applications de réseaux de capteurs. Avec un grand nombre des nœuds alimentés par batterie, il est très difficile de changer ou de recharger les batteries de ces nœuds.

En fait, certains objectifs de conception de réseaux de capteurs sont de créer des nœuds qui sont assez bon marché et peuvent être abandonnés, plutôt que rechargés. Dans tous les cas, prolonger la durée de vie de chaque nœud est le challenge. Sur de nombreuses plates-formes matérielles, la radio est l'une des parties la plus consommatrice d'énergie. La couche MAC doit contrôler directement les activités du lien radio pour une économie d'énergie.

Nous présentons ci dessous les principales causes de « gaspillage » d'énergie.

Les collisions sont une première source de gaspillage d'énergie. Lorsque deux paquets sont transmis en même temps, ils sont endommagés et doivent être rejetés. Les retransmissions consomment de l'énergie. Tous les protocoles au niveau de la couche MAC essaient d'éviter les collisions ou éviter la retransmission. Les collisions sont le problème majeur pour le protocole MAC basée sur le débat car ils ne suppriment pas totalement les collisions.

La deuxième source de gaspillage d'énergie est l'écoute libre. Il se produit lorsque le récepteur écoute le canal pour recevoir des données potentielles. Le coût est particulièrement élevé dans de nombreuses applications de réseaux de capteurs où la période de non activité est très longue.

Le gaspillage d'énergie précis de l'écoute libre dépend de l'architecture du système radio et du mode de fonctionnement. Pour les « radios » à courte distance, la consommation de l'écoute est du même ordre de grandeur que la consommation de transmission et de réception. Par exemple, Katz et Stemm a mesuré sur la carte Wavelan (915MHz) que la consommation d'énergie de l'écoute libre est d'environ 1/3 de la consommation globale[49]. Il a observé la proportion de consommation suivante:

- 1 pour l'écoute libre,
- 1.05 pour la réception,
- 1.44 pour la transmission,

Dans la plupart des applications de réseaux de capteurs le temps de l'écoute libre est beaucoup plus important que le temps d'émission-réception, donc la consommation d'énergie

au niveau de l'écoute libre est un facteur important pour la consommation globale d'un nœud de réseau.

Une troisième source de perte d'énergie est le « crosstalk » qui se produit quand un nœud reçoit des paquets qui sont destinés à d'autres nœuds. Le « crosstalk » inutile peut être un facteur dominant de perte d'énergie lorsque la circulation des données est lourde et la charge de nœud est très dense.

Un protocole au niveau de la couche MAC réalise des économies d'énergie par le contrôle du lien radio afin d'éviter ou de réduire le gaspillage d'énergie de ces sources. La désactivation de la radio quand elle n'est pas nécessaire, est une stratégie importante pour minimiser la consommation de l'énergie.

Un système de gestion de l'énergie doit tenir compte de toutes les sources de consommation d'énergie, pas seulement la radio. Par exemple pour un nœud de Berkeley [50], la radio et le CPU sont deux grands consommateurs d'énergie. Sur le Mica2, la radio à 433MHz consomme 22.2mW [51] au repos (correspondant à l'écoute libre) . Quand le CPU est actif, il consomme la même puissance (22mW)[52]. Donc la consommation globale d'énergie d'un nœud doit prendre en compte la partie radio et aussi la consommation de la partie de contrôleur.

b) Déploiement et adaptabilité

Le déploiement et l'adaptabilité à l'évolution de la taille, de la densité, et de la topologie d'un réseau sont des paramètres importants d'un protocole MAC pour une application de réseaux de capteurs qui se déploient de manière ad-hoc le plus souvent

c) Latence

La latence fait référence au retard entre l'instant où l'émetteur à envoyer un paquet jusqu'à ce que le paquet soit bien reçu par le récepteur. Dans les réseaux de capteurs, l'importance de latence dépend de l'application. Dans les applications telle que la surveillance, les nœuds seront vigilants pour longtemps, mais en grande partie inactifs jusqu'à ce que quelque chose soit détecté. Au cours de cette période de vigilance, il a peu de données qui

circulent dans les réseaux. Une faible latence est indispensable pour minimiser la consommation.

d) Débit d'information

La quantité de débit se réfère à la quantité de données transférées à partir d'un émetteur à un récepteur dans un temps donné. De nombreux facteurs influent sur ce débit, y compris l'efficacité de l'évitement des collisions, l'utilisation du canal et de la latence. Comme la latence, la quantité du débit dépend de l'application. Les applications des réseaux de capteurs exigent souvent de longue durée de vie qui acceptent une latence longue et débit faible.

e) Equité

L'équité représente la capacité des différents utilisateurs, les nœuds, ou les applications à partager le canal équitablement. Il est un paramètre important dans des réseaux de voix ou de données, puisque chaque utilisateur souhaite une égalité des chances d'envoyer ou de recevoir des données pour ses propres applications. Toutefois, dans les réseaux de capteurs, tous les nœuds coopèrent pour une tâche unique commune. Un nœud peut avoir considérablement plus de données à envoyer que les autres nœuds. Plutôt que de traiter chaque nœud de la même façon, le succès est mesuré par la performance de l'application dans son ensemble, et l'équité de chaque nœud ou de chaque utilisateur devient de moins en moins important.

f) Développement :

Comme les réseaux peuvent inclure un grand nombre des nœuds, les architectures employées et les protocoles doivent être capables de gérer la variation du nombre de nœud de façon dynamique.

g) Large gamme de densité :

Dans les réseaux, la densité du réseau peut varier considérablement. Différentes applications possèdent des densités de nœuds très différentes. Même au sein d'une application donnée, la densité peut varier dans le temps et l'espace parce que les nœuds ne fonctionnent

pas ou se déplacent. De même la densité n'est pas homogène dans l'ensemble du réseau (en raison du déploiement imparfait) et le réseau doit s'adapter à ces variations.

h) Programmation :

Ces nœuds doivent être programmables, et leurs programmations doivent pouvoir être modifiées en cours de fonctionnement lorsque de nouvelles tâches deviennent importantes. Une programmation figée ne permet pas de répondre aux besoins d'un réseau de capteur évolutif.

i) Maintenabilité de la connectivité du réseau :

Si dans le réseau de capteur un nœud devient défaillant, il faut que le routage de réseau ad-hoc se modifie en conséquence pour maintenir la connectivité du réseau.

1.7.2 Comparaison de la couche MAC pour réseaux de capteurs

Selon le mécanisme pour la prévention des collisions, des protocoles MAC peuvent être divisés en deux groupes: le protocole prévu et le protocole basé sur le débat.

A) Protocole prévu

Parmi les protocoles, le TDMA a attiré l'attention pour les réseaux de capteurs. TDMA divise le canal en N intervalles du temps, comme le montre la figure 1.19. Dans chaque intervalle, un seul nœud est autorisé à transmettre. Les N intervalles du temps forment une trame qui se répète cycliquement. Il est fréquemment utilisé dans les systèmes de communication cellulaire sans fil, tels que le GSM [44]. L'avantage majeur du TDMA est son efficacité énergétique qui est élevée puisqu'il possède un rapport cyclique faible au niveau des opérations.

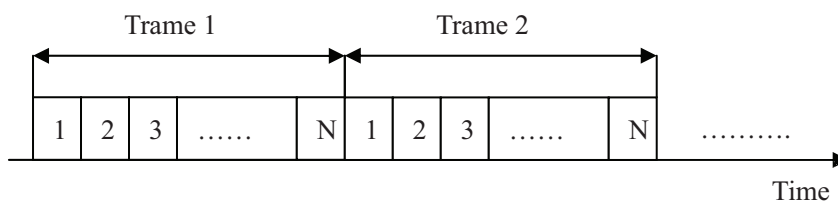


Figure 1.19 TDMA divise le canal en N intervalles du temps

Toutefois, le TDMA présente certains inconvénients qui limitent son utilisation dans les réseaux de capteurs sans fil. Notamment il exige normalement que les nœuds forment un cluster. Un des nœuds dans le cluster est choisi comme la tête de groupe. Cette hiérarchie de l'organisation a plusieurs conséquences. Les nœuds sont normalement limités à communiquer avec le chef du cluster dans un cluster, la communication équivalente n'est pas directement supportée. Les protocoles TDMA sont aussi limités au niveau évolutivité et adaptabilité à cause de l'évolution du nombre de nœuds. Lorsque de nouveaux nœuds s'ajoutent ou des anciens nœuds s'absentent du cluster, le cluster doit ajuster la longueur des trames et la répartition des créneaux horaires. La longueur de la trame et la répartition des créneaux horaires statique peuvent limiter la quantité de débit disponible.

Pottie et Sohrabi ont proposé un protocole d'auto-organisation pour les réseaux de capteurs sans fil [53]. Le protocole suppose que plusieurs canaux sont disponibles (via FDMA ou CDMA) et utilisent différents sous-canaux. Pendant le temps où il n'y a ni transmission ni réception, le nœud éteint sa radio pour conserver l'énergie. Chaque nœud gère son propre créneau horaire avec tous ses voisins, ce qui est appelé une super trame. Ce protocole supporte le fonctionnement à faible consommation d'énergie, mais un inconvénient est la faible utilisation de la bande passante disponible.

LEACH (Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy), proposé par Heinzelman et al. [54] est un exemple d'utilisation de TDMA dans les réseaux de capteurs sans fil. LEACH organise le cluster des nœuds impliqués par le TDMA dans le cluster. Les nœuds dans le cluster parlent uniquement à leur chef de cluster, qui parle à la station de base par la radio. LEACH est un exemple qui s'étend directement au modèle cellulaire TDMA à des réseaux de capteurs.

Bluetooth [55][56] est conçu pour les réseaux personnels (PAN), par exemple téléphones cellulaires et les ordinateurs portables. Sa conception à faible consommation d'énergie et à coût économique la rend attrayante pour l'utilisation de réseaux de capteurs sans fil. Comme LEACH, Bluetooth organise également des nœuds en groupes, appelés piconets. Le saut de fréquence FDMA est adopté pour gérer les communications. Dans un cluster, un protocole basé sur TDMA est utilisé pour gérer les communications entre la tête du groupe

(maître) et d'autres nœuds (des esclaves). La chaîne est divisée en créneaux horaires pour la transmission du maître et des esclaves. Le maître utilise le « Polling » pour décider de l'esclave qui a le droit de transmettre. Le nombre maximum des nœuds actifs au sein d'un groupe est limité à huit.

B) Protocole basé sur le débat

Contrairement aux protocoles prévus, les protocoles basés sur le débat ne divisent pas la chaîne en sous-canaux ou en canaux pré-alloués. Le canal est utilisé par chaque nœud. Une voie commune est partagée par tous les nœuds et elle est attribuée à la demande. Un mécanisme de confirmation (Acknowledge) est utilisé pour décider quel nœud a un droit d'accès à la voie.

Les protocoles basés sur le débat possèdent plusieurs avantages par rapport aux protocoles prévus. D'abord, parce qu'ils allouent des ressources à la demande, ils peuvent plus facilement s'adapter à des changements de la densité et ils peuvent être plus souples quand les topologies changent. Il n'est pas nécessaire de former des clusters pour la communication.

CSMA [57] est un protocole important basé sur le débat. Son idée centrale est d'être à l'écoute avant d'émettre. Le but de l'écoute est de détecter si le canal est occupé. Il existe plusieurs variantes de CSMA, le non-persistent, 1-persistent, et p-persistent CSMA. Pour le non-persistent CSMA, si un nœud détecte que le canal est libre, il transmet immédiatement. Si le canal est occupé, il attend un certain temps sans écouter, puis il recommence à écouter si le canal est libre. Pour le « 1 persistent CSMA », un nœud transmet si le canal est libre. Sinon, il continue d'écouter jusqu'à ce que le canal devienne inactif, pour transmettre immédiatement. Pour le « p-persistent CSMA », un nœud transmet avec une probabilité p si le canal est libre, avec une probabilité p de retrait et redémarre l'écoute.

Dans un réseau multi saut sans fil, le CSMA seul n'est pas suffisant à cause du problème du nœud caché [58]. La figure 1.20 illustre le problème du nœud caché sur un réseau à deux sauts avec trois nœuds. Supposons que les nœuds A, B et C ne peuvent que écouter leurs voisins les plus proches. Lorsque le nœud A envoie au nœud B, le nœud C n'est pas conscient de cette transmission pour lui le canal est libre. Si le nœud C commence

maintenant à transmettre l'information, B recevra deux paquets venant du nœud A et du nœud C provoquant la collision des deux paquets.

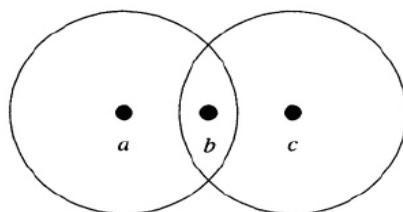


Figure 1.20 Illustration du problème du nœud caché

CSMA/CA, ou CA présente la prévention des collisions, a été développé pour traiter les problèmes de nœud caché, et est adopté par le standard du réseau LAN sans fil, IEEE 802.11 [59]. Le mécanisme de base en CSMA / CA est d'établir une brève poignée de main entre un émetteur et un récepteur avant que l'émetteur ne transmette des données. La poignée de main commence par l'envoi d'une demande du paquet de type « Request-to-Send » (RTS) destinée au récepteur. Le récepteur répond ensuite avec un paquet de type « Clear to Send » (CTS). L'émetteur commence l'envoi de données, après avoir reçu le paquet CTS. Le but de la poignée de main RTS-CTS est de faire une annonce pour les voisins de l'émetteur et du récepteur. Dans l'exemple de la figure 1.20, bien que le nœud C n'entende pas le RTS du nœud A, il entend le CTS de B. Si un nœud entend un RTS ou CTS destiné à d'autres nœuds, il doit attendre sans envoyer ses propres paquets. CSMA/CA n'élimine pas complètement le problème du nœud caché, mais maintenant, les collisions se situent principalement sur les paquets RTS. Mais comme le RTS est très court, les risque de collision est donc considérablement réduite.

Sur la base de CSMA/CA, Karn a proposé le MACA[60], qui a ajouté une durée à la fois dans les paquets RTS et CTS en indiquant la quantité de données à transmettre, afin que les autres nœuds peuvent savoir combien de temps ils doivent attendre. Bharghavan et al ont encore proposé le protocole MACAW [61] qui est une amélioration du MACA. Macaw propose plusieurs ajouts à MACA, y compris l'utilisation du paquet acknowledgment (ACK) après chaque paquet de données. La transmission entre un émetteur et un récepteur suit la séquence de RTS-CTS-DATA-ACK.

IEEE 802.11 a adopté l'ensemble des caractéristiques de CSMA/CA, MACA et MACAW dans sa « Distributed Coordination Function » (DCF) [62] et a fait diverses améliorations, DCF est conçu pour les réseaux ad hoc, tandis que la « Fonction du Point de Coordination » (PCF) ajoute le support désigné où les points d'accès (ou la stations de base) gèrent les communications sans fil.

Woo et Culler a proposé un protocole MAC pour réseaux de capteurs sans fil [63], qui combine CSMA avec un mécanisme de contrôle du taux d'adaptation. Le protocole est basé sur une configuration du réseau où il y a une station de base qui tente également de recueillir des données de tous les capteurs sur le terrain. Le principal problème pour ce type de réseau provient du fait que les nœuds les plus proches de la station de base ont plus de trafic, car ils ont plus des données à transmettre pour les autres nœuds du réseau. Le protocole au niveau de la couche MAC vise à répartir équitablement la bande passante pour tous les nœuds du réseau. Chaque nœud ajuste dynamiquement le taux d'injection de paquets dans le réseau. Le taux augmente linéairement s'il injecte un paquet avec succès, sinon le taux baisse. Ce protocole n'utilise pas de RTS et RTC pour traiter le problème du nœud caché. Au lieu de cela, un nœud écoute les transmissions et utilise CSMA pour réduire l'effet du problème du nœud caché.

1.7.3 Protocoles MAC pour minimiser l'énergie des réseaux de capteurs

Diverses techniques ont été proposées pour améliorer la consommation d'énergie des protocoles basée sur le débat pour les réseaux de capteurs. L'approche de base est de mettre la radio en état de sommeil quand elle n'est pas nécessaire [64].

Nous détaillons ci dessous les principaux protocoles utilisant la mise en veille de la partie radio au sein du nœud de capteur.

a) IEEE 802.11

Dans IEEE 802.11, PCF et DCF possède la fonction d'économie d'énergie qui permet aux nœuds d'être en état de sommeil régulièrement pour préserver l'énergie. La figure 1.21 montre le diagramme de l'économie d'énergie dans le mode DCF. L'hypothèse de base est que tous les nœuds peuvent s'entendre et le réseau est constitué par un seul saut. Un nœud émet périodiquement vers la balise pour synchroniser son horloge. Donc tous les nœuds sont

synchronisés. Si un nœud envoie en premier lieu, les autres vont supprimer leurs transmissions. Après chaque lien radio avec la balise (cf figure 1.21), il y a une fenêtre ATIM (Ad hoc Traffic Indication Message), dans laquelle tous les nœuds sont éveillés. Si un nœud souhaite transmettre vers un récepteur en mode d'économie d'énergie, il envoie d'abord un paquet « ATIM » au récepteur et il ne commence à envoyer les données qu'après avoir reçu la réponse du récepteur au paquet ATIM.

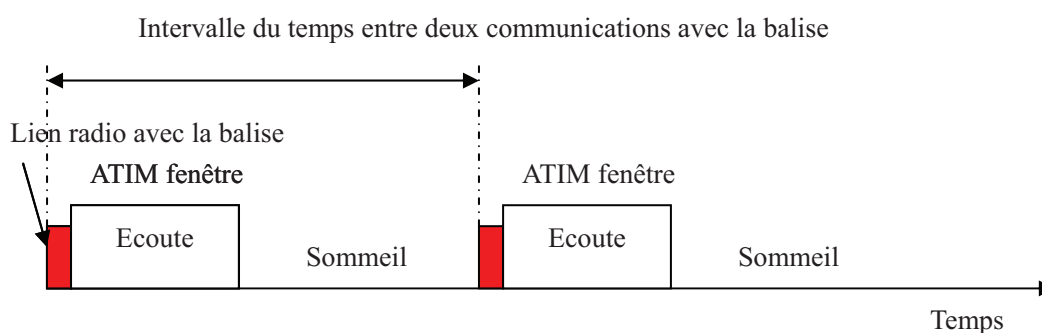


Figure 1.21 Diagramme de l'économie d'énergie dans le mode DCF

Le PS (Power Save) au-dessus de 802.11 en mode DCF est conçu pour un réseau à un seul saut par Tseng et al. [65]. Il ne synchronise pas les temps d'écoute de chaque nœud. Au lieu de cela, il garantit que les intervalles d'écoute de deux nœuds se chevauchent périodiquement. Donc il résout les problèmes du 802.11 dans les réseaux multi-saut.

b) PAMAS

PAMAS, proposé par Singh et Raghavendra [66], permet d'éviter l'écoute en mettant des nœuds en état de sommeil lorsque les voisins sont en phase de transmission. PAMAS utilise deux canaux, l'un pour les données, l'autre pour le contrôle. Tous les paquets de contrôle sont transmis dans le canal de contrôle. Un nœud se réveille, il sonde le canal de contrôle pour trouver les transmissions éventuelles en cours se situant dans le canal de contrôle et connaître leurs durées. Si un voisin répond à la requête, le nœud va se rendormir pour une certaine durée fixée. L'exploration dans le canal de contrôle permet d'éviter l'ingérence de transmission d'un voisin. Toutefois, l'exigence de la séparation et le contrôle des canaux de données rendent PAMAS plus difficile à déployer.

c) IEEE 802.15.4 et IEEE 802.15.4a

L'Institute de Electrical and Electronics Engineers (IEEE) a finalisé la norme IEEE 802.15.4 en Octobre 2003 [67]. Les principales caractéristiques de la technologie sans fil sont la faible complexité, le faible coût, faible consommation, les transmissions de données à faible taux. Le principal champ d'application de cette technologie concerne les réseaux de capteurs.

La couche physique fonctionne dans trois bandes différentes sans licence avec différents modalités selon la zone géographique où le système est déployé.

La bande 868 MHz, se situant entre 868,0 et 868,6 MHz, est utilisée en Europe. La couche physique adopte un format de modulation phase shift keying binaire (BPSK) avec DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum). Un seul canal de données 20 kbit / s est disponible avec une minimum de sensibilité de -92 dBm.

La bande 915 MHz, variant entre 902 et 928 MHz est utilisée dans le Nord des États-Unis et la zone pacifique. La couche physique adopte un format de modulation BPSK avec DSSS. Dix canaux avec un débit de données de 40 kbits / s sont disponibles avec une sensibilité de -92 dBm.

La bande ISM (scientifique industrielle médicale) des 2,4 GHz s'étend de 2400 à 2483,5 MHz et est utilisée dans le monde entier. La couche physique adopte une forme de modulation de quadrature offset phase shift keying (O-QPSK) avec DSSS. Seize canaux avec un débit de données de 250 kbps sont disponibles, avec une sensibilité de -85 dBm.

Pour prolonger la vie de la batterie, les dispositifs d'IEEE 802.15.4 ne sont actifs que pendant une fraction de temps.

IEEE 802.15.4 utilise un protocole au niveau de la couche MAC fondé sur l'algorithme CSMA/CA, ce qui oblige à écouter le canal avant de transmettre pour réduire la probabilité de collision avec d'autres transmissions en cours.

IEEE 802.15.4a est un amendement à la norme IEEE 802.15.4. IEEE 802.15.4a spécifie deux autres couches physiques utilisant l'Ultra large bande (ULB) et le Chirp Spread

Spectrum (CSS). Les fréquences de la couche physique ULB sont réparties sur en trois gammes: en dessous de 1 GHz, entre 3 et 5 GHz, et entre 6 et 10 GHz. La couche physique CSS est définie pour la bande ISM à 2450 MHz.[68]

d) S-MAC

S-MAC est un protocole MAC spécialement conçu pour les réseaux de capteurs sans fil, proposé par Ye et al. [69][70]. Le S-MAC s'efforce de conserver la souplesse des protocoles basés sur le débat, tout en améliorant l'efficacité énergétique dans les réseaux multi-saut. Le S-MAC contient plusieurs approches pour réduire la consommation énergétique au niveau de toutes les principales sources d'énergie.

Il utilise un cycle sommeil/éveil pour permettre aux nœuds de passer la plupart de leur temps à dormir, comme la montre en figure 1.22. Un cycle d'écoute / sommeil est appelé une trame. Chaque trame commence par une période d'écoute pour les nœuds qui ont des données à envoyer. Une période de sommeil suit, au cours de laquelle les nœuds dorment s'ils n'ont pas de données à envoyer ou à recevoir, sinon les nœuds restent éveillés et échangent des données puisqu' ils sont impliqués dans la communication.

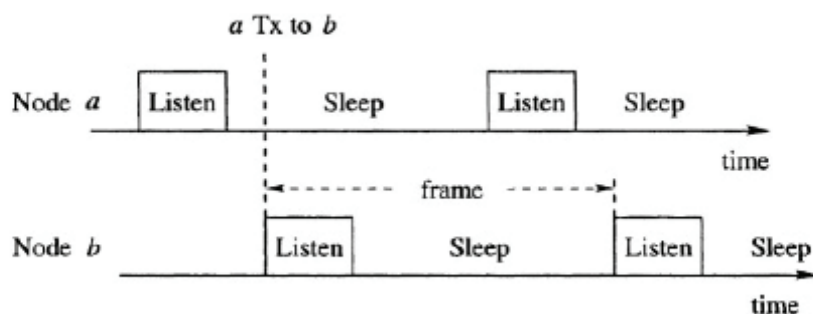


Figure 1.22 Nœud a transmet au nœud b quand b commence l'écoute

La première technique dans S-MAC est de mettre en place une durée de sommeil importante par rapport à la durée d'écoute dans un réseau multi-saut. Pour prolonger la durée de vie des réseaux de capteurs, on a un cycle d'opération de 1 à 10% de la « trame ». Pour S-MAC, tous les nœuds sont libres de choisir leur propre horaire d'écoute et de sommeil. Ils partagent leur emploi du temps avec leurs voisins, afin que la communication entre tous les nœuds soit possible. Les nœuds planifient ensuite les transmissions au cours du temps

d'écoute de leurs nœuds de destination. A titre d'exemple (cf figure 1.22) le nœud A veut envoyer au nœud B, il attend que le nœud B soit en train d'écouter .

S-MAC est comme IEEE 802.11. Il utilise l'écoute de la porteuse, et RTS/CTS pour éviter le problème du terminal caché. Pour transmettre un paquet, le S-MAC suit la séquence de RTS/CTS/DATA/ACK entre l'émetteur et le récepteur. Après l'échange réussi de RTS/CTS, le nœud utilise l'intervalle dormant pour transmettre le paquet. Il reste éveillé jusqu'à la fin de la transmission

Pour éviter les erreurs à cause de la dérive d'horloge, chaque nœud diffuse périodiquement son programme dans un paquet « SYNC » qui fournit l'horloge de synchronisation simple. Le temps alloué à un nœud pour envoyer un paquet SYNC est appelé « période de synchronisation ». Pour transmettre le « SYNC » paquet et le data paquet, on divise l'intervalle d'écoute en deux parties

La première partie concerne le « SYNC » paquet, la seconde partie concerne le paquet de donnée. Le paquet « SYNC » contient l'adresse de l'émetteur et la durée de sommeil. Quand le récepteur reçoit ce temps il l'utilise pour réaliser la synchronisation.

S-MAC utilise une technologie importante qui s'appelle l'écoute adaptable pour réduire la latence à cause de l'état dormant périodique. L'idée basique est de laisser le nœud qui écoute les transmissions de leurs voisins en état de réveil pour un certain temps à la fin de la transmission. Si la destination des données correspond au prochain nœud le nœud intermédiaire peut lui transmettre le data immédiatement. Si ce n'est pas le cas le nœud intermédiaire reste en l'état « sommeil ».

Comme PAMAS, S-MAC évite l'« overhearing » en mettant les nœuds qui interfèrent avec les nœuds en transmission à l'état dormant après qu'ils ont reçu un message RTS/CTS.

Pour résoudre ce problème très difficile de la faible consommation, il est nécessaire d'adopter une approche globale à la question de la gestion. La sélection des composants du nœud de capteur, l'application qui s'exécute dans le nœud, le protocole de configuration et tous les algorithmes de routage jouent un rôle important dans les modes de la consommation

d'énergie et d'économie d'énergie. Il faut réaliser une optimisation conjointe de toutes les parties pour obtenir le réseau de capteur ayant une consommation d'énergie minimale.

Le tableau 1.5 présente une comparaison des protocoles au niveau de la couche MAC

	Type	Canal de communication	Adaptabilité aux changements	Retard moyen[71]	Consommation Moyenne[71]	Faiblesse	Avantage
LEACH	TDMA	1	Faible			Synchronisation des nœuds. Adaptation aux changements de topologie	Collision évitable
PAMAS	CSMA/CA	2	Bonne			Deux canaux sont plus difficiles à déployer	Eviter des collisions supplémentaires détecter la collision afin de gérer les possibilités de collision
IEEE 802.11	CSMA/CA	1	Bonne	Court	Grande		Eviter des collisions et détecter la collision
IEEE 802.15.4 (Zigbee)	CSMA/CA	1	Bonne	Court	Faible		Eviter des collisions et détecter la collision
S-MAC	CSMA/CA	1	Bonne	Long	Faible		Eviter des collisions et détecter la collision

Tableau 1.5 Comparaison des protocoles MAC

Bien qu'il existe différents protocoles de la couche MAC proposées pour les réseaux de capteurs, il n'y a pas de protocole accepté comme une norme. Puisque le protocole MAC qui est fortement dépendant de l'application.

Selon le tableau 1.5 et en raison de la faible consommation donc IEEE 802.15.4 et S-MAC sont bien adapté pour la couche MAC de l'application de réseaux de capteurs.

1.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons essayé d'introduire la problématique des réseaux de capteurs sans fils. Nous avons dans un premier temps présenté les applications des réseaux de capteurs, les différentes architectures de ces réseaux et les principales fonctionnalités demandées à ces réseaux notamment une faible consommation en vue de leur autonomie. Ce point capital conditionne à la fois l'architecture matérielle et logicielle de ces réseaux.

Après avoir comparé plusieurs technologies de couche physique nous avons opté pour la module radio pour une technique impulsionnelle ultra large bande transposée en gamme millimétrique autour de 60GHz où une bande fréquentielle de 7GHz a été allouée sans licence ; pour l'instant ; pour les communications de proximité au niveau mondial. Cette technique basée sur l'émission d'ondelettes sur des temps très courts ($< 1ns$) présente de nombreux avantages : faible complexité, faible sensibilité aux non linéarités de la chaîne d'émission/réception, robustesse vis-à-vis des évanouissements sélectifs en fréquence, des interférences entre symboles et ultra faible consommation pour des débits numériques qui nous concernent pour notre application réseaux de capteurs.

Pour diminuer encore la consommation des modules radio des nœuds de capteur nous avons choisi une démodulation non cohérente basée sur la détection du maximum d'énergie qui permet de s'affranchir d'une détection à corrélation nécessitant la génération d'un patron (template) consommateur d'énergie.

Par ailleurs la montée en gamme millimétrique permet la réalisation d'antennes de faible dimension à gain relativement important, facilement intégrables et améliorant le budget de liaison, point capital pour l'économie d'énergie.

Nous avons ensuite présenté plusieurs protocoles implémentables dans la couche MAC en évaluant leur potentialité à réduire la consommation des nœuds du réseau en minimisant les collisions entre paquets de données. Nous avons montré que pour des réseaux de moyenne densité et à faible débit numérique les approches S-MAC et Zigbee sont prometteuses demandant à être encore améliorées dans la mesure où il n'existe pas à ce jour de normes établies pour les liaisons radio entre nœuds de réseau de capteurs.

1.9 Bibliographie du chapitre I

- [1] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., IEEE Std 802.11-1999(ISO/IEC 8802-11:1999), IEEE Standard for Information Technology — Telecommunications and Information Exchange between Systems — Local and Metropolitan Area Networks — Specific Requirements — Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. New York: IEEE Press, 1999.
- [2] Bob O'Hara and Al Petrick, *The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion*. New York: IEEE Press, 1999.
- [3] Chris Heegard et al., High-performance wireless ethernet, *IEEE Commun.*, 39, n. 11, November 2001, pp. 64–73.
- [4] Bill McFarland et al., The 5-UP protocol for unified multiservice wireless networks, *IEEE Commun.*, v. 39, n. 11, November 2001, pp. 74–80.
- [5] Cf. research projects of the Toys of Tomorrow special interest group of the MIT Media Lab
- [6] Gregory D. Abowd et al., Cyberguide: a mobile context-aware tour guide, *Wireless Networks*, v. 3, 1997, pp. 421–433.
- [7] Abhaya Asthana, Mark Cravatts, and Paul Krzyzanowski, An indoor wireless system for personalized shopping assistance, *Proc., Wksp. Mobile Computing Sys. and Applications*, 1994, pp. 69–74.
- [8] Abhaya Asthana and Paul Krzyzanowski, A small domain communications system for personalized shopping assistance, *IEEE Intl. Conf. Personal Wireless Communications*, 1994, pp. 199–203.
- [9] R. G. Swank, *Implementation Guidance for Industrial-Level Security Systems Using Radio Frequency Alarm Links*, Westinghouse Hanford Company Technical Security Document WHC-SD-SEC-DGS-002. Springfield, VA: National Technical Information Service, July 15, 1996.
- [10] Römer, Kay; Friedemann Mattern (December 2004). "The Design Space of Wireless Sensor Networks". *IEEE Wireless Communications*
- [11] Hadim, Salem; Nader Mohamed (2006). "Middleware Challenges and Approaches for Wireless Sensor Networks". *IEEE Distributed Systems Online*
- [12] J. A. Gutierrez, E. H. Callaway, Jr., R. L. Barrett, Jr., *Enabling Wireless Sensors with IEEE 802.15.4, Low-Rate Wireless Personal Area Networks*, IEEE Press, Piscataway, NJ, 2003.
- [13] A. Mainwaring, J. Polastre, R. Szewczyk, D. Culler, and J. Anderson. Wireless sensor networks for habitat monitoring. In *Proc. 1st ACM International Workshop on Wireless Sensor Networks and Applications*, pages 88–97, Atlanta, 2002.
- [14] J. Hill and D. Culler. MICA: A Wireless Platform for Deeply Embedded Networks. *IEEE Micro*, 22(6): 12–24, 2002.
- [15] J. Hill, R. Szewczyk, A. Woo, S. Hollar, D. E. Culler, and K. S. J. Pister. System Architecture Directions for Networked Sensors. In *Proceedings of the 9th International Conference on Architectural Support for Programming Languages and Operating Systems*, pages 93–104, Cambridge, MA, 2000.

- [16] A. Mainwaring, J. Polastre, R. Szewczyk, D. Culler, and J. Anderson. Wireless Sensor Networks for Habitat Monitoring. In Proceedings of the 1st ACM Workshop on Wireless Sensor Networks and Applications, Atlanta, GA, September 2002.
- [17] D. Gay, P. Levis, R. von Behren, M. Welsh, E. Brewer, and D. Culler. The nesC Language: A Holistic Approach to Networked Embedded Systems. Proceedings of ACM SIGPLAN Conference on Programming Language Design and Implementation, pages 1–11. ACM Press, 2003.
- [18] P. Levis and D. Culler. Maté: A Tiny Virtual Machine for Sensor Networks. In Proceedings of the 10th International Conference on Architectural Support for Programming Languages and Operating Systems, San Jose, CA, October 2002.
- [19] Tiny OS Hardware Designs. <http://webs.cs.berkeley.edu/tos/hardware/hardware.html>, January 2003. Date of access.
- [20] J. Hill, R. Szewczyk, A. Woo, S. Hollar, D. E. Culler, and K. S. J. Pister. System Architecture Directions for Networked Sensors. In Proceedings of the 9th International Conference on Architectural Support for Programming Languages and Operating Systems, pages 93–104, Cambridge, MA, 2000.
- [21] BTnodes A Distributed Environment for Prototyping Ad Hoc Networks, October 2004. Website <http://www.btnode.ethz.ch>.
- [22] Kling R.M., Intel Mote : an Enhanced Sensor Network Node, International Journal of Network Management, 15 (4), juillet 2005, pp. 255-267.
- [23] J. M. Rabaey, M. J. Ammer, J. L. da Silva, D. Patel, and S. Roundy. PicoRadio Supports Ad Hoc Ultra-Low Power Wireless Networking. IEEE Computer, 33(7): 42–48, 2000.
- [24] Dr.-Ing. Falko Dressler, “Self-Organization in Autonomous Sensor/Actuator Networks” <http://www7.informatik.uni-erlangen.de/~dressler/>
- [25] CC1000 Single Chip Very Low Power RF Transceiver. Chipcon Product Data Sheet. http://www.chipcon.com/files/CC1000_Data_Sheet_2_1.pdf.
- [26] CC2420 2.4 GHz IEEE 802.15.4 / Zigbee RF Transceiver. Chipcon Product Data Sheet. http://www.chipcon.com/files/CC2420_Data_Sheet_1_0.pdf.
- [27] Wireless Components ASK/FSK 868 MHz Wireless Transceiver TDA 5250 D2 Version 1.6. Infineon Product data sheet, July 2002.
- [28] R. Min and A. Chandrakasan. A Framework for Energy-Scalable Communication in High-Density Wireless Networks. In Proceedings of ISLPED '02, pages 36–41, Monterey, CA, 2002.
- [29] E. Shih, S.-H. Cho, N. Ickes, R. Min, A. Sinha, A. Wang, and A. Chandrakasan. Physical Layer Driven Protocol and Algorithm Design for Energy-Efficient Wireless Sensor Networks. In Proceedings of the Seventh Annual International Conference on Mobile Computing and Networking 2001 (MobiCom), pages 272–286, Rome, Italy, July 2001.
- [30] D. D. Wentzloff, B. H. Calhoun, R. Min, A. Wang, N. Ickes, and A. P. Chandrakasan. Design Considerations for Next Generation Wireless Power-Aware Microsensor Nodes. In Proceedings of the 17th International Conference on VLSI Design, pages 361–367, Mumbai, India, January 2004.
- [31] Leonard Kleinrock and Fouad Tobagi. Packet switching in radio channels: Part I –

- carrier sense multiple access modes and their throughput delay characteristics. *IEEE Transactions on Communications*, 23(12):1400–1416, December 1975.
- [32] Online article, <http://archives.cnn.com/2000/TECH/computing/05/08/itu.spectrum.idg/>, May 8, 2000
- [33] R. Fontana, "A Brief History of UWB Communications," online article, <http://www.multispectral.com/history.html>
- [34] Online article, <http://www.fcc.gov/oet/info/rules>
- [35] T. W. Barrett, "History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators," in *Proceedings of Progress in Electromagnetics Symposium 2000*, Cambridge, Mass., July 2000.
- [36] C. L. Bennett and G. F. Ross, "Time-Domain Electromagnetics and Its Applications," in *Proceedings of the IEEE* 66, 1978, pp. 2293-18.
- [37] G. F. Ross, "Early Developments and Motivations for Time-Domain Analysis and Application," in *Time-Domain Measurements in Electromagnetics 1*, E. K. Miller, ed., pp. 144. New York: Van Nostrand Reinhold, 1986.
- [38] Y. Zheng, Y. Zhang, and Y. Tong, "Novel wireless interconnect technology using impulse radio for interchip communications," *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, part 2, pp. 1912-1920, April 2006.
- [39] L. Stoica, A. Rabbachin, and I. Oppermann, "A low-complexity of the noncoherent IR-UWB transceiver architecture with TOA estimation," *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, part 2, pp. 1637-1646, April 2006.
- [40] Y. Zheng, Y. Tong, J. Yan, Y.-P. Xu, W. G. Yeoh, and F. Lin, "A Parameters Measured Results low power noncoherent CMOS UWB transceiver ICs," *IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. Dig. (RFIC)*, Jun. 2005, pp. 347-350.
- [41] Ning He and Cihan Tepedelenlioglu, "Performance Analysis of Non Coherent UWB Receivers at different Synchronization levels"
- [42] R. Hoyer and H. Tomlinson, "Delay hopped transmitted reference RF communications" in *Proc. IEEE Conference on Ultra wideband Systems and Technologies*, May 2002, pp. 265-269
- [43] Martin Weisenborn and Walter Hirt, "Robust Noncoherent Receiver Exploiting UWB Channel Properties" *IEEE* 2004
- [44] T. S. Rappaport. *Wireless Communications, Principles and Practice*. Prentice Hall, 1996
- [45] FCC 07-104, "Notice of Proposed Rule Making :Revision of the Commission's Rules Regarding Operation in the 57-64 GHz Band ", *Federal Communications Commission*, ET Docket No 07-113, Adopted May 25, 2007
- [46] Norman Abramson. Development of the ALOHANET. *IEEE Transactions on Information Theory*, 31(2):119–123, March 1985.
- [47] Leonard Kleinrock and Fouad Tobagi. Packet switching in radio channels: Part I – carrier sense multiple access modes and their throughput delay characteristics. *IEEE Transactions on Communications*, 23(12):1400–1416, December 1975.
- [48] Mark Stemm and Randy H Katz. Measuring and reducing energy consumption of network interfaces in hand-held devices. *IEEE Transactions on Communications*, E80-B(8):1125–1131, August 1997.

- [49] Oliver Kasten. Energy consumption. http://www.inf.ethz.ch/~kasten/research/bathtub/energy_consumption.html. Eidgenössische Technische Hochschule Zurich.
- [50] Chipcon Inc., <http://www.chipcon.com/>. Chipcon CC1000 Data Sheet.
- [51] Atmel Corporation, <http://www.atmel.com/>. AVR Microcontroller ATmega128L Reference Manual.
- [52] Leonard Kleinrock and Fouad Tobagi. Packet switching in radio channels: Part I – carrier sense multiple access modes and their throughput delay characteristics. *IEEE Transactions on Communications*, 23(12):1400–1416, December 1975.
- [53] Katayoun Sohrabi and Gregory J. Pottie. Performance of a novel self-organization protocol for wireless ad hoc sensor networks. In *Proceedings of the IEEE 50th Vehicular Technology Conference*, pages 1222–1226, 1999.
- [54] Wendi Rabiner Heinzelman, Anantha Chandrakasan, and Hari Balakrishnan. Energyefficientcommunication protocols for wireless microsensor networks. In *Proceedings of the Hawaii International Conference on Systems Sciences*, January 2000.
- [55] Bluetooth SIG Inc. Specification of the Bluetooth system: Core. <http://www.bluetooth.org/>, 2001.
- [56] Jaap C. Haartsen. The Bluetooth radio system. *IEEE Personal Communications Magazine*, pages 28–36, February 2000.
- [57] Leonard Kleinrock and Fouad Tobagi. Packet switching in radio channels: Part I – carrier sense multiple access modes and their throughput delay characteristics. *IEEE Transactions on Communications*, 23(12):1400–1416, December 1975.
- [58] Fouad Tobagi and Leonard Kleinrock. Packet switching in radio channels: Part II – the hidden terminal problem in carrier sense multiple access and the busy-tone solution. *IEEE Transactions on Communications*, 23(12):1417–1433, December 1975.
- [59] LAN MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society. Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specification. IEEE, New York, NY, USA, IEEE Std 802.11-1999 edition, 1999.
- [60] Phil Karn. MACA: A new channel access method for packet radio. In *Proceedings of the 9th ARRL Computer Networking Conference*, pages 134–140, London, Ontario, Canada, September 1990
- [61] V. Bharghavan, A. Demers, S. Shenker, and L. Zhang. MACAW: A media access protocol for wireless lans. In *Proceedings of the ACM SIGCOMM Conference*, pages 212–225, London, UK, September 1994.
- [62] LAN MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society. Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specification. IEEE, New York, NY, USA, IEEE Std 802.11-1999 edition, 1999.
- [63] Alec Woo and David Culler. A transmission control scheme for media access in sensor networks. In *Proceedings of the ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking*, pages 221–235, Rome, Italy, July 2001. ACM.
- [64] Chipcon Inc., <http://www.chipcon.com/>. Chipcon CC1000 Data Sheet.
- [65] G. T. Huang. Casting the Wireless Sensor Net. *Technology Review*, pages 51–56, July

2003. www.technologyreview.com.
- [66] A. Mainwaring, J. Polastre, R. Szewczyk, D. Culler, and J. Anderson. Wireless Sensor Networks for Habitat Monitoring. In Proceedings of the 1st ACM Workshop on Wireless Sensor Networks and Applications, Atlanta, GA, September 2002.
- [67] LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society. IEEE Standard for Information technology– Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), October 2003.
- [68] IEEE Computer Society, (August 31, 2007). IEEE Standard 802.15.4a-2007. New York, NY: IEEE.
- [69] K. Whitehouse, X. Jiang, “Calamari: A Sensor Field Localization System,” <http://www.cs.berkeley.edu/~kamin/calamari/>.
- [70] K. Whitehouse, “The Design of Calamari: An Ad-Hoc Localization System for Sensor Networks,” Master’s thesis, University of California–Berkeley, 2002.
- [71] Qicai Yu, Jianping Xing, Yan Zhou, Lei Zhou, “Performance Research and Simulation Analysis of the MAC Layer Protocols in Wireless Sensor Networks”. Communications and Networking in China, 2006. ChinaCom '06. First International Conference on.

CHAPITRE II

ARCHITECTURE D'UN MODULE RADIO POUR UN NŒUD DE RESEAUX DE CAPTEURS EN GAMME MILLIMETRIQUE.

Sommaire

2.1.	Introduction	51
2.2.	Etat de l'art des modules radios à 60 GHz	52
2.3.	Système radio Ultra Large Bande impulsif (IR-ULB) non cohérent transposé à 60GHz pour réseaux de capteurs.	56
2.3.1.	Architecture de l'émetteur IR ULB 60 GHz	57
2.3.2.	Architecture du récepteur à 60 GHz	59
2.3.3.	Fonctionnement du système E/R IR ULB basé sur l'intégration d'énergie.....	62
2.3.4.	Synchronisation basée sur l'intégration maximale de l'énergie non cohérente.....	63
2.3.5.	Simulation de la synchronisation.....	65
2.3.6.	Démodulation des données.....	69
2.3.7.	Simulation de la démodulation.....	70
2.4.	Bilan de liaison.....	72
2.5.	Analyse du taux d'erreur binaire du système.....	75
2.5.1.	Hypothèses pour la décision.....	75
2.5.2.	Détection de l'énergie en présence de bruit blanc.....	79
2.5.3.	Analyse du taux d'erreur binaire.....	82
2.6.	TOA estimation du temps d'arrivée (TOA) basée sur intégration maximale d'énergie pour la localisation.	85
2.6.1.	Introduction des techniques de localisation.....	85
2.6.2.	Processus de l'estimation TOA basée sur l'intégration maximale d'énergie.....	88
2.7.	Conclusion.....	92
2.8.	Bibliographie du chapitre II	94

2.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons l'état de l'art des modules radios à 60GHz et détaillons notre système émetteur/récepteur ULB non cohérent à 60GHz surtout la partie de la synchronisation basée sur l'intégration maximale d'énergie.

La simulation de ce système a été effectuée sous le plateforme ADS et le taux d'erreur par symbole théorique a été calculé.

2.2. Etat de l'art des modules radios à 60 GHz

Les recherches concernant l'exploitation des ondes millimétriques à 60 GHz (antenne, canal ou circuits) débutent en 1984 sous la demande du ministère des postes et des télécommunications japonais [1, 2, 3]. Puis, en 1992, ce même ministère alloue des bandes de fréquences autour de 60 GHz pour des études expérimentales.

L'intérêt porté aux systèmes de communication sans fil intra-bâtiment à 60 GHz est dû à plusieurs facteurs :

- Atténuation du signal important permettant de créer un réseau sécurisé courte portée ;
- Encombrement des circuits fortement lié à la longueur d'onde du système. La montée en fréquence permet donc de miniaturiser le système, notamment les antennes ;

l'ERO (European Radiocommunications Office) recommandait l'utilisation de la bande [57 - 64] GHz pour le raccordement radio intrabâtiment. La bande passante du système est de 7 GHz mais ceci rapporté autour de 60 GHz ne représente que 5% de la fréquence de fonctionnement.

Pendant de nombreuses années, les circuits génériques de ces modules radios 60 GHz ont été conçus en filière III-V. A l'époque, seule cette technologie était capable d'assurer du gain et de la puissance dans cette bande de fréquence.

A la fin des années 1990, les premiers démonstrateurs permettent de réaliser des campagnes de mesures du canal radio 60 GHz. Conçus au sein du CRL (Communications Research Laboratory, laboratoire Japonais) [4, 5], ces démonstrateurs ont des débits compris entre 50 et 250 Mbits. Cette technologie est ensuite reprise par les groupes industriels NEC et Fujitsu [6, 7].

En 2000, NEC présente un démonstrateur haut débit (500 Mbps) en modulation ASK. Ce débit est porté à 1,25 Gbps en 2003 par le même groupe industriel [8]. En 2004, en utilisant un mélangeur plutôt qu'un commutateur, une transmission en modulation « tout ou

rien » permettant d'atteindre le débit record de 3,5 Gbps à une distance de 3 mètres pour un TEB de 10^{-8} est détaillée dans [9]. Cette performance est atteinte à l'aide d'un MPA « Medium Power Amplifier » émettant une puissance crête de 10 mW et d'un récepteur incluant une chaîne d'amplification faible bruit ($F=6,5$ dB) de 33 dB de gain. Les antennes possèdent un gain de 23,5 dBi.

Afin de réduire ce coût, Zirath en Europe présente un circuit à haute intégration incluant toute la partie millimétrique du module [10]. Réalisé en technologie P-HEMT $f_t/f_{max}=120/180$ GHz, la taille de l'émetteur est de $5 \times 3,5$ mm², incluant une chaîne de multiplication par 8, un mélangeur et un amplificateur de puissance. Cet émetteur accepte une bande passante IF de 1,5 GHz et présente une puissance en sortie de 5 dBm pour une consommation supérieure à 800 mW. Le récepteur, d'une taille de $5,7 \times 5$ mm² présente un gain de conversion de 8,5 dB pour une consommation proche de 1 W. Ces deux circuits ont permis de valider une transmission ayant un format de modulation 16QAM avec un débit brut de 200 Mbps.

Le coût et la taille de l'ensemble de ces circuits en gamme millimétrique ont longtemps rendu les applications télécoms incompatibles avec la demande du grand public. Les technologies sur substrat Silicium (CMOS SOI) présentent depuis quelques années des fréquences de transitions f_t supérieures à 300 GHz [11]. Cette technologie Silicium va sans doute supplanter les filières AsGa pour les applications WLAN [11, 12, 13].

En Europe, un démonstrateur en technologie SiGe ($0,25\mu\text{m}$) utilisant une modulation ASK a été réalisé à l'aide d'un assemblage des différents circuits génériques millimétriques [14]. Cet assemblage a ensuite été remplacé par un récepteur complet (LNA, mélangeur de Gilbert) présentant un gain de conversion plat de 28 dB dans la bande [57-64] GHz [15]. Ce récepteur possède un point de compression en sortie de $P_{-1dB}=-1,6$ dBm pour une consommation de 66 mW sous 2,2 V. Sa taille est inférieure à 1 mm². L'émetteur complet (PLL, mélangeur de Gilbert et Buffer avec $P_{-1dB} = 5$ dBm de sortie consomme 140 mW sous 3,5 V. Utilisant un schéma de modulation QPSK vectoriel et un amplificateur de puissance externe en AsGa, une transmission à un débit de 250 Mbps sur une distance de 1 mètre a été possible en utilisant ces deux circuits et des antennes ayant un gain isotrope de 8 dBi [16].

La technologie HBT SiGe 0,13µm ft/fmax=207/285 GHz d'IBM [17] a fait l'objet de nombreuses publications [18,19,20] concernant aussi bien les différents circuits MMICs que leur assemblage complet en LGA (Land Grid Array) incluant l'antenne. Cet assemblage complet occupe une superficie de 6×13mm². Le détail de chaque composant est présenté dans [21] et une photographie du circuit est illustrée la figure 2.1

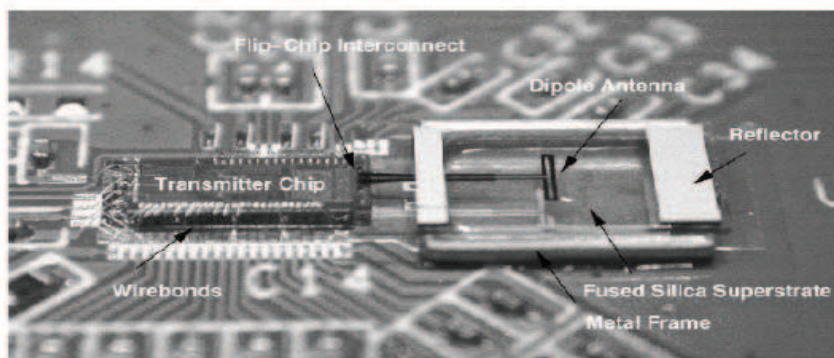
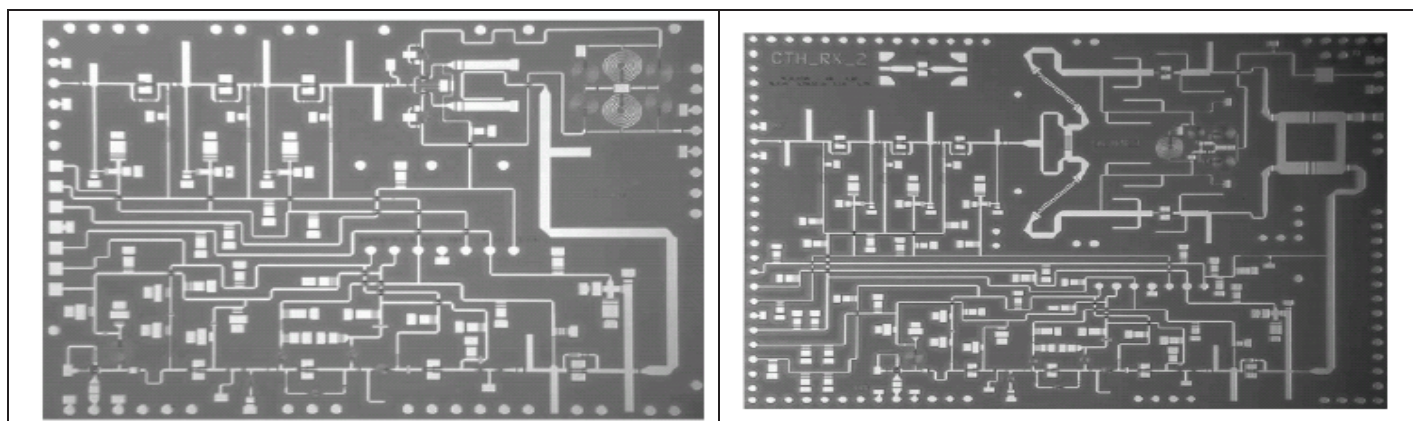


Figure 2.1 Module d'émission millimétrique encapsulé en filière HBT SiGe

Les systèmes 60 GHz développés à Chalmers [22] ont atteint le plus haut niveau en termes d'intégration. Les figures présentées ci-dessous montrent les circuits d'émission et de réception réalisés à Chalmers (figure 2.2)



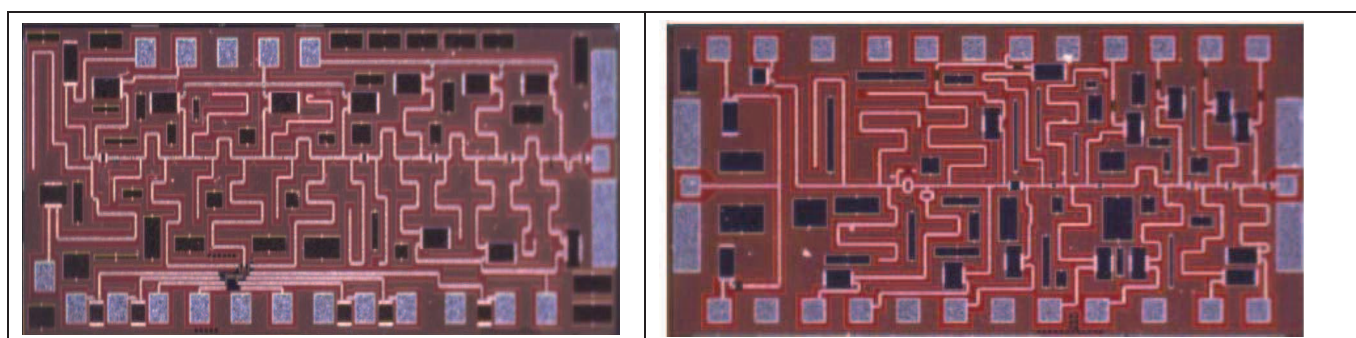
(a)

(b)

Figure 2.2 Emetteur (a) et Récepteur (b) intégrés sur une filière III-V

La thématique Objets Mobiles Communicants étudiée à l'IEMN, IRCICA a permis de développer un système ULB basé sur l'émission d'impulsions modulées en position avec accès multiple à saut temporel en utilisant les filières pHEMT AsGA ED02AH et D01PH de OMMIC [23]. Le principe d'émission TH-PPM-UWB a été validé sur une filière III-V. Un

émetteur/récepteur TH-PPM-UWB en technologie silicium BiCMOS9 (STM) a également été réalisé par Marie Devulder [24] qui a permis d'améliorer la consommation et l'intégration.



(a)

(b)

Figure 2.3 (a) Photographie de l'émetteur intégré sur Silicium. (b) Photographie du récepteur intégré sur Silicium

Les performances de ces systèmes 60 GHz sont présentées tableau 1.

Filière technologique	0,15 μ m pHEMT AsGa	0,13 μ m BiCMOS SiGe
Référence	[23]	[25]
Ft	120 GHz	160 GHz
Fmax	200 GHz	160 GHz
Modulation	ASK	PPM
Distance	10 m	10 m
Débit	1,5 Gbps	200 Mbs
Consommation Tx	420 mW	90 mW
Consommation Rx	450 mW	460 mW
Encombrement Tx	4 x 3 mm ²	2 x 0,8 mm ²
Encombrement Rx	5,5 x 4 mm ²	2 x 0,95 mm ²

Tableau 1 Performances des systèmes 60 GHz publiés dans la littérature

Aujourd'hui, la situation est très différente et la technologie silicium possède des performances suffisantes pour de nombreuses applications RF et millimétriques, y compris les

radios à faible coût. La figure 2.4 illustre l'évolution des fréquences de coupure f_t et f_{max} de la technologie CMOS en fonction des années. Nous pouvons constater une constante amélioration de ces composants.

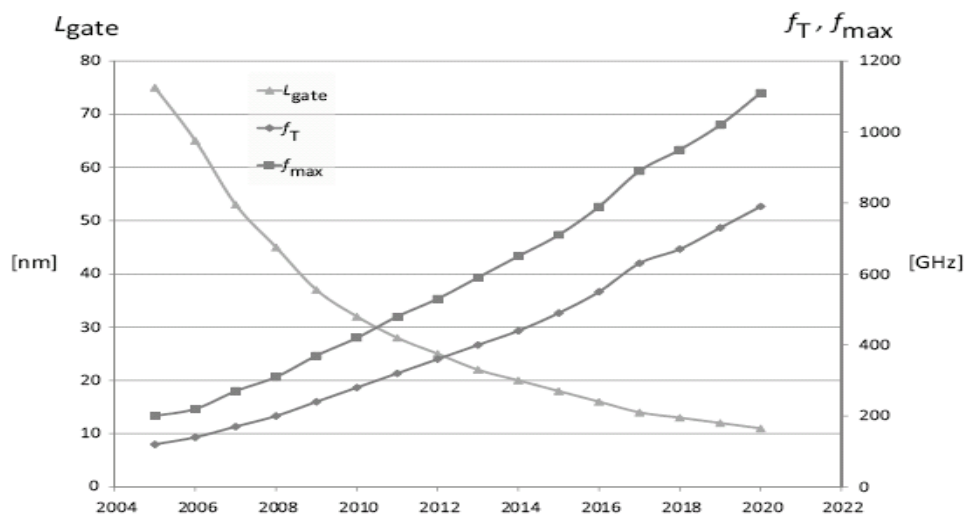


Figure 2.4 Tendence de f_T/f_{max} à l'échelle de la technologie CMOS selon l'ITRS 2006 [25]

Pour une technologie CMOS 0, 13 μ m, sous la direction de Razavi de l'université de Los Angeles, un récepteur complet (LNA, mélangeur et amplificateur en bande de base) a été réalisé [26,27]. Pour une taille de 300 \times 400 μ m² et une consommation de 9 mW sous 1,2 V, ce récepteur possède un gain de conversion de 28 dB et un facteur de bruit de 12,5 dB. L'amplificateur faible bruit présente un gain simulé de 13 dB et un facteur de bruit simulé de 4,5 dB.

Les fréquences de coupure de ces filières augmentent toujours conformément à la loi de Moore. Des fréquences de coupure $f_t=250$ GHz, $f_{max}=350$ GHz en technologie CMOS SOI 90 nm ont été obtenues par [28], ainsi que $f_t=290$ GHz/ $f_{max}=450$ GHz en technologie CMOS SOI 65 nm d'IBM et de ST [29]. Les fondeurs IBM et Intel ont déjà démarré la commercialisation de transistors en technologie CMOS 45 nm.

D'après cet état de l'art, différentes technologies peuvent être utilisées pour les systèmes à 60GHz. Pour la faible consommation la technologie CMOS est un choix prometteur notamment la technologie CMOS 65nm.

2.3. Système radio Ultra Large Bande impulsif (IR-ULB) non

cohérent transposé à 60GHz pour réseaux de capteurs.

Pour obtenir une très faible consommation de l'architecture Emetteur/Récepteur, nous avons choisi une architecture simple. A titre d'exemple, le récepteur non cohérent utilisé permet d'éviter l'estimation du canal [30], et il n'existe aucun corrélateur au niveau de récepteur.

2.3.1. Architecture de l'émetteur IR ULB 60 GHz

Nous avons choisi d'utiliser une architecture IR-ULB car elle est peu sensible au bruit de phase de l'oscillateur et aux non linéarités de l'amplificateur. En gamme millimétrique nous avons développé une architecture de très faible complexité ne faisant pas appel à un commutateur et à une PLL.

Une des architectures d'émetteur classiquement proposée pour réaliser la chaîne d'émission est présentée figures 2.5

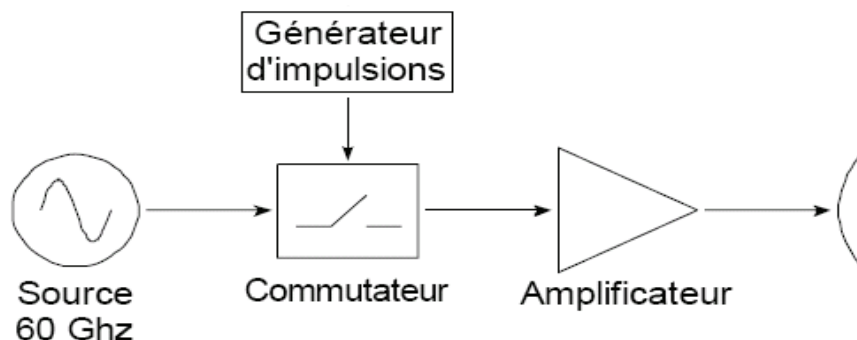


Figure 2.5 Topologie de l'émetteur 60 GHz basé sur un commutateur

Cette architecture est basée sur un commutateur. Lors de l'émission, une porteuse 60 GHz est échantillonnée par des impulsions subnanosecondes au rythme des données. Ce signal est ensuite amplifié. Mais le principal inconvénient de cette solution provient du fait que l'oscillateur et de l'amplificateur fonctionnent en ondes continues. Donc ces éléments consomment tout le temps. De plus le commutateur ne représente pas une isolation infinie ce qui conduit à une dynamique de commutation ON/OFF finie, qui peut poser problème pour les systèmes de communication multi-utilisateur du fait des interférences.[37]

Pour minimiser la consommation de l'émetteur nous proposons une architecture composée d'un oscillateur et d'un amplificateur de puissance (MPA) de sortie tous deux

déclenchés par le générateur d'impulsion. La figure 2.6 présente la topologie de cet émetteur 60 GHz très simple.

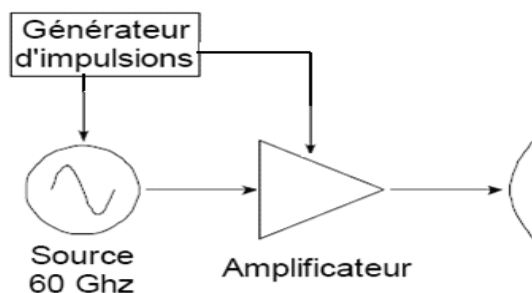


Figure 2.6 Topologie de l'émetteur 60 GHz modulé par le générateur de l'impulsion

Au niveau de l'oscillateur et de l'amplificateur deux circuits remettent en forme les impulsions provenant du générateur d'impulsion. Ces impulsions déclenchent la conduction de chaque fonction. Au niveau de l'oscillateur, les impulsions modulent la tension grille source en suivant deux états (état haut et état bas) sa condition d'oscillation. [36]

- 1) Un état bas pour lequel le canal de transistor est pincé. Cet état met le dispositif dans une situation où il ne consomme pas afin d'assurer un rendement énergétique optimal.
- 2) Un état haut qui assure la conduction du canal. L'oscillateur démarre et l'amplificateur amplifie le signal de l'oscillateur.

Au niveau de l'amplificateur, l'impulsion possède une durée un peu plus importante que celle déclenchant l'oscillateur, afin que l'impédance vue par l'oscillateur soit établie. La largeur de cette impulsion permet d'obtenir un fonctionnement optimal en énergie. Cette architecture est très faible consommation, elle n'utilise pas le commutateur et permet d'obtenir un émetteur à dynamique ON/OFF infinie, minimisant les interférences entre multi-utilisateurs. Les simulations décrivant le principe de fonctionnement sont présentées en détail chapitre 3.

Deux catégories de récepteur sont envisageables:

D'une part, un récepteur cohérent de Rake qui implique la connaissance parfaite du canal [31].

D'autres part, un récepteur non cohérent n'impliquant pas la connaissance du canal [32-33].

Le nombre des chemins significatifs à considérer [34], la distorsion des signaux produite par la propagation dans le canal [35], la synchronisation et l'estimation du canal en régime UWB-IR s'avèrent des points critiques pour le récepteur Rake. C'est pourquoi, nous proposons d'étudier des solutions non cohérentes pour l'architecture du récepteur 60 GHz.

2.3.2. Architecture du récepteur à 60 GHz

Le récepteur de Rake ULB exige une grande complexité, ce qui n'est manifestement pas approprié pour de notre application. Les différents démonstrateurs présentés dans la littérature utilisent massivement des mélangeurs afin de transposer le signal en bande de base et nécessitent de ce fait la réalisation d'une source très stable à 60 GHz. Une architecture a été développée dans l'équipe IEMN/CSAM n'intégrant pas de mélangeur. On s'affranchit donc de la conception d'une source très stable qui est un point délicat en gamme millimétrique. La méthode de réception est basée sur une solution non cohérente pour réduire la consommation. L'architecture du récepteur est constituée d'un amplificateur à faible bruit et d'un détecteur à corrélation comme illustré figures 2.7 [36]

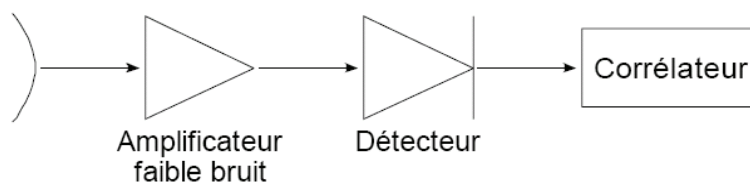


Figure 2.7 Topologie du récepteur 60 GHz

En réception, après propagation du signal dans la bande [59–62] GHz, le train d'impulsion est amplifié afin de présenter un niveau suffisant en entrée du détecteur d'enveloppe. Enfin, le corrélateur réalise la synchronisation et la démodulation du signal.

La démodulation est obtenue par corrélation du signal reçu. Le corrélateur est donc composé d'un filtre adapté et d'un échantillonneur bloqueur comme présenté figure 2.8.



Figure 2.8 Synoptique du corrélateur

Le corrélateur fréquentiel (figure 2.9) filtre le signal avant l'échantillonnage pour obtenir la dérivée première de l'impulsion gaussienne.

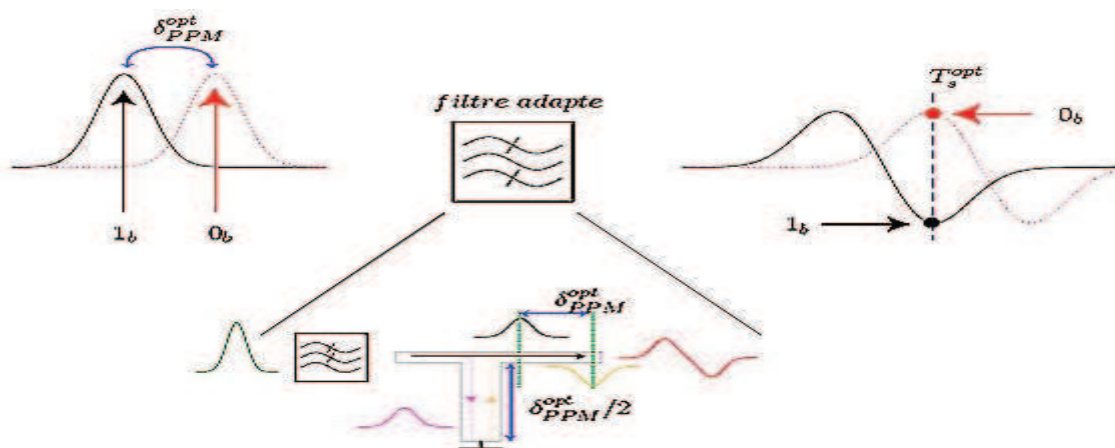


Figure 2.9 Schéma de démodulation basé sur le filtrage adapté

Cette démodulation n'est réalisable que si le signal reçu est synchronisé. Le point critique de cette approche impulsionnelle réside dans la synchronisation des horloges de l'émetteur et du récepteur en bande de base permettant de retrouver T_s^{opt} , sachant que la largeur des impulsions est de l'ordre de 300ps à 500ps.

Le rôle de boucle de synchronisation est double:

- Elle réalise une synchronisation en fréquence, permettant de compenser les différences de fréquences entre l'émetteur et le récepteur,

- Elle réalise aussi une synchronisation en phase, permettant de retrouver l'instant d'échantillonnage optimal T_s^{opt} . La résolution minimale de quelques picosecondes sur une fenêtre temporelle T_{slot} de plusieurs nanosecondes nécessite une erreur de phase petite. De plus, les dérives temporelles éventuelles des horloges doivent être prises en compte.

L'étude de ce type de démodulation a été détaillée dans les travaux de Nicolas Deparis [36].

Ces travaux montrent que ce type de démodulation est adapté à un système de transmission haut débit de type TH-PPM-UWB (plusieurs centaines de Mbs)

La synchronisation est la partie la plus délicate de ce récepteur, puisque les impulsions reçues ont une durée de quelques centaines de picosecondes, impliquant une synchronisation très précise ce qui nécessite des circuits de synchronisation rapides, donc à forte consommation.

Afin d'obtenir une architecture de faible complexité notamment au niveau de la synchronisation pour les réseaux de capteurs. Il y a d'autres alternatives, généralement connues sous le nom "d'intégration d'énergie" non cohérente [37-39], qui sont de plus en plus populaire les liaisons IR-UWB sans fil.

La figure 2.10 présente un synoptique d'un récepteur IR-UWB en gamme millimétrique, non cohérent basé sur l'intégration d'énergie, qui peut être mis en œuvre avec une modulation OOK. Ce récepteur est constitué d'un amplificateur faible bruit alimentant le détecteur d'enveloppe. Le signal détecté après filtrage est élevé au carré puis intégré sur un temps T pour obtenir l'énergie sur cet intervalle de temps. Après seuillage les symboles «0 » et « 1 » sont restitués.

Quand une modulation OOK est employée, un seuil doit être défini pour distinguer les bits « 0 » et « 1 ». Pour la détection de l'énergie, le point critique est la détermination du seuil. En effet le choix du seuil joue un rôle extrêmement important sur la performance du récepteur. Les récepteurs classiques utilisent un seuil fixe pour prendre les décisions. Par contre, pour des applications dans lequel l'environnement du lien radio évolue et la statistique du bruit varient fortement, l'usage d'un seuil adaptatif qui dépend de la variation de la puissance du signal et la puissance du bruit est nécessaire.

L'approche du récepteur basé sur l'intégration d'énergie demande une synchronisation grossière en général, ce qui rend le système robuste au jitter de l'horloge et à l'inexactitude du déclenchement[40-41]. De plus ce type de récepteur est peu sensible aux distorsions et à la non-linéarité du système [38].

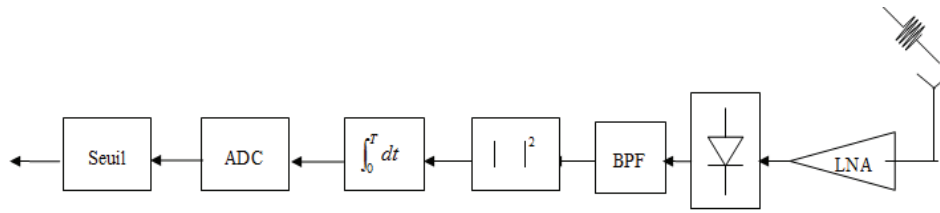


Figure 2.10 Récepteur à l'intégration d'énergie

2.3.3. Fonctionnement du système E/R IR ULB basé sur l'intégration d'énergie

Le signal transmis par l'émetteur est basé sur la modulation On-Off-Keying de l'ensemble oscillateur, amplificateur tampon par un train d'impulsions ULB. Pour le même taux d'erreur par bit, le rapport signal à bruit (SNR) de la modulation PPM est de 3dB meilleure que celui de la modulation OOK. Donc selon la formule de Hartley-Shannon, La capacité du canal de PPM est aussi un peu meilleure que celle d'OOK. Mais les réseaux de capteurs sont pour les communications bas débit en ne nécessitant que quelques bits par jour. La capacité du canal n'est pas un point critique. Au niveau de l'émetteur, la modulation OOK permet de réduire au maximum la complexité de l'architecture, ce qui permet de diminuer la consommation.

L'intervalle de temps alloué à un élément binaire est divisé en 2. Le signal transmis est défini par (2.1)

$$S(t) = d_k \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{j=1}^N W_{tr}(t - kT_b - jT_c - T_s d_k), \quad d_k = 0,1 \quad (2.1)$$

Prenons un exemple :

$W_{tr}(t)$ représente les impulsions ULB transmises de durée. T_b est l'intervalle de temps correspondant à un symbole. $T_s = T_b/2$ correspond au temps nécessaire pour distinguer les symboles et d_k est le signal d'information transmis (0 ou 1). Le débit R est défini par $R = 1/T_b = 1/(2T_s)$. Nous présentons figure 2.11 le signal correspondant à l'émission d'un bit « 0 » et d'un bit « 1 » dans le cas où le bit 1 est représenté par 4 impulsions et le bit « 0 » par aucune impulsion (la répétition de zéro permet de minimiser la consommation de l'énergie).

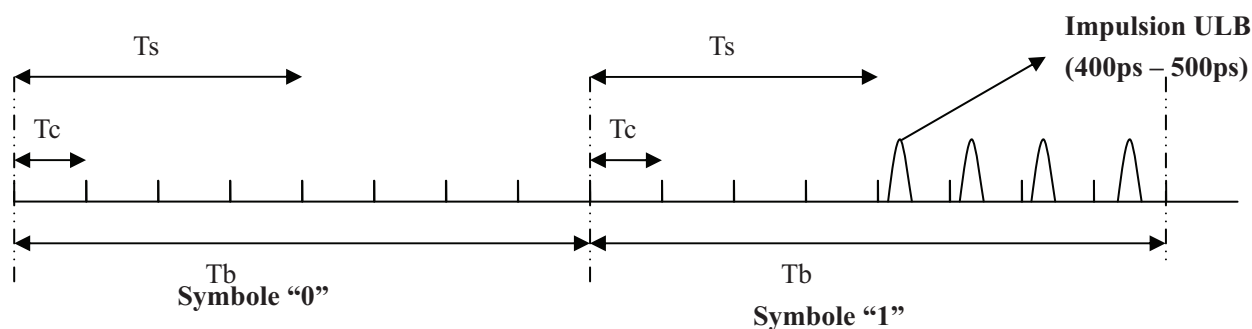


Figure 2.11 Signal correspondant à l'émission de deux bits '0' et '1' dans le cas où le symbole 1 est représenté par 4 impulsions.

Pour notre application de réseaux de capteur indoor, nous utilisons 50 impulsions (la vitesse de répétition de l'impulsion est de 2ns c'est à dire un débit de 500Mb/s) pour le symbole 1 (et non 4) comme dans l'exemple ci-dessus.

Pourquoi choisir 50 impulsions pour définir le symbole 1?

Si on réduit le nombre d'impulsions (c'est à dire on réduit la vitesse de répétition de l'impulsion), la précision de la synchronisation est réduite. En effet plus le nombre d'impulsions est grand, plus le niveau d'intégration d'énergie du signal sera élevé. Par contre si on augmente le nombre d'impulsions pour chaque symbole, il faut augmenter la vitesse de répétition, et dans ce cas, la consommation est plus grande. Le nombre 50 nous paraît un bon compromis.

Pourquoi choisir une durée d'impulsion ULB de 500ps ?

Si on réduit la durée d'impulsion à 300ps, la bande passante d'impulsion va augmenter, donc le bruit au niveau du récepteur va aussi augmenter.

C'est pour ces raisons que nous avons choisi un débit binaire de 500Mbits/s et un débit symbole de 5Ms/s avec une durée d'impulsion de 500ps pour notre système.

2.3.4. Synchronisation basée sur l'intégration maximale de l'énergie non cohérente

Pour la réception nous utilisons une détection non cohérente. Le récepteur utilise N intégrateurs espacés temporellement de façon uniforme sur la période d'un symbole pour

intégrer l'énergie sur N intervalles de temps de façon à assurer la synchronisation des impulsions en réception (voir figure 2.12).

Chaque intégrateur est suivi d'un Convertisseur Analogique Numérique (CAN).

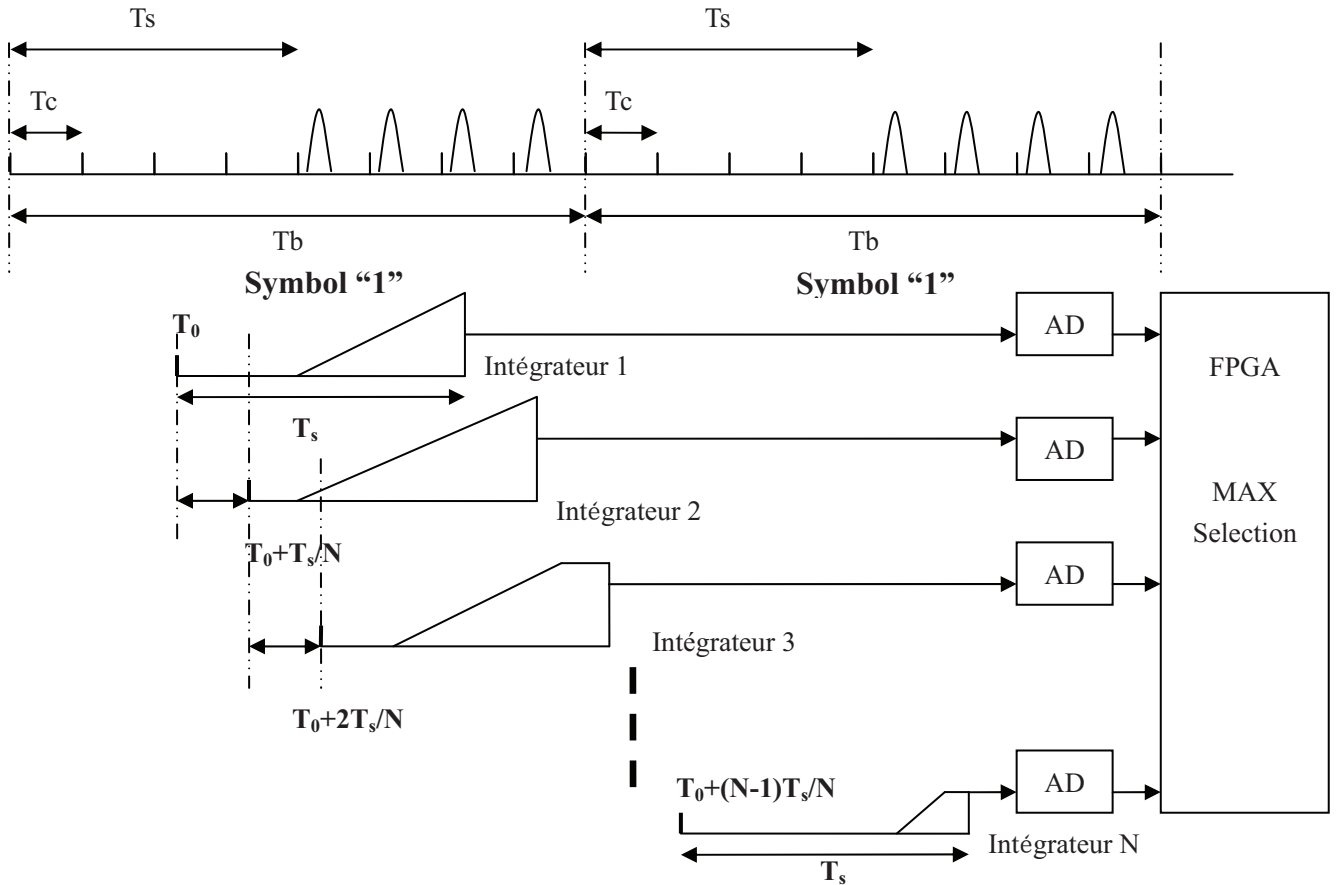


Figure 2.12 Exemple de principe de la synchronisation

T_s est le temps de l'intégration des intégrateurs. On décale chaque intégrateur d'une durée T_s/N par rapport au précédent. La méthode de synchronisation est basée sur la méthode de la sélection de l'énergie maximale : un FPGA sélectionne la valeur maximale de sortie de différents CANs pour assurer la synchronisation. La synchronisation « correcte » correspond au retard qui a conduit au maximum du signal détecté. Dans cet exemple (cf fig 2.12), la valeur en sortie de 2^{ième} intégrateur est la plus grande, donc le FPGA va choisir l'horloge du 2^{ième} intégrateur comme temps de synchronisation.

On note que :

$$\hat{T}_{sych,n} = t_0 + (j-1) \frac{T_s}{N} \quad (2.2)$$

Où $\hat{T}_{sych, n}$ est le point de départ de l'intégration du nième intégrateur.

La précision de cette synchronisation est liée au nombre d'intégrateurs. Dans un canal AWGN avec N intégrateurs, la synchronisation peut être réalisée dans les limites indiquées par (2.3):

$$T_{sych} - \frac{T_s}{2N} < \hat{T}_{sych} < T_{sych} + \frac{T_s}{2N} \quad (2.3)$$

Où T_{sych} est le point de synchronisation optimale.

2.3.5. Simulation de la synchronisation

La figure 2.13 présente l'émetteur simulé sous ADS. On effectue la simulation en bande de base pour simplification. Les signaux en sortie de l'émetteur sont les symboles transmis « 0 » ou « 1 ». Le symbole « 1 » est constitué de 50 impulsions. Le débit binaire est de 500 MHz pour des impulsions de 500ps de durée, et le débit symbole est de 5Mbps. Donc $T_b = 200ns$ $T_s = 1/2T_b = 100ns$. Pour la synchronisation, l'émetteur émet en préambule une série de symbole « 1 ». Ensuite l'émetteur peut transmettre les données. Pour la simulation, nous avons choisi 10 symboles pour la synchronisation, comme présenté figure 2.14. En pratique le nombre du bit de synchronisation sera choisi en fonction du bruit du canal.

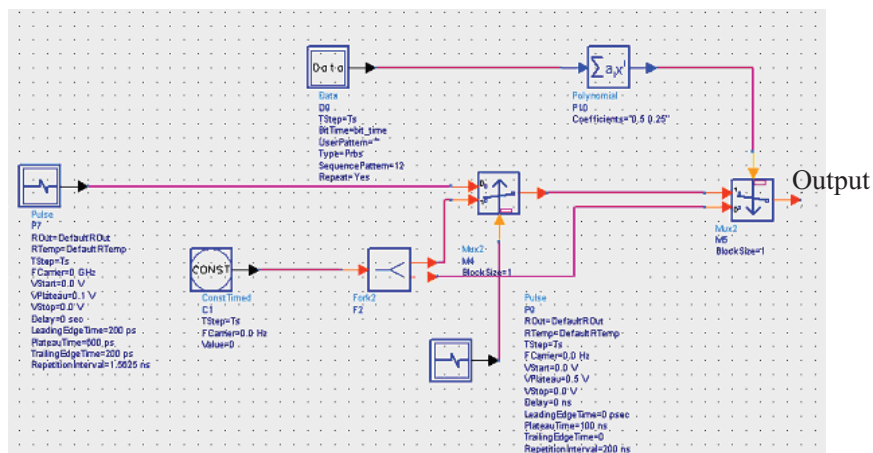


Figure 2.13 Schéma principe d'émetteur sous ADS

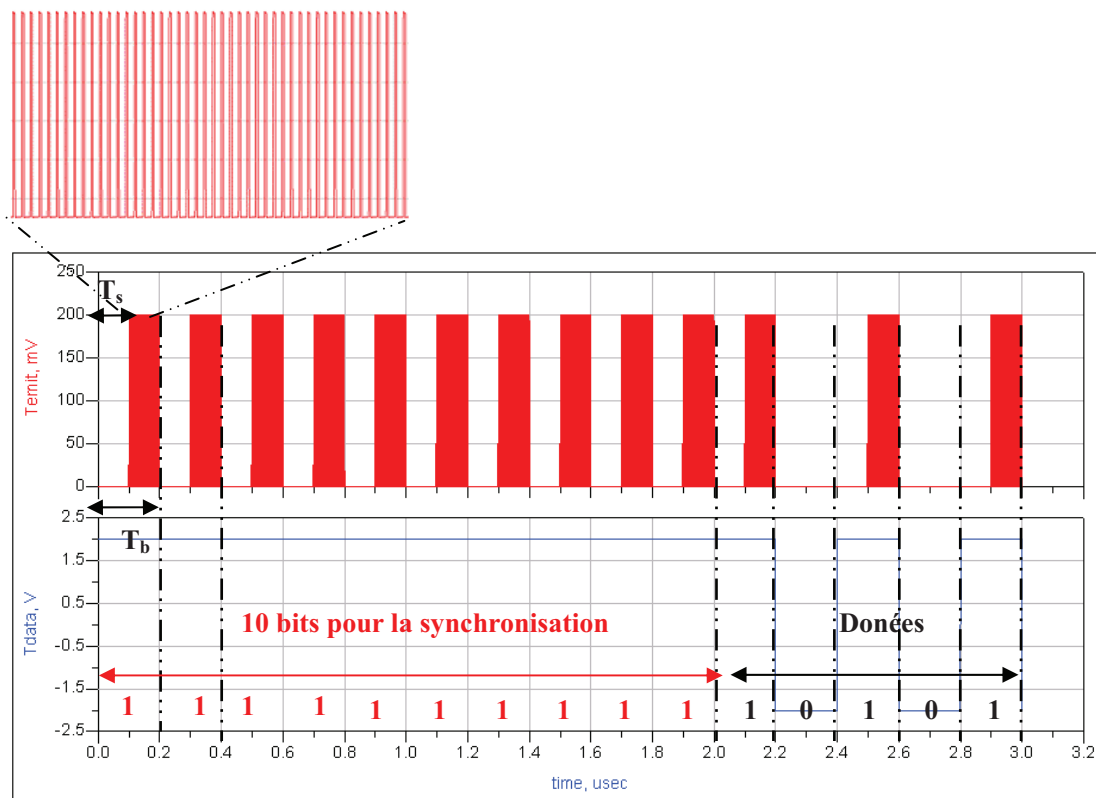


Figure 2.14 Signaux transmis au niveau d'émetteur

Les signaux en sortie de l'émetteur traverse un canal perturbé par du bruit blanc additif gaussien(AWGN). La figure ci-dessous présente le schéma principal du circuit du récepteur.

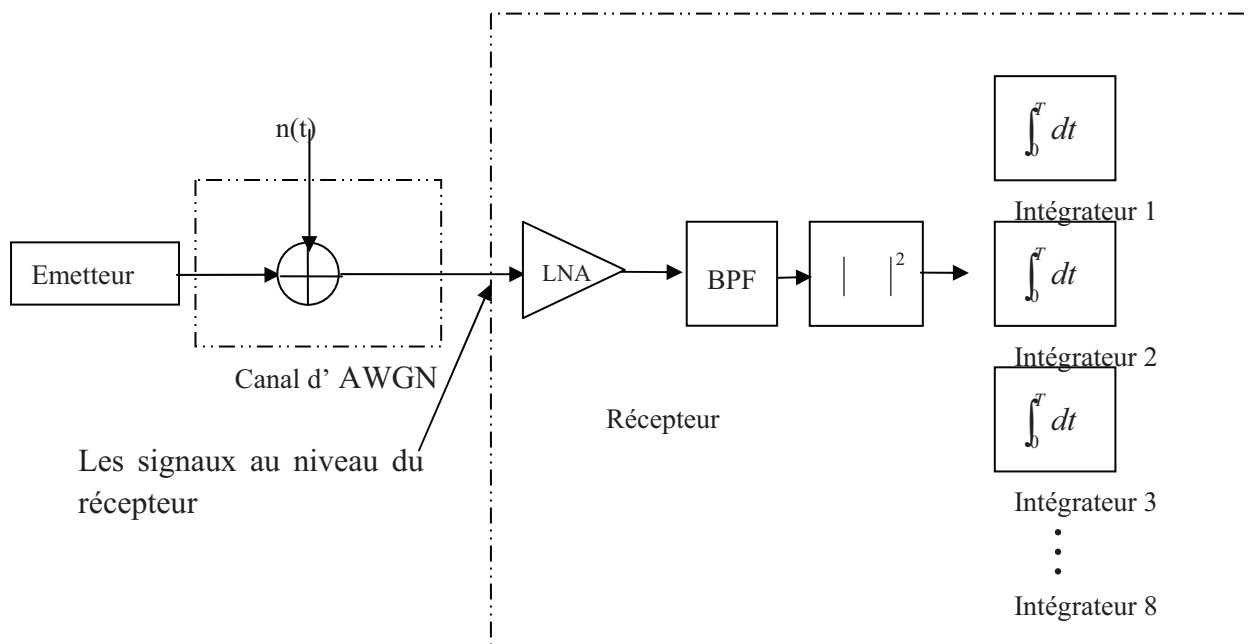


Figure 2.15 Schéma principal du circuit de récepteur

Les signaux obtenu au niveau du récepteur sont présentés figure 2.16 dessous.

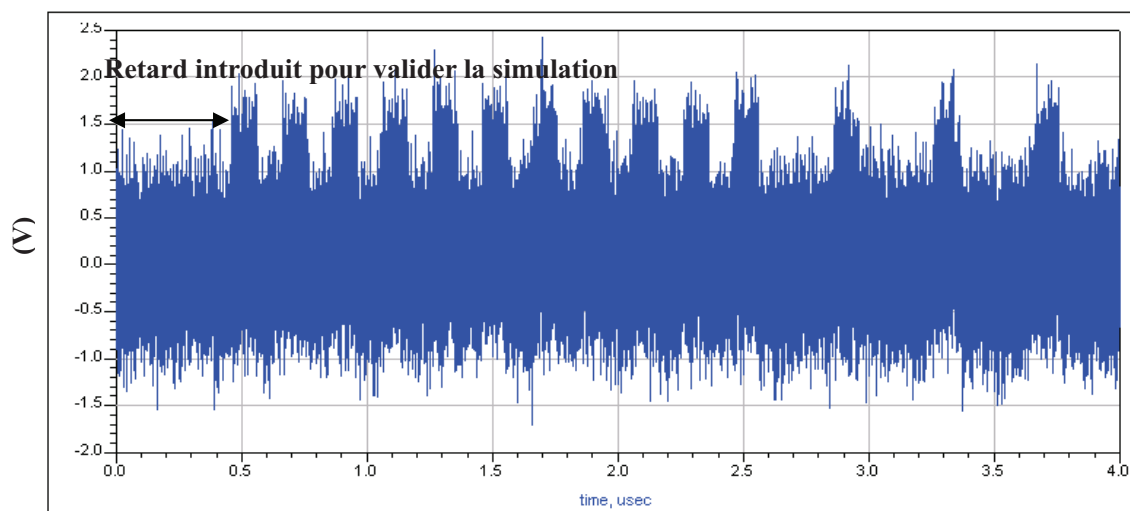


Figure 2.16 Signaux reçus par un canal du bruit blanc additif gaussien

On utilise 8 intégrateurs pour accumuler l'énergie du signal reçu. La figure 2.17 présente le schéma de la partie synchronisation qui est constituée de 8 intégrateurs et des comparateurs afin de choisir la voie possédant le maximum d'énergie. Chaque comparateur compare la valeur les plus grandes entre deux voies en sortie des intégrateurs. Le temps exact de la synchronisation correspond au temps qui permet d'obtenir la valeur d'énergie accumulée maximale sur l'un des 8 intégrateurs.

Avec un système IR-ULB, nous pouvons réaliser facilement une localisation. Afin d'obtenir une bonne précision, nous avons choisi pour cela d'utiliser 8 intégrateurs (le calcul détaillé sera présenté en fin de chapitre)

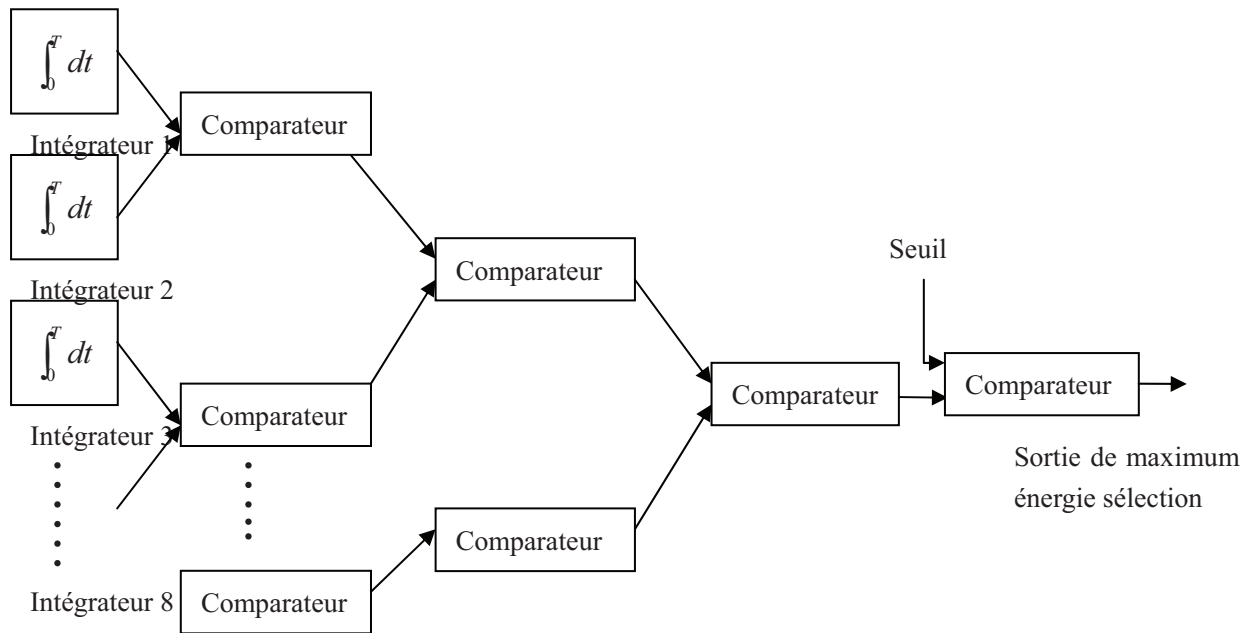


Figure 2.17 Schéma principale de la synchronisation

Les signaux en sortie de chaque intégrateur sont présentés figure 2.18 ci-dessous. Les figures, de haut en bas, représentent les sorties du premier au dernier intégrateur.

En fonction de la valeur de sortie de chaque intégrateur, nous constatons que parmi toutes les valeurs, la sortie du 6ème est le plus grande. Donc nous utilisons le temps du 6ème intégrateur comme temps de synchronisation pour la démodulation.

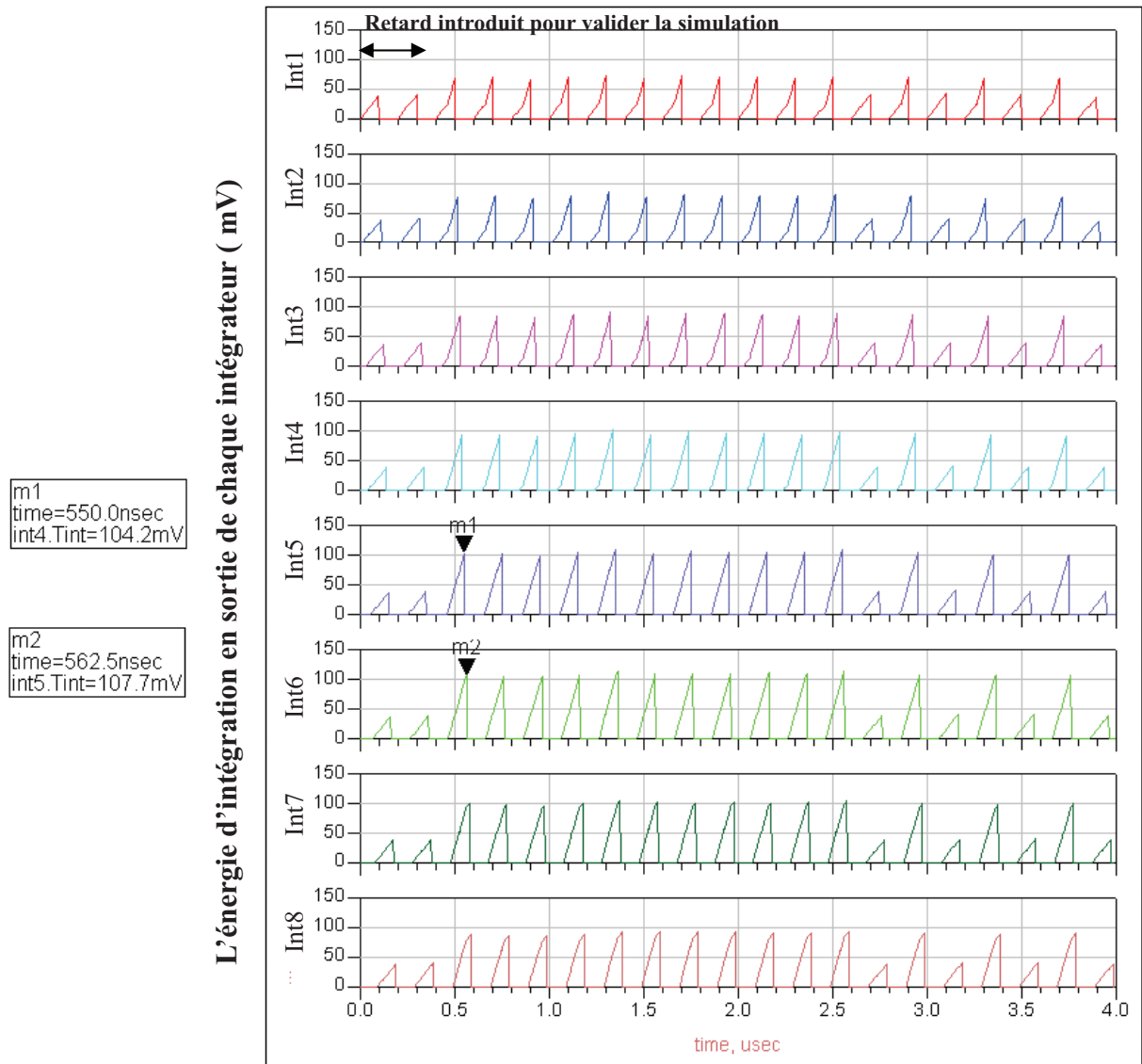


Figure 2.18 Signaux reçus en sortie des intégrateurs pour un canal AWGN

2.3.6. Démodulation des données

Après la synchronisation du récepteur sur l'émetteur, les données seront étudiées à la sortie de l'intégrateur qui a délivré le maximum de signal, suivi d'un bloqueur pour mémoriser la valeur de l'énergie pendant un certain temps. Ce signal est échantillonné pour chaque symbole à l'instant T_a ($T_a = T_b + T_c$) comme illustré figure 2.19 b)

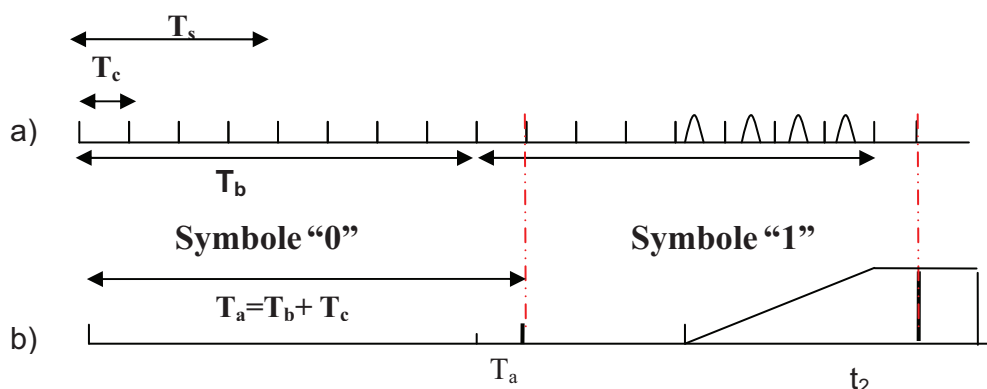


Figure 2.19 a) Signaux après le détecteur b) Signaux après l'intégrateur

On utilise la technique du « Maximum de vraisemblance » en détection. C'est-à-dire que la décision pour le n ème data a_k dépend de la valeur échantillonnée de $q_k(t)$ et du seuil. La règle de décision est définie comme (2.4)

$$a_k = \begin{cases} 1, & q_k(t) \geq \text{seuil} \\ 0, & q_k(t) < \text{seuil} \end{cases} \quad (2.4)$$

2.3.7. Simulation de la démodulation

Le démodulateur choisi est celui qui a obtenu le maximum de signal au cours de l'étape de synchronisation. Selon le résultat de la synchronisation présenté figure 2.15, la sortie du 6ème intégrateur est la plus grande. Le démodulateur que l'on choisit est donc le 6ème intégrateur pour la démodulation séquentielle.

La modulation utilisée est basée sur une modulation de type OOK. Pour notre application, nous utilisons un seuil adaptatif (qui dépend de la variation de la puissance du signal et la puissance du bruit). Toutefois, pour simplifier cette explication, nous utilisons une valeur du seuil égale à la moitié de celle du signal reçu.

Le premier graphe de la figure 2.20 représente les signaux émis, Le deuxième graphe représente les signaux reçus au niveau de l'entrée du récepteur. Le dernier graphe représente le signal de sortie du 6ème intégrateur (correspondant à celui qui délivre la valeur maximale d'énergie). Dans cet exemple, nous utilisons les 10 premiers bits pour la synchronisation. Pour déterminer le seuil, on calcule la somme de la valeur total de 10 points puis on divise par

10 pour obtenir une valeur moyenne, et nous utilisons la moitié de la valeur moyenne comme niveau du seuil de décision.

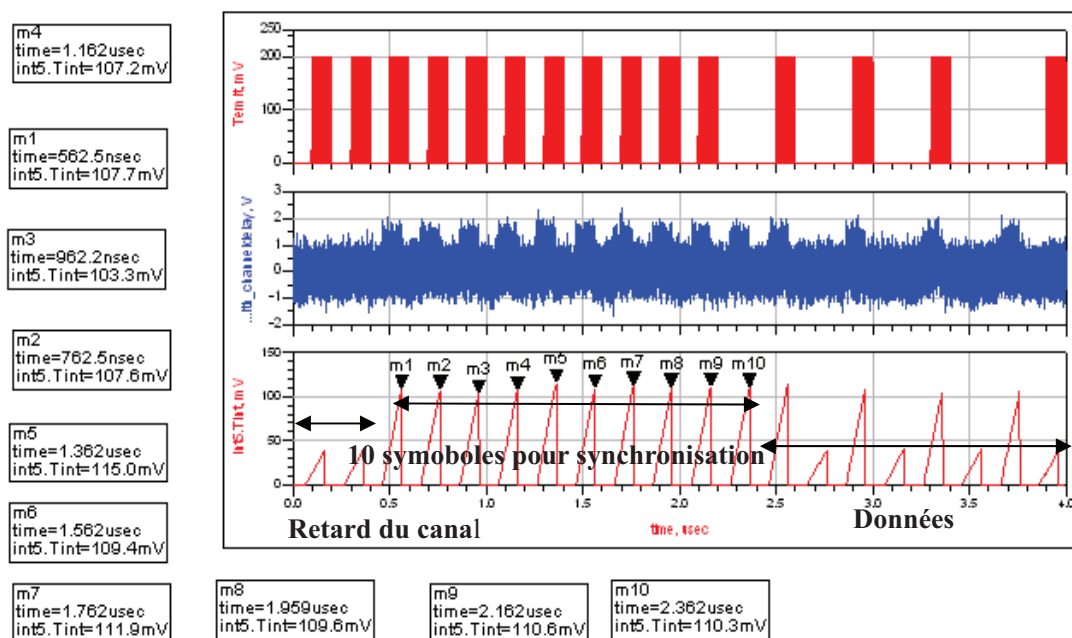


Figure 2.20 Exemple pour expliquer comment choisir la valeur du seuil

Après avoir défini le niveau du seuil, nous pouvons observer les données démodulées.

Nous présentons figure 2.21 le signal émis (graphe a) et le signal obtenu après démodulation (graphe b). Nous pouvons constater que une bonne récupération des données émises avec un décalage temporel provoqué par le temps de propagation sur le canal et dans les différents circuits.

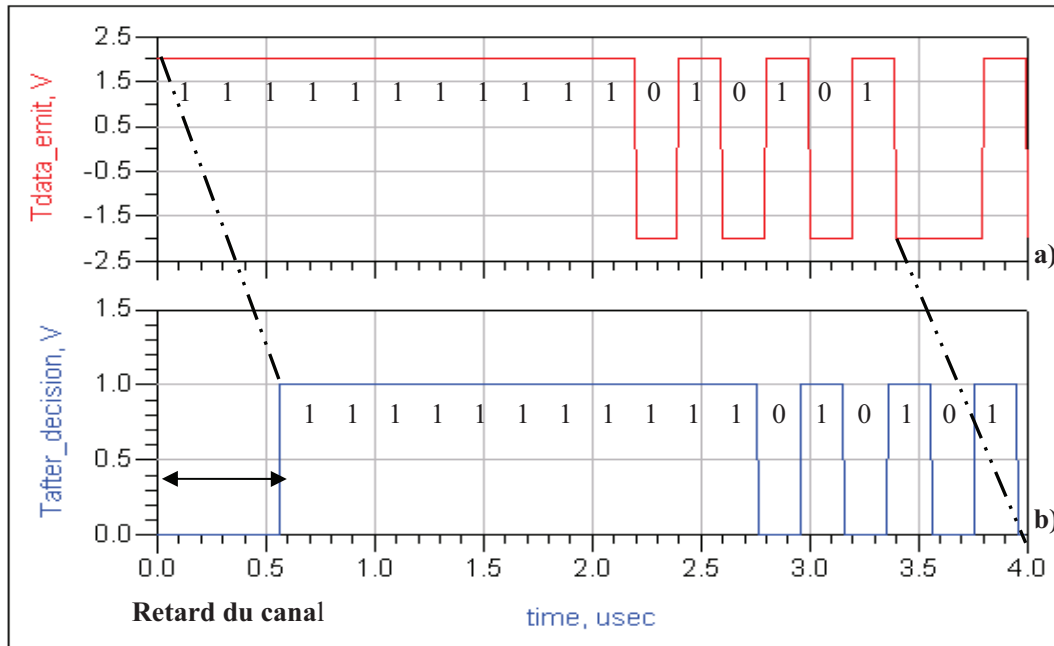


Figure 2.21 a) Données transmises b) Données démodulées après la décision

2.4. Bilan de liaison

Les caractéristiques de transmission des impulsions ULB sont plus complexes que celles correspondant à un signal à bande étroite. La forme des impulsions ULB peut être déformée de façon significative par le canal. Nous pouvons démontrer mathématiquement cette distorsion à partir de la relation de Friis[42]:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{c}{4\pi df} \right)^2 \quad (2.5)$$

Où P_r et P_t sont la puissance du signal reçue et la puissance du signal transmise,;

G_t et G_r les gains d'antenne de l'émetteur et du récepteur,

c la vitesse de la lumière,

d la distance entre l'émetteur et le récepteur,

f la fréquence du signal.

Pour un système autour de 60GHz, la distorsion de l'impulsion ULB est plus faible que celle en bande base. D'après le formule (2.5), par exemple pour une impulsion dont la bande est de 4GHz (58 GHz -62 GHz). La distorsion de l'impulsion ULB peut être calculée

par $(1 - (\frac{58}{62})^2)$. Donc la distorsion de l'impulsion ULB est seulement de 12%. Par contre, pour cette même largeur de bande, en bande de base (3 GHz – 7 GHz), la distorsion de l'impulsion ULB est de 81%.

Le bilan de liaison pour un système non-cohérent de type OOK est présenté figure 2.22.

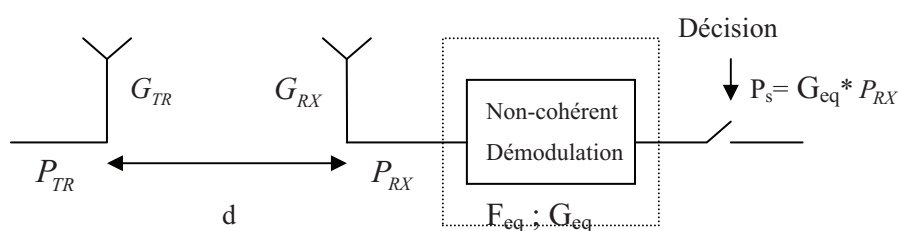


Figure 2.22 Bilan de liaison pour un système non-cohérent de type OOK

Où F_{eq} est le facteur du bruit équivalent de la chaîne de réception. Il dépend principalement du facteur du bruit du premier LNA, et G_{eq} est le gain équivalent de la démodulation du récepteur. On peut définir la puissance pour la décision $P_s = G_{eq} * P_{RX}$.

$$P_s = \frac{E_b}{T_s} = E_s * R = \frac{E_b}{N_0} * N_0 * R$$

Où E_b est l'énergie de chaque bit. T_s est la durée de chaque bit; R est le débit transmis.

$$N = N_0 * B$$

$$\text{Donc } P_s = \frac{E_b}{N_0} * \frac{N}{B} * R \quad (2.6)$$

Où N est la puissance du bruit au niveau de l'entrée de récepteur. B est la bande passante de l'impulsion transmise.

$$\text{Avec } N = F_{eq} kTBG_{eq} \quad (2.7)$$

$$\text{Donc } P_s = \frac{E_b}{N_0} F_{eq} k T G_{eq} R \quad (2.8)$$

$$\left. \begin{array}{l} P_{RX} = \frac{P_s}{G_{eq}} \\ P_s = \frac{E_b}{N_0} F_{eq} k T G_{eq} R \end{array} \right\} \Rightarrow P_{RX} = \frac{E_b}{N_0} F_{eq} k T R. \quad (2.9)$$

$$P_{RX} (dBm) = \frac{E_b}{N_0} (dB) + F_{eq} (dB) - 174 (dBm) + 10 \log R \quad (2.10)$$

Les paramètres de notre système sont les suivante .:

Paramètres	Valeur
Débit des données(R)	5Ms/s
Es/No (pour BER=10 ⁻⁴)	18.5dB
Facteur du bruit (F)	6dB
Gain d'antenne TR (G_{TR})	0dBi
Fréquence centrale	60GHz
Gain d'antenne RX (G_{RX})	0dBi

Tableau 2 Paramètres du système

D'après la formule (2.10) et le tableau 3,

Pour portée à 10m il faudra émettre une crête de puissance de 5.5dBm et pour portée à 5m il faudra émettre seulement une crête de puissance de -0.5dBm.

Ces deux valeurs sont tout à fait réalisables avec une technologie silicium CMOS 65 nm.

2.5. Analyse du taux d'erreur binaire du système

Le récepteur utilisé est décrit Fig 2.23 et est constitué d'un amplificateur faible bruit alimentant détecteur d'enveloppe. Le signal détecté est après filtrage, élevé au carré puis intégré sur un temps T pour obtenir l'énergie sur cet intervalle de temps. Après seuillage les symboles «0 » et « 1 » sont restitués.

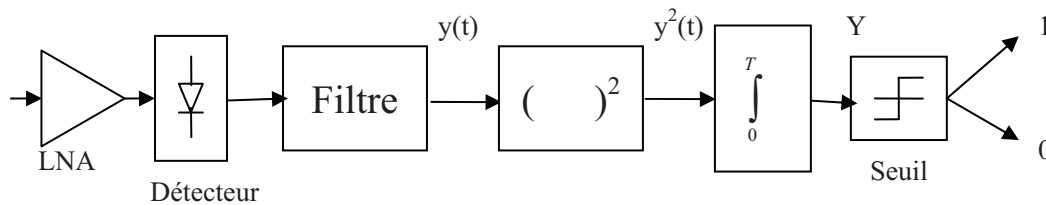


Figure 2.23 Détection de l'énergie

Si le filtre passe bas est assimilé à un filtre de Nyquist idéal sa fonction de transfert peut s'écrire

$$H(f) = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{N_0}}, & 0 < f \leq W, \\ 0, & f > W, \end{cases} \quad (2.11)$$

Où N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit blanc et W la bande passante du filtre.

2.5.1. Hypothèses pour la décision.

Nous faisons 2 hypothèses pour la détection (H_0 et H_1) :

H_0 : le signal d'entrée $y(t)$ est constitué du bruit seul

$$y(t) = n(t) \text{ avec } E[n(t)] = 0$$

H_1 : le signal d'entrée correspond au signal bruité :

$$y(t) = s(t) + n(t) \text{ avec } E[s(t) + n(t)] = s(t)$$

La sortie de l'intégrateur notée Y correspond à l'énergie du signal sur un intervalle de temps (0, T). Cette valeur Y servira de valeur de référence pour tester les 2 hypothèses H_0 et H_1 .

Hypothèse H_0

Selon le théorème de l'échantillonnage le bruit $n(t)$ échantillonné peut être exprimé par [43]

$$n(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} n_i \sin c(2Wt - i), \quad (2.12)$$

$$\text{Où } \sin c(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \text{ et } n_i = n\left(\frac{i}{2W}\right).$$

Chacun des échantillons n_i est une variable aléatoire gaussienne à valeur moyenne nulle et de même variance $\sigma_i^2 = N_0 W, \forall i$.

On peut utiliser le fait que :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \sin c(2Wt - i) \sin c(2Wt - k) dt = \begin{cases} \frac{1}{2W}, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (2.13)$$

Pour écrire:

$$\int_{-\infty}^{\infty} n^2(t) dt = (1/2W) \sum_{i=-\infty}^{\infty} n_i^2 \quad (2.14)$$

Un processus aléatoire de durée T et de bande passante W peut être décrit pour un ensemble de 2WT échantillons [54] d'où:

$$n(t) = \sum_{i=1}^{2TW} n_i \sin c(2Wt - i), \quad 0 < t < T. \quad (2.15)$$

De même l'énergie sur une durée T peut être estimée par 2WT échantillons n_i

$$\int_0^T n^2(t) dt = (1/2W) \sum_{i=1}^{2TW} n_i^2. \quad (2.16)$$

Les variables aléatoires n_i ayant la même variance $\sigma_i^2 = N_0 W$, $\frac{n_i}{\sqrt{WN_0}}$ est donc une variable aléatoire de variance unitaire et à valeur moyenne nulle.

Posons

$$\frac{n_i}{\sqrt{WN_0}} = b_i. \quad (2.17)$$

Alors

$$Y = \sum_{i=1}^{2TW} b_i^2. \quad (2.18)$$

Y est la somme des carrés de $2WT$ variance aléatoire à valeur moyenne nulle et à variance unitaire Y suit donc une distribution chi carré χ_{2TW}^2 à $2WT$ degrés de liberté [45][46].

Hypothèse H_1

Considérons maintenant le signal d'entrée $y(t)$ lorsque le signal $s(t)$ est présent sur un intervalle de temps $(0, T)$, ce signal peut aussi être représenté par la somme de $2WT$ termes

$$s(t) = \sum_{i=1}^{2TW} \alpha_i \sin c(2Wt - i), \quad (2.19)$$

$$\text{Où } \alpha_i = s\left(\frac{i}{2W}\right).$$

L'énergie du signal sur l'intervalle $(0, T)$ peut s'écrire:

$$\int_0^T s^2(t) dt = (1/2W) \sum_{i=1}^{2TW} \alpha_i^2. \quad (2.20)$$

$$\text{En posant } \beta_i = \frac{\alpha_i}{\sqrt{WN_0}} \quad (2.21)$$

Il vient :

$$\frac{2}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt = \sum_{i=1}^{2TW} \beta_i^2. \quad (2.22)$$

Dans l'hypothèse H_1 le signal $y(t)$ peut être écrit comme suit:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{2TW} (n_i + \alpha_i) \sin c(2Wt - i). \quad (2.23)$$

L'énergie correspondant à ce signal peut s'exprimer par:

$$\int_0^T y^2(t) dt = (1/2W) \sum_{i=1}^{2TW} (n_i + \alpha_i)^2. \quad (2.24)$$

Avec l'hypothèse H_1

$$\int_0^T y^2(t) dt = \sum_{i=1}^{2TW} (b_i + \beta_i)^2. \quad (2.25)$$

La somme (2.25) suit une distribution chi carré de moyenne non nulle à $2WT$ degrés de liberté [47][48]. En introduisant le paramètre λ de valeur moyenne non nulle

$$\lambda = \sum_{i=1}^{2TW} \beta_i^2 = \frac{2}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt. \quad (2.26)$$

$$E_s = \int_0^T s^2(t) dt.$$

Il vient :

$$\lambda = \sum_{i=1}^{2TW} \beta_i^2 = \frac{2}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt = \frac{2E_s}{N_0}. \quad (2.27)$$

λ correspond donc au double du rapport signal à bruit et nous pouvons établir la règle de décision en bande de base de la façon suivante:

$$Y \sim \begin{cases} \chi_{2TW}^2, & H_0 \\ \chi_{2TW}^2(\lambda), & H_1 \end{cases} \quad (2.28)$$

Où χ_{2TW}^2 est une distribution chi carré de valeur moyenne nulle et à $2WT$ degrés de liberté alors que χ_{2TW}^2 est une distribution chi carré de moyenne non nulle possédant le même nombre de degrés de liberté.

2.5.2. Détection de l'énergie en présence de bruit blanc.

Reprenons le filtre passe bas idéal défini précédemment donc la fonction de transfert

$$H(f) = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{N_0}}, & |f - f_c| \leq W, \\ 0, & |f - f_c| > W, \end{cases} \quad (2.29)$$

est :

Où f_c est la fréquence centrale.

La composante de bruit à la pulsation w peut être décomposée suivant ses composantes de bruit de modulation d'amplitude et de phase [49]:

$$n(t) = n_c(t) \cos w_c t + n_s(t) \sin w_c t, \quad (2.30)$$

L'énergie peut alors s'écrire :

$$\int_0^T n^2(t) dt = \frac{1}{2} \int_0^T [n_c^2(t) + n_s^2(t)] dt, \quad (2.31)$$

Sur la bande passante w du filtre ces composantes peuvent être échantillonnées à une fréquence $2w$. Elles peuvent donc être décrites par environ WT échantillons [44].

$$n_c(t) = \sum_{i=1}^{TW} n_{ci} \sin c(Wt - i), \quad (2.32)$$

$$\text{où } \sin c(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \text{ et } n_{ci} = n_c\left(\frac{i}{W}\right)$$

De même pour $n_s(t)$ et l'énergie des composantes en phase et en quadrature qui peuvent s'écrire :

$$\int_0^T n_c^2(t) dt = \frac{1}{W} \sum_{i=1}^{TW} n_{ci}^2,$$

$$\int_0^T n_s^2(t) dt = \frac{1}{W} \sum_{i=1}^{TW} n_{si}^2, \quad (2.33)$$

Où $n_{ci} = n_c \left(\frac{i}{W}\right)$ et $n_{si} = n_s \left(\frac{i}{W}\right)$

$$b_{ci} = \frac{n_{ci}}{\sqrt{WN_0}}$$

$$b_{si} = \frac{n_{si}}{\sqrt{WN_0}} \quad (2.34)$$

Donc, pour la condition H_0 :

$$Y = \int_0^T n^2(t) dt = \sum_{i=1}^{TW} (b_{ci}^2 + b_{si}^2). \quad (2.35)$$

Car toutes les variables b_{ci} ou b_{si} sont à variance unitaire. H_0 présente donc une distribution chi carré à $2WT$ degrés de liberté.

Un signal de pulsation w dans la bande passante du filtre peut s'écrire de façon générale:

$$s(t) = s_c(t) \cos w_c t - s_s(t) \sin w_c t, \quad (2.36)$$

En procédant comme ci-dessus:

$$s_c(t) = \sum_{i=1}^{TW} \alpha_{ci} \sin c(Wt - i),$$

$$s_s(t) = \sum_{i=1}^{TW} \alpha_{si} \sin c(Wt - i),$$

où $\alpha_{ci} = s_c \left(\frac{i}{W}\right)$ et $\alpha_{si} = s_s \left(\frac{i}{W}\right)$. (2.37)

le signal $y(t)$ complet peut s'écrire :

$$y(t) = [s_c(t) + n_c(t)] \cos w_c t + [s_s(t) + n_s(t)] \sin w_c t = y_c(t) \cos w_c t + y_s(t) \sin w_c t \quad (2.38)$$

Avec

$$y_c(t) = s_c(t) + n_c(t) = \frac{1}{W} \sum_{i=1}^{TW} (\alpha_{ci} + a_{ci}) \sin c(Wt - i),$$

$$y_s(t) = s_s(t) + n_s(t) = \frac{1}{W} \sum_{i=1}^{TW} (\alpha_{si} + a_{si}) \sin c(Wt - i), \quad (2.39)$$

Ou :

$$\beta_{ci} = \frac{s_c(i/W)}{\sqrt{WN_0}},$$

$$\beta_{si} = \frac{s_s(i/W)}{\sqrt{WN_0}}. \quad (2.40)$$

Comme ci-dessus on peut donc écrire:

$$\frac{2}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt = \sum_{i=1}^{TW} (\beta_{ci}^2 + \beta_{si}^2) = \frac{2E_s}{N_0} \quad (2.41)$$

Dans l'hypothèse H_1 le signal $y(t)$ contient le signal $s(t)$ plus le bruit $n(t)$:

$$\int_0^T y^2(t) dt = \frac{1}{2} \int_0^T [y_c^2(t) + y_s^2(t)] dt = \frac{1}{2} \int_0^T [s_c(t) + n_c(t)]^2 dt + \frac{1}{2} \int_0^T [s_s(t) + n_s(t)]^2 dt. \quad (2.42)$$

$$\text{Et } Y = \sum_{i=1}^{TW} [(b_{ci} + \beta_{ci})^2 + (b_{si} + \beta_{si})^2] \quad (2.43)$$

Y dans l'hypothèse H_1 suit une distribution chi carré de valeur moyenne non nulle à $2WT$ degrés de liberté. Le paramètre $\lambda = \frac{2E_s}{N_0}$ correspond au rapport signal à bruit.

Nous pouvons maintenant établir une règle de décision

$$Y \sim \begin{cases} \chi_{2TW}^2, & H_0 \\ \chi_{2TW}^2(2\gamma), & H_1 \end{cases}$$

$$\text{Ou } \gamma = \frac{E_s}{N_0}$$

2.5.3. Analyse du taux d'erreur binaire

La fonction de la densité de probabilité (PDF) de Y peut alors être écrite comme ci-dessous

$$f_Y(y) = \begin{cases} f_0(y) = \frac{1}{2^{TW} \Gamma(TW)} y^{TW-1} e^{-\frac{y}{2}}, & H_0 \\ f_1(y) = \frac{1}{2} \left(\frac{y}{2\gamma}\right)^{\frac{TW-1}{2}} e^{-\frac{2\gamma+y}{2}} I_{TW-1}(\sqrt{2\gamma y}), & H_1 \end{cases} \quad (2.44)$$

Où $\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma et I_ν la fonction de Bessel modifiée d'ordre [50]

Le taux d'erreur binaire (TEB) peut se calculer de la façon suivante :

$$P_{1|0} = \Pr(Y > S | H_0), \quad (2.45)$$

$$P_{0|1} = \Pr(Y < S | H_1),$$

Où S est le seuil de décision et $P_{i/j}$ la probabilité de mauvaise interprétation dans les hypothèses i ou j

La probabilité d'erreur totale est donc :

$$P_t = P(H_0) * \Pr(Y > S | H_0) + P(H_1) * \Pr(Y < S | H_1),$$

si $P(H_0) = P(H_1) = 1/2$

$$\text{donc } P_t = \frac{1}{2} \Pr(Y > S | H_0) + \frac{1}{2} \Pr(Y < S | H_1), \quad (2.46)$$

En utilisant (2.44) pour évaluer (2.45)[51]

$$P_{1|0} = \frac{\Gamma(TW, S/2)}{\Gamma(TW)} \quad (2.47)$$

où $\Gamma(.,.)$ est la fonction gamma incomplète [50].

La probabilité d'erreur $P_{0/1}$ peut être obtenue à partir de (2.44). Plus précisément d'après [52], la fonction de distribution cumulative(CDF) de Y peut être évaluée par :

$$F_Y(y) = 1 - Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{y}) \quad (2.48)$$

Où $Q_u(a, b)$ est la fonction Q généralisée[53].

Donc :

$$P_{0/1} = 1 - Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{S}). \quad (2.49)$$

où S est le seuil de la décision et $\gamma = \frac{E_s}{N_0}$

d'où:

$$P_t = \frac{\Gamma(TW, S/2)}{2\Gamma(TW)} + \frac{1 - Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{S})}{2} \quad (2.50)$$

La détermination du seuil optimal conduisant à un taux d'erreur binaire minimal est très délicate car la résolution de l'équation ci-dessus est très difficile. Cependant plusieurs méthodes existent pour approcher sa valeur [54][55].

Dans [56] il est proposé d'estimer la distribution chi carré par une distribution gaussienne si le nombre de degrés de liberté est élevé ($TW > 80$).

$$Y \sim \begin{cases} \chi_{2TW}^2, & H_0 \\ \chi_{2TW}^2(\lambda), & H_1 \end{cases} \longrightarrow Y \sim \begin{cases} N(2TW, 4TW) & H_0 \\ N(2TW + \lambda, 4(TW + \lambda)) & H_1 \end{cases} \quad (2.51)$$

$N(m, \sigma^2)$ correspond à une distribution gaussienne de valeur moyenne m et de variance σ^2

- Dans l'hypothèse H_0 (bruit seul)

La probabilité d'erreur $P_{1|0}$, est donnée par :

$$P_{1|0} = \frac{1}{\sqrt{8\pi TW}} \int_S^{\infty} \exp\left[-\frac{(x-2TW)^2}{8TW}\right] dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{S-2TW}{2\sqrt{2TW}}\right], \quad (2.52)$$

où S est le seuil.

$$\operatorname{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^{\infty} \exp(-x^2) dx.$$

- Dans l'hypothèse H1 (signal+bruit)

La probabilité d'erreur $P_{0|1}$ peut s'exprimer par :

$$P_{0|1} = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{S-2TW-\lambda}{2\sqrt{2(TW+\lambda)}}\right].$$

donc

$$P_{total} = P(H_1)P_{0|1} + P(H_0)P_{1|0}.$$

si $P(H_0)=P(H_1)=1/2$

$$P_{total} = 0.5 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\frac{S-2TW-\lambda}{2\sqrt{2(TW+\lambda)}}\right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\frac{S-2TW}{2\sqrt{2TW}}\right]. \quad (2.53)$$

Pour déterminer la valeur du seuil optimal il faut annuler la dérivée de $P_{totale}(S)$

$$\frac{dP_{totale}}{dS} = 0 \Rightarrow S_{opt} = \frac{2M\lambda + \sqrt{4M^2\lambda^2 - 4\lambda c}}{2\lambda} \quad (2.54)$$

$$\text{Où } M=TW, c = -TW\lambda^2 - 4TW(TW + \lambda) \ln\left(\frac{TW + \lambda}{TW}\right)$$

Le seuil optimal théorique est difficile à obtenir en pratique. Il dépend de la variation de la puissance du signal reçu et de la puissance du bruit. Pour une architecture de faible complexité, nous proposons d'utiliser un seuil fixé à la moitié de la valeur de l'énergie du signal reçu que l'on appelle le « seuil simple ». Nous comparons figure 2.24 le taux d'erreur par bit (pour $R=5\text{Mps}$, $W=1\text{GHz}$, $T=100\text{ns}$, un symbole constitué de 50 bits) dans le cas d'un système à seuil optimal et à seuil simple. Pour obtenir un $\text{TEB}=10^{-4}$ (fixé pour notre

application), nous pouvons constater que le rapport signal à bruit entre les deux solutions n'est que 0.5dB. Nous avons donc choisi le « seuil simple » car cette solution conduit à des circuits plus simples à mettre en œuvre.

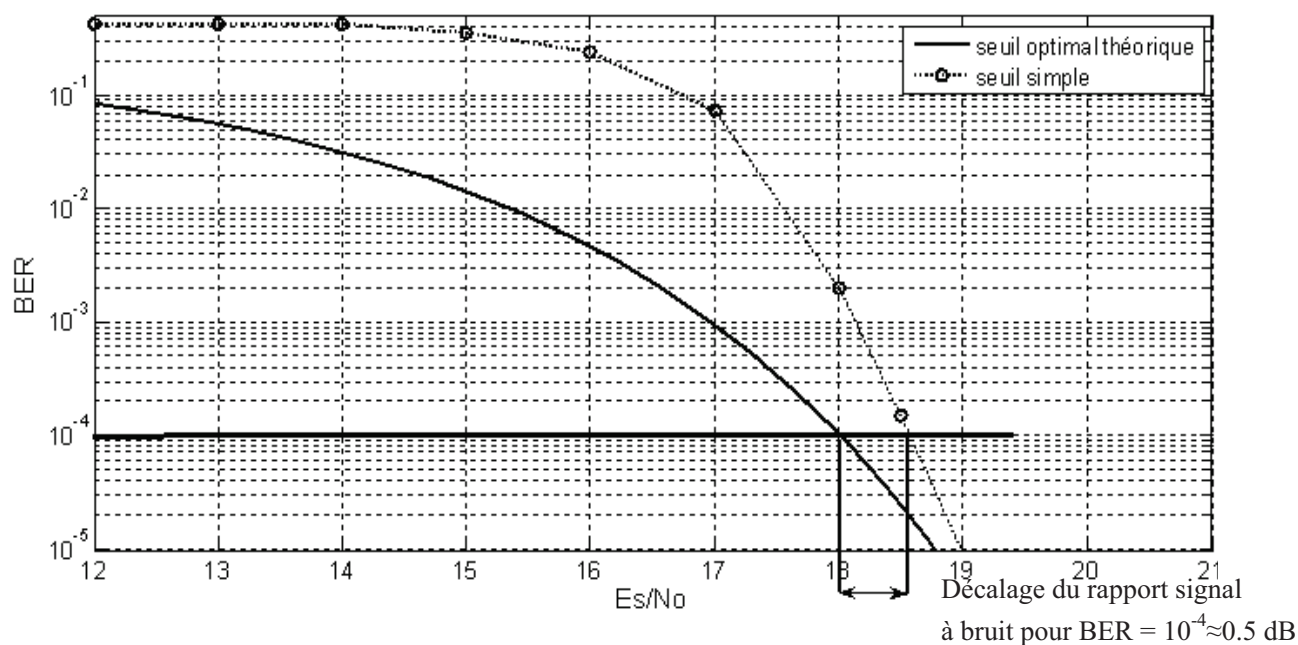


Figure 2.24 Taux d'erreur par bit pour $R=5\text{Mps}$, $W=1\text{GHz}$, $T=100\text{ns}$, (pour un symbole constitué de 50 bits) dans le cas d'un système à seuil optimal et à seuil simple.

2.6. TOA estimation du temps d'arrivé (TOA) basée sur intégration maximale d'énergie pour la localisation.

2.6.1. Introduction des techniques de localisation

La technique ULB peut être utilisée pour donner des informations sur la localisation des émetteurs ou récepteurs. Cette application peut être intéressante pour les réseaux de capteurs, notamment pour optimiser le routage de l'information en vue de minimiser et d'optimiser la consommation globale du réseau de capteurs. Avec la technologie IR-ULB une haute résolution de localisation peut être atteinte si il existe le trajet direct (LOS). Afin de minimiser la complexité des capteurs eux-mêmes, les informations de localisation peuvent être obtenues par les nœuds dans un réseau et être transmises à un centre (puits ou balise) pour les traiter.

Les techniques de localisation utilisent une ou plusieurs caractéristiques des signaux radio pour estimer la position de leurs sources. Les paramètres traditionnellement utilisés pour le positionnement sont :

- L'intensité du signal reçue (RSSI)
- L'angle d'arrivée (AOA)
- Le temps d'arrivée (TOA)
- La différence du temps d'arrivée n (TDOA)

L'intensité du signal reçu est une solution peu fiable dans un environnement confiné.

L'estimation de l'angle d'arrivée (AOA) exige de multiples antennes au niveau du récepteur, ce n'est donc pas une solution compatible avec les applications de réseaux de capteurs qui nécessitent des nœuds de petite taille.

La technique de TOA calculant la distance basée sur l'estimation du retard de propagation entre l'émetteur et le récepteur est la plus couramment utilisée dans le domaine du radar. Pour cette méthode l'estimation du retard est un point essentiel car elle est requise pour synchroniser l'émetteur et le récepteur. Un protocole basé sur une poignée de main proposé par Fleming et Kushner, 1997 dans le cas des systèmes ULB permet de réaliser la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Le schéma pour obtenir une référence du temps commune entre deux dispositifs ULB est illustré figure 2.25.

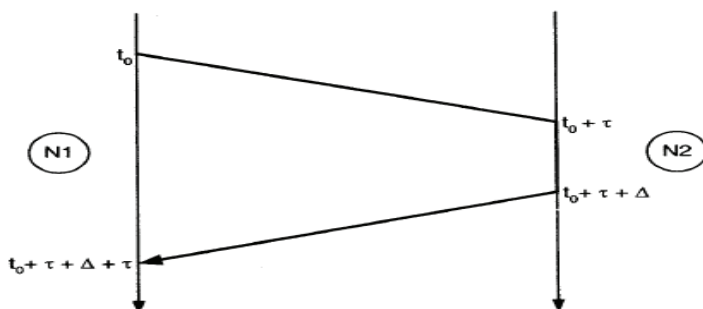


Figure 2.25 Schéma de poignée de main pour les dispositifs ULB proposé dans (Fleming et Kushner, 1997)

Selon la figure 2.25 le nœud de référence N_1 envoie un paquet à l'instant t_0 . la cible (nœud N_2) reçoit le paquet à $t + \tau$ et répond à N_1 avec un paquet identique envoyé à $t_0 + \tau + \Delta$, où Δ est un

retard fixé qui est assez grand pour couvrir les retards à cause de traitement du signal au niveau de N2. Le nœud N1 reçoit le paquet de la réponse de N2 à l'instant $t_1 = t_0 + \tau + \Delta + \tau$ et peut déduire la propagation du retard comme suit:

$$\tau = \frac{t_1 - t_2 - \Delta}{2} \quad (2.55)$$

Après les distances (calculées par la formule $d = c \cdot \tau$) entre les paires de nœuds d'un réseau sont fournies. Le technique de positionnement sphérique appelée aussi sous le nom de positionnement TOA est une solution viable pour l'estimation de distance si il existe un trajet direct.

La figure ci-dessous présente un exemple de positionnement sphérique dans un espace bidimensionnel.

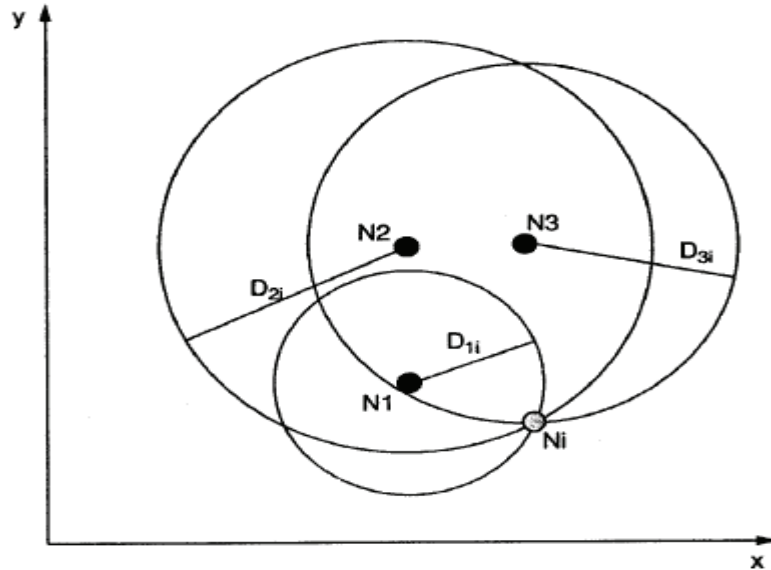


Figure 2.26 Exemple de positionnement sphérique de N_i dans un espace bidimensionnel avec des nœuds de référence N_1 , N_2 et N_3

Chaque distance entre N_i et les références N_j détermine une sphère de rayon D_{ji} centrée sur la position de N_j . Pour cet exemple N_i est déterminé par l'intersection des k sphères de rayon (D_{1i} , D_{2i} et D_{3i}) centrées sur la référence des nœuds (N_1 , N_2 et N_3). L'intersection de 3 sphères est nécessaire pour déterminer un seul point dans l'espace bidimensionnel. L'intersection de 3 sphères peut être calculée en résolvant les équations suivantes.

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x_i)^2 + (y_1 - y_i)^2} \\ \sqrt{(x_2 - x_i)^2 + (y_2 - y_i)^2} \\ \sqrt{(x_3 - x_i)^2 + (y_3 - y_i)^2} \end{cases} = \begin{cases} D_{1i} \\ D_{2i} \\ D_{3i} \end{cases} \quad (2.56)$$

(x_i, y_i) est la position de N_i et (x_j, y_j) sont les positions de référence N_j dans l'espace bidimensionnel

2.6.2. Processus de l'estimation TOA basée sur l'intégration maximale d'énergie

L'estimation TOA est généralement effectuée par une procédure de corrélation entre le signal reçu avec un « template » généré localement. La durée très courte et les distorsions de la forme de l'impulsion reçue font que la corrélation est difficile à réaliser. Différentes techniques ont été proposées pour estimer le temps d'arrivée (TOA) des signaux, comme par exemple, la recherche de la corrélation [62], où en utilisant un code pseudo aléatoire CDMA[63], où le traitement dans le domaine fréquentiel FDMA [64]. Toutes ces solutions semblent être en conflit avec les exigences strictes de faible coût et faible complexité imposées pour applications des réseaux de capteurs.

Le temps d'arrivée (TOA) peut-être estimé en utilisant un récepteur non cohérent basé sur l'intégration maximale d'énergie [65], [66]. En effet, la synchronisation du récepteur permet de connaître le temps de retard entre l'émetteur et le récepteur. Pour établir la communication entre les différents nœuds du réseau de capteurs une synchronisation grossière est suffisante, par contre pour une localisation le temps de retard devra être obtenu avec précision pour estimer la localisation des nœuds au sein du réseau.

Nous proposons deux étapes pour obtenir le temps de retard entre les différents nœuds du réseau avec précision. La première étape est une synchronisation grossière qui est mise en œuvre par une estimation de l'énergie maximale reçue. La seconde étape est la synchronisation précise dont l'objectif est de localiser le pic d'énergie permettant de calculer le temps d'arrivée (TOA).

Pour cette méthode de TOA, nous effectuons l'hypothèse que les signaux ULB reçus sont constitués par des impulsions provenant de plusieurs trajets. Le temps d'arrivée (TOA) est défini par le retard des impulsions reçues au niveau du récepteur correspondant au trajet direct (LOS), puisqu'on suppose que les impulsions reçues de type NLOS présentent un retard plus important. De plus les impulsions de type LOS sont dominantes en énergie.

En cas d'absence de trajet direct cette estimation de distance devrait permettre d'établir une table de voisinage approximative.

A) Première étape de synchronisation : Synchronisation « grossière »

La figure 2.27 illustre les fenêtres d'intégration d'énergie des signaux ULB reçus au niveau du récepteur.

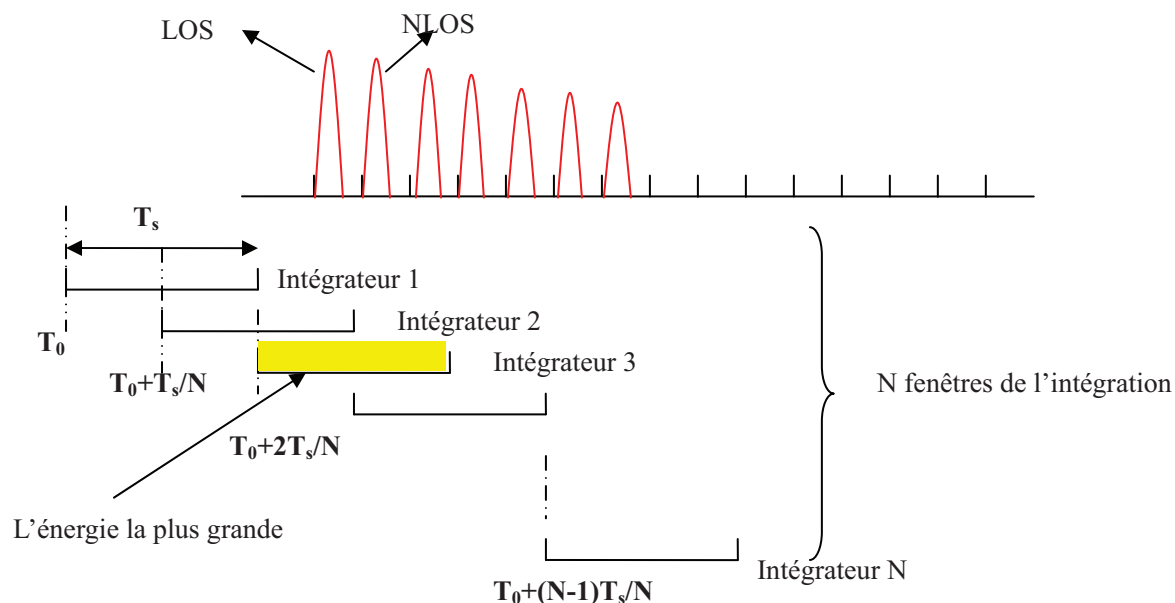


Figure 2.27 Synchronisation grossière avec N fenêtres de l'intégration.

La fenêtre d'intégration sélectionnée correspond à celle qui possède le niveau d'énergie captée le plus grand par rapport aux autres fenêtres de l'intégration. T_s est le temps d'intégration de chaque fenêtre. N est nombre d'intégrateurs. Dans l'exemple présenté figure 2.27, c'est l'intégrateur 3 (le carré en jaune) qui obtient le niveau d'énergie le plus important. C'est donc cette fenêtre de temps qui est sélectionné pour l'étape suivante de synchronisation « précise ».

B) Seconde étape de synchronisation : Synchronisation « précise »

La fenêtre de temps sélectionnée lors de l'étape de synchronisation « grossière » est de nouveau sous divisée en N fenêtres de temps de durée T_s/N comme illustré dans la figure 2.28. Pour cette étape, on utilise les mêmes N intégrateurs que ceux utilisés lors de la première étape.

Comme précédemment, on sélectionne la fenêtre de temps qui obtient le niveau d'énergie captée le plus grand par rapport aux autres fenêtres de l'intégration. Cette fenêtre d'intégration sélectionnée sera utilisée pour l'estimation du retard

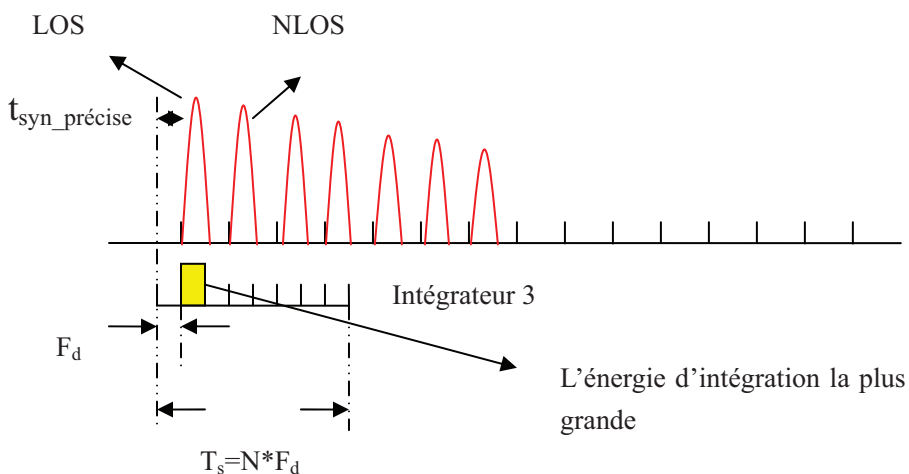


Figure 2.28 Synchronisation précise

C) Précision de l'estimation du retard

La précision de l'estimation du retard dépend de la taille et le nombre de fenêtres d'intégration.

$$t_{delay} - F_d / 2 < \hat{t}_{delay} < t_{delay} + F_d / 2 \quad (2.57)$$

Où t_{delay} est la meilleure estimation du retard et \hat{t}_{delay} est le retard estimé.

Pour notre système (la vitesse du symbole est de 5Ms/s), la figure 2.29 montre la précision de la localisation en fonction de nombre d'intégrateurs.

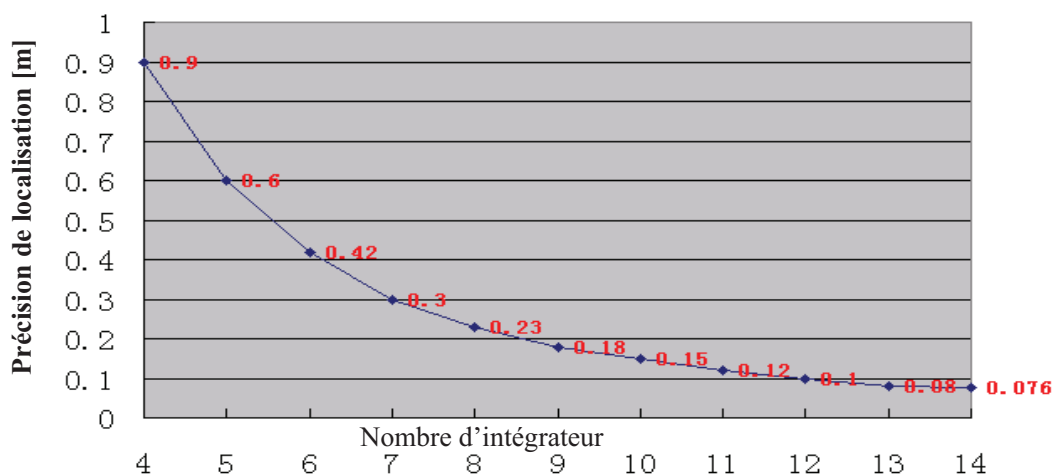


Figure 2.29 Précision de la localisation en fonction de nombre d'intégrateur.

D'après la figure 2.29, pour 8 intégrateurs la précision de la localisation est de 0.23m. Pour obtenir une précision plus élevée il faut augmenter le nombre d'intégrateur et donc la

consommation. Il faudra faire le choix entre consommation et précision sur la localisation. D'après la figure 2.29, nous pouvons constater que la précision sur la localisation n'augmente pas beaucoup en fonction de nombre d'intégrateur surtout quand le nombre d'intégrateur est compris entre 8 et 10. C'est pourquoi, nous avons choisi 8 intégrateurs au niveau du récepteur, permettant d'obtenir un bon compromis entre faible consommation et précision de l'estimation du retard et donc sur la localisation.

2.7. Conclusion

Ce deuxième chapitre a décrit d'abord un état de l'art des systèmes à 60 GHz et surtout notre système E/R radio impulsionnelle non cohérent à 60 GHz pour les réseaux de capteurs. On a utilisé la plateforme ADS pour simuler la synchronisation de notre système. La précision de la synchronisation est liée au nombre d'intégrateurs.

Le taux d'erreur par bit a été analysé, nous avons obtenu à la conclusion que la distribution statistique de décision au niveau de récepteur était de la forme ci dessous

$$Y \sim \begin{cases} \chi_{2TW}^2, & H_0 \\ \chi_{2TW}^2(2\gamma), & H_1 \end{cases}$$

χ_{2TW}^2 est une distribution au nombre de degrés de liberté égal à $2TW$. $\chi_{2TW}^2(2\gamma)$ est une distribution de moyenne non-nulle au nombre de degrés de liberté égal à $2TW$ et γ un paramètre de moyenne non-nulle donné par E_s/N_0 . E_s est l'énergie du symbole, N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit, T est le temps d'intégration et W est la bande passante du signal.

La probabilité d'erreur totale peut être calculée par :

$$P_i = \frac{\Gamma(TW, S/2)}{2\Gamma(TW)} + \frac{1 - Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{S})}{2}$$

Le seuil optimal qui conduit au minimum de BER est difficile d'obtenir. Donc nous avons proposé un seuil simple. Pour un taux d'erreur par bit (TER) = 10^{-4} le rapport signal à bruit entre le seuil théorique et le seuil simple n'est que 0.5dB. Pour obtenir un TER = 10^{-4} la puissance émise au niveau d'émetteur est de 0dBm quand la portée de communication est de 5m et la puissance est de 5.5dBm quand la portée de communication est de 10m.

A la fin de ce chapitre, nous avons présenté l'application de la localisation utilisant la méthode TOA basée sur l'intégration maximale d'énergie. Pour obtenir un TOA plus précis, la synchronisation est divisée en deux parties :

La synchronisation grossière

La synchronisation précise

La précision de TOA est liée au nombre d'intégrateurs. Pour 8 intégrateurs, la précision de la localisation est de 0.23m.

2.8. Bibliographie du chapitre II

- [1] M. Kotaki, Y. Takimoto, E. Akutsu, Y. Fujita, H. Fukuhara, and T. Takahashi, "Development of millimeter wave automotive sensing technology in Japan," in *Microwave Symposium Digest, 1992.*, IEEE MTT-S International, 1-5 June 1992, pp.709–712vol.2.
- [2] Y. Takimoto and T. Ihara, "Research activities on millimeter wave indoor communication systems in Japan," in *Microwave Symposium Digest, 1993.*, IEEE MTT-S International, 14-18 June 1993, pp. 673–676vol.2.
- [3] T. Ihara, T. Manabe, M. Fujita, T. Matsui, and Y. Sugimoto, "Research activities on millimeter-wave indoor wireless communication systems at CRL," in *Universal Personal Communications. 1995. Record.*, 1995 Fourth IEEE International Conference on, 6-10 Nov. 1995, pp. 197–200.
- [4] Y. Miura, A. Kato, T. Manabe, and T. Ihara, "Experimental results on 100 Mbits/s digital transmission over a millimeter-wave indoor wireless channel at 60 GHz," in *International Symposium on Antennas and Propagation*, sept 1996, pp. 181–184.
- [5] A. Kato, T. Manabe, Y. Miura, K. Sato, and T. Ihara, "Measurements of millimeter wave indoor propagation and high-speed digital transmission characteristics at 60 GHz," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1997. 'Waves of the Year 2000'. PIMRC '97.*, The 8th IEEE International Symposium on, vol. 1, 1-4 Sept. 1997, pp. 149–154vol.1.
- [6] Y. Takimoto, "Recent activities on millimeter wave indoor LAN system development in Japan," in *Microwave Systems Conference, 1995. Conference Proceedings.*, IEEE NTC '95, 17-19 May 1995, pp. 7–10.
- [7] Y. Takimoto, H. Yatsuka, A. Inoue, T. Yokoyama, T. Aoyagi, K. Ohata, T. Saito, T. Negishi, and N. Okubo, "60 GHz short range transceivers and applications for minimum delay spread LAN," in *Microwave Symposium Digest, 1996.*, IEEE MTT-S International, vol. 2, 17-21 June 1996, pp. 509–512vol.2.
- [8] K. Ohata, K. Maruhashi, M. Ito, S. Kishimoto, K. Ikuina, T. Hashiguchi, K. Ikeda, and N. Takahashi, "1.25Gbps wireless Gigabit Ethernet link at 60GHz-band," in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, vol. 1, 2003, pp. 373–376 vol.1.
- [9] B. Bosco, S. Franson, R. Emrick, S. Rockwell, and J. Holmes, "A 60 GHz transceiver with multi-gigabit data rate capability," in *Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE*, 19-22 Sept. 2004, pp. 135–138.
- [10] S. Gunnarsson, C. Karnfelt, H. Zirath, R. Kozhuharov, D. Kuylenstierna, A. Alping, and C. Fager, "Highly integrated 60 GHz transmitter and receiver MMICs in a GaAs pHEMT technology," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 40, no. 11, pp. 2174–2186, 2005.
- [11] J.-S. Rieh, B. Jagannathan, H. Chen, K. Schonenberg, D. Angell, A. Chinthakindi, J. Florkey, F. Golan, D. Greenberg, S.-J. Jeng, M. Khater, F. Pagette, C. Schnabel, P. Smith, A. Stricker, K. Vaed, R. Volant, D. Ahlgren, G. Freeman, K. Stein, and S. Subbanna, "SiGe HBTs with cut-off frequency of 350 GHz," in *Electron Devices Meeting, 2002. IEDM '02. Digest. International*, 2002, pp. 771–774.

- [12] J. Moniz, "Is SiGe the future of GaAs for RF applications ?" in Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1997. Technical Digest 1997., 19th Annual, 12-15 Oct. 1997, pp. 229–231.
- [13] J. Cressler, "SiGe HBT technology : a new contender for Si-based RF and microwave circuit applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 5, pp. 572–589, May 1998.
- [14] B. Jagannathan, D. Greenberg, D. Sanderson, J.-S. Rieh, J. Pekarik, J. Plouchart, and G. Freeman, "Speed and power performance comparison of state-of-the-art CMOS and SiGe RF transistors," in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2004. Digest of Papers. 2004 Topical Meeting on*, 8-10 Sept. 2004, pp. 115–118.
- [15] W. Winkler, J. Borngraber, H. Gustat, and F. Korndorfer, "60 GHz transceiver circuits in SiGe :C BiCMOS technology," in *Solid-State Circuits Conference, 2004. ESSCIRC 2004. Proceeding of the 30th European, 2004*, pp. 83–86.
- [16] Y. Sun, F. Herzel, L. Wang, J. Borngraber, W. Winkler, and R. Kraemer, "An integrated 60 GHz receiver front-end in SiGe :C BiCMOS," in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2006. Digest of Papers. 2006 Topical Meeting on*, 18-20 Jan. 2006, p. 4pp.
- [17] B. Jagannathan, M. Khater, F. Pagette, J.-S. Rieh, D. Angell, H. Chen, J. Florkey, F. Golan, D. Greenberg, R. Groves, S. Jeng, J. Johnson, E. Mengistu, K. Schonenberg, C. Schnabel, P. Smith, A. Stricker, D. Ahlgren, G. Freeman, K. Stein, and S. Subbanna, "Self-aligned SiGe NPN transistors with 285 GHz f_{sub} MAX/ and 207 GHz f_{sub} T/ in a manufacturable technology," *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 23, no. 5, pp. 258–260, May 2002.
- [18] B. Floyd, S. Reynolds, U. Pfeiffer, T. Zwick, T. Beukema, and B. Gaucher, "SiGe bipolar transceiver circuits operating at 60 GHz," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 40, no. 1, pp. 156–167, Jan. 2005.
- [19] S. Reynolds, B. Floyd, U. Pfeiffer, and T. Zwick, "60GHz transceiver circuits in SiGe bipolar technology," in *Solid-State Circuits Conference, 2004. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2004 IEEE International, 2004*, pp. 442–538 Vol.1.
- [20] U. Pfeiffer, J. Grzyb, D. Liu, B. Gaucher, T. Beukema, B. Floyd, and S. Reynolds, "A chip-scale packaging technology for 60-GHz wireless chipsets," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 8, pp. 3387–3397, Aug. 2006.
- [21] S. K. Reynolds, B. A. Floyd, U. R. Pfeiffer, T. Beukema, J. Grzyb, C. Haymes, B. Gaucher, and M. Soyuer, "A Silicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 41, no. 12, pp. 2820–2831, Dec. 2006.
- [22] S.E. Gunnarsson, « 60 GHz Single-Chip Front-End MMICs and Systems for Multi-Gb/s Wireless Communication », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 42, N°5, May 2007
- [23] N. Deparis, « Transposition of a base band ultra wide band width impulse radio signal at 60 GHz for high data rates multiple access indoor communication systems », in *Proc. EuMW-ECWT, Amsterdam, The Netherlands, 2004*.
- [24] M. Devulder, « 60 GHz UWB Transmitter for Use in WLAN Communication », *IEEE International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, Aug. 2007, pp.

371-374

- [25] <http://www.itrs.net/>
- [26] B. Razavi, "A 60GHz direct-conversion CMOS receiver," in Solid-State Circuits Conference, 2005. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2005 IEEE International, 6-10 Feb. 2005, pp. 400–606Vol.1.
- [27] B. Razavi, "A 60-GHz CMOS receiver front-end," Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 41, no.1, pp. 17–22, 2006.
- [28] B. Jagannathan, R. Groves, D. Goren, B. Floyd, D. Greenberg, L. Wagner, S. Csutak, S. Lee, D. Coolbaugh, and J. Pekarik, "RF CMOS for microwave and mm-wave applications," in Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2006. Digest of Papers. 2006 Topical Meeting on, 18-20 Jan. 2006, p. 6pp.
- [29] S. Lee, L. Wagner, B. Jagannathan, S. Csutak, J. Pekarik, N. Zamdmer, M. Breitwisch, R. Ramachandran, and G. Freeman, "Record RF performance of sub-46 nm L/sub gate/ NFETs in microprocessor SOI CMOS technologies," in Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest. IEEE International, 5-7 Dec. 2005, pp. 241–244.
- [30] A.Rabbachin, L. Stoica and I. Oppermann, "A low cost, low power UWB Based sensor network," in Int. Workshop Wireless ad Hoc networks, Oulu, Finland, May jun, 2004
- [31] Win, M.Z.; ScholQ, R.A.; "Impulse radio: how it works:" IEEE Communications Leuerr. Vol. 2, No. 2, Feb. 1998, pp. 36-38.
- [32] Verdii, S.: "Spectral efficiency in the wideband regime:" IEEE transaction on Information Theory. Vol. 48, No. 6, June 2002, pp. 1319-1343.
- [33] Souilmi, Y.; Knopp, R.; "Challenges in UWB signaling for adhm netwarldng:" DIUACS Workshop on Sign01 Pmcessing for mmless lk"ission, Oct. 2002
- [34] BEE; "Channel modeling sub-committe report," IEEE P802.15 FWmless Personal Area Nemork, Feb. 7, 2003.
- [35] Tchoffo Talom, F.; Ugum, B Plouhinec, G. Chmsay and F. Sagnard, "Study of interactions effects on Ultra WideBand signals propagation:" Pmc. IEEE IwLilyBS 2003 Conz, June 2003.
- [36] N. Deparis, « Liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants », Thèse de doctorat, Université de Lille1, Mars 2007
- [37] Andreas F. Molisch, "UWB for Sensor Networks the 15.4a standard. IEEE UBC Symposium on future wireless systems" March 10th 2006, Vancouver
- [38] A.Rabbachin, R. Tesi, "bit error rate analysis for UWB systems with a low complexity, non collection receiver," in Int, Symp, telecommunications, Lyon, France, jun. 2004
- [39] A.Rabbachin and I. Oppermann, "synchronization analysis for UWB systems with a low complexity energy collection receiver," Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on Volume, Issue, 18-21 May 2004 Page(s): 288 – 292
- [40] S. Paquelet, L. M. Aubert, and B. Uguen, "An impulse radio asynchronous transceiver for high data rates," in Proc. IEEE Ultrawideband Systems Technology (UWBST), Kyoto, May 2004, pp. 1–5.
- [41] A. Rabbachin and I. Oppermann, "Synchronization analysis for UWB systems with a low-complexity energy collection receiver," in Proc. IEEE Ultrawideband Systems

- Technology (UWBST), Kyoto, May 2004, pp. 288–292.
- [42] H. T. Friis, “A note on a simple transmission formula,” Proc. IRE, pp.254-256, 1946.
- [43] C. E. Shannon, “Communication in the presence of noise,” Proc. IRE, vol. 37, pp. 10–21, January 1949.
- [44] H. Urkowitz, "Energy detection of unknown deterministic signals". Proc. IEEE, vol. 55. pp. 523-531, April 1967
- [45] M. Zelen and N. C. Severo, “Probability functions,” in Handbook of Mathematical Functions, M. Abramovitz and J. A. Stegun, Eds., NBS Applied Math. Series 55. Washington, D. C.: U. S. Government Printing Office, 1964, ch. 26.
- [46] A. Hald, Statistical Tables and Formulas. New York: Wiley, 1952.
- [47] P. B. Patnaik, “The noncentral χ^2 and F distributions and their applications,” Biometrika, vol. 36, pp. 202-232, 1949.
- [48] E. Fix, Tables of Noncentral χ^2 , Publications in Statistics, vol. 1, no. 2. Berkeley, Calif. : University of California Press, pp. 15-19.
- [49] W. B. Davenport, Jr., and W. L. Root, An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise. New York: McGraw-Hill, 1958, p. 158 et seq.
- [50] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of Integrals, Series, and Products. San Diego, CA: Academic Press, sixth ed., 2000.
- [51] Fadel F. Digham, Mohamed-Slim Alouini, and Marvin K. Simon, “On the Energy Detection of Unknown Signals over Fading Channels”, University of Minnesota Minneapolis, MN 55455, USA
- [52] J. G. Proakis, Digital Communications. McGraw-Hill, fourth ed., 2001.
- [53] A. H. Nuttall, “Some integrals involving the QM-function,” Naval Underwater Systems Center (NUSC) technical report, May 1974.
- [54] S. Paquelet, L.M. Aubert, and B. Uguen, “An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates,” Joint UWBST & IWUWBS 2004, pp. 1-5, May 2004.
- [55] P. A. Humblet and M. Azizoglu, “On the Bit Error Rate of Lightwave Systems with Optical Amplifiers,” Lightwave Technology, vol. 9, pp.1576-1582, Nov. 1991.
- [56] E.A. Homier and R.A. Scholtz, “Rapid acquisition of ultra wideband signals in the dense multipath channel,” in Proc. IEEE Ultra Wideband Syst. Technol. Conf, Baltimore, MD, May 21-23, 2002, pp. 245-249.
- [57] R. Fleming, C. Kushner, G. Roberts, and U. Nandiwada, “Rapid Acquisition for ultra-wideband localizers,” in Proc. IEEE Ultra Wideband Syst. Technol. Conf, Baltimore, MD, May 21-23, 2002, pp. 105-109.
- [58] I. Maravic, M. Vetterli, and K. Ramchandran, “Channel estimation and synchronization with sub Nyquist sampling an application to ultra wideband systems,” in Proc. IEEE Int. Circuits Syst. Symp, Vancouver BC, Canada, May 23-26, 2004, pp. 381-384
- [59] P. Cheong, A. Rabbachin, M. Jean Philippe, K. Yu and I. Oppermann, “synchronization, TOA and position estimation for low complexity LDR UWB devices,” in IEEE Int. Ultra Wideband Conf Zurich, Switzerland, 5-8, 2005, pp. 480-484
- [60] A. Rabbachin, I. Oppermann, “Synchronization Analysis for UWB Systems with a Low Complexity, Energy Collection Receiver” accepted by joint IEEE Conference on

Ultra Wideband Systems and Technologies UWBSTO4 & International Workshop on
Ultra Wideband Systems W B S 0 4 , Kyoto, Japan, May 15-21, 2004

CHAPITRE III

CIRCUITS GENERIQUES POUR UN EMETTEUR D'UN NŒUD DE CAPTEUR ET IMPLEMENTATION SUR FPGA DE L'ACQUISITION DES DONNEES

Sommaire

3.1	Introduction	99
3.2	Filières technologiques possibles pour la réalisation des circuits 60 GHz	100
3.3	Conception de l'oscillateur.....	101
3.3.1	Oscillateur basé sur une résistance différentielle négative (RDN)	101
3.3.2	Conditions d'oscillation en termes de coefficient de réflexion.....	102
3.3.3	Conception d'un oscillateur à 30GHz utilisant la filière technologie CMOS 65nm SOI de ST-M	103
3.4	Conception du doubleur de fréquence.....	107
3.4.1	Analyse des non linéarités mises en jeu par un doubleur de fréquence actif.....	108
3.4.2	Simulation du doubleur de fréquence utilisant la filière CMOS 65nm SOI.....	111
3.5	Conception de l'amplificateur de moyenne puissance	113
3.5.1	Classe de fonctionnement des amplificateurs.....	115
3.5.2	Rendement en puissance ajoutée.....	115
3.5.3	Non-linéarité.....	115
3.5.4	Conception de l'amplificateur moyenne puissance moyenne utilisant un montage de type cascode en filière CMOS 65nm SOI.....	116
3.6	Conception du générateur d'impulsions.....	121
3.6.1	Classification de la Génération d'impulsions.....	121
3.6.2	Conception du générateur d'impulsions utilisant la filière CMOS 65nm SOI.....	124
3.7	Oscillateur déclenché par des impulsions très courtes	127
3.8	Amplificateur de moyenne puissance moyenne commandé par un générateur d'impulsions	129
3.9	Layout de l'émetteur ULB à 60 GHz utilisant la filière CMOS 65nm SOI	130
3.10	Emetteur ULB millimétrique utilisant la filière GaAs D01PH	131
3.10.1	Emetteur ULB à 30GHz	131
3.10.2	Emetteur ULB à 60GHz	136
3.11	Implémentation sous FPGA de l'acquisition des données.....	137
3.12	Conclusion.....	142
3.13	Bibliographie du chapitre III	143

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous détaillons les différents circuits constituant l'émetteur du module radio 60 GHz en filière CMOS SOI 65nm, aussi que l'implémentation sous FPGA de la détermination du seuil de décision et la partie pour la synchronisation du récepteur.

Les circuits ont été conçus avec la plateforme de simulation ADS de Agilent technologies et les masques ont été réalisés sous le logiciel cadence

3.2 Filières technologiques possibles pour la réalisation des circuits 60 GHz

Les communications sans fil pour les réseaux large bande personnels (WPANs) connaissent une croissance rapide et trouvent un grand l'intérêt dans la bande millimétrique en utilisant des circuits intégrés en filière silicium avancée. Bien que l'exploitation dans ces bandes de fréquences aient été dans un premier temps réservée aux semi-conducteurs de type III-V en raison de leur mobilité d'électronique supérieure, de la tension de claquage plus élevée et du substrat semi-isolant (10^7 - $10^8 \Omega$ -cm) presque parfait, les filières silicium CMOS et BiCMOS avancées offrent maintenant aussi des potentialités dans ces bandes millimétriques.

Nous présentons figure 3.1 l'état de l'art niveau des fréquences de coupures F_{\max} et F_t des filières technologiques III-V et silicium.

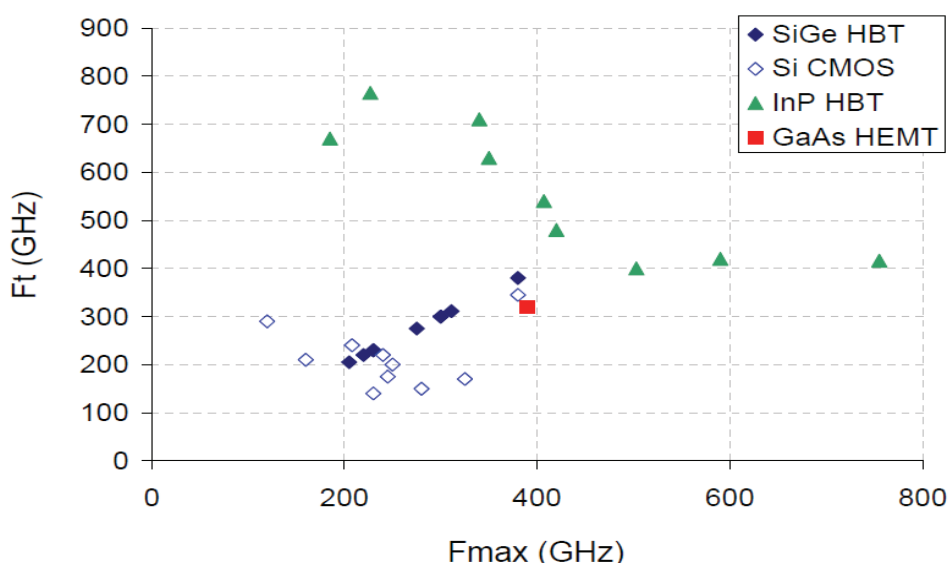


Figure 3.1 F_t/F_{\max} des filières III-V et Silicium

Pour notre système de réseau de capteurs, nous avons choisi d'utiliser la filière CMOS 65nm SOI de STM, qui possède les fréquences de coupure $F_t=150\text{GHz}$ et $F_{\max}=180\text{GHz}$, pour la conception des différents circuits génériques d'émetteur/récepteur du nœud de capteur. Les principaux avantages de la technologie CMOS SOI est l'isolement entre le substrat et la région active et la faible consommation.

La conception des circuits a été effectuée sous la plateforme de simulation ADS de Agilent Eesof EDA.

3.3 Conception de l'oscillateur

3.3.1 Oscillateur basé sur une résistance différentielle négative (RDN)

La conception d'oscillateur basé sur la création d'une résistance différentielle négative (RDN) est une solution largement utilisée pour la réalisation d'oscillateurs en micro-onde. Le schéma de principe d'un oscillateur à RDN est illustré figure 3.2. La résistance différentielle négative évolue en fonction de l'amplitude du courant circulant dans le circuit et de la fréquence. Elle peut s'écrire de la façon suivante :

$$Z_{IN}(A,\omega)=R_{IN}(A,\omega)+jX_{IN}(A,\omega) \quad (3.1)$$

Avec $R_{IN}(A,\omega)<0$

Le circuit de charge de l'oscillateur est représenté par l'impédance définie par

$$Z_L(\omega)=R_L(\omega)+jX_L(\omega) \quad (3.2)$$

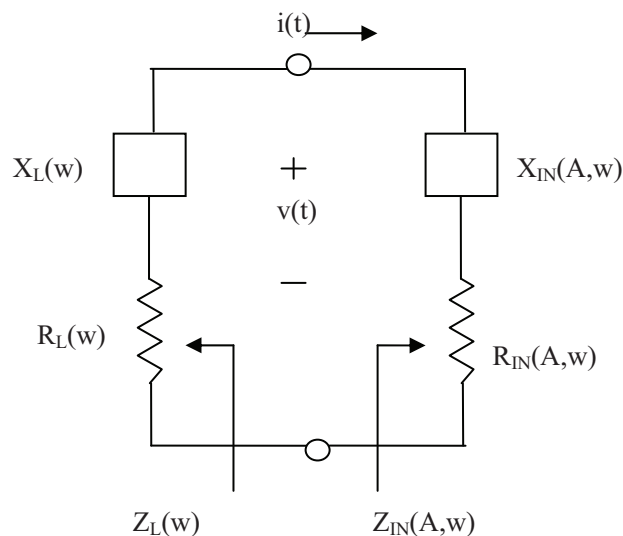


Figure 3.2 Schéma de principe de l'oscillateur de résistance négative.

Si $R_L(\omega)+ R_{IN}(A,\omega)>0$

La résistance de boucle totale ($R_L(\omega)+ R_{IN}(A,\omega)$) cf figure 3.2) est positive et dans ce cas l'oscillation ne peut pas exister.

Pour que les oscillations puissent démarrer nous devons respecter la condition suivante :

$$R_L(w) + R_{IN}(A, w) < 0$$

Nous obtenons une oscillation à la fréquence (w_0) dans le cas suivant:

(condition d'oscillation)

$$Z_{IN}(A_0, w_0) + Z_L(w_0) = 0 \quad (3.3)$$

En substituant (3.1) et (3.2) en (3.3), les conditions d'oscillation peut s'écrire comme

$$R_{IN}(A_0, w_0) + R_L(w_0) = 0 \quad (3.4)$$

$$\text{Et } X_{IN}(A_0, w_0) + X_L(w_0) = 0 \quad (3.5)$$

La fréquence d'oscillation déterminée par (3.4) et (3.5) peut ne pas être stable. En effet, pour garantir une oscillation stable, Kurokawa [1] a montré que la stabilité de l'oscillation est obtenue si l'inégalité ci-dessous est respectée :

$$\left. \frac{\partial X_L(w)}{\partial w} \right|_{w=w_0} + \left. \frac{\partial X_{IN}(w)}{\partial w} \right|_{w=w_0} > 0 \quad \text{et} \quad \left. \frac{\partial |R_{in}(A, w_0)|}{\partial A} \right| < 0 \quad (3.6)$$

En supposant bien sur que la condition d'oscillation (3.4 et 3.5) est satisfaite

3.3.2 Conditions d'oscillation en termes de coefficient de réflexion

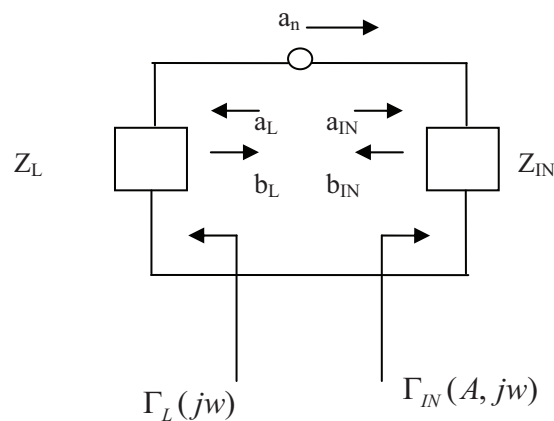


Figure 3.3 Coefficient de réflexion du circuit

Le coefficient $\Gamma_L(j\omega)$ représente le coefficient de réflexion de charge, et $\Gamma_{IN}(j\omega)$ est le coefficient de réflexion d'entrée de l'élément actif.

$\Gamma_L(j\omega)$ est associé à Z_L , et $\Gamma_{IN}(A, j\omega)$ est associé à Z_{IN} .

Les conditions d'oscillations (3.4 et 3.5) peuvent être exprimées en utilisant les coefficients de réflexions de la façon suivante :

$$|\Gamma_{IN}(A_0, \omega_0)| * |\Gamma_L(\omega_0)| = 1 \quad (3.7)$$

$$phase(\Gamma_{IN}(A_0, \omega_0)) + phase(\Gamma_L(\omega_0)) = 0 \quad (3.8)$$

La condition de démarrage des oscillations peut s'exprimer de la façon suivante:

$$|\Gamma_{IN}(A_0, \omega_0)| * |\Gamma_L(\omega_0)| \geq 1.2$$

3.3.3 Conception d'un oscillateur à 30GHz utilisant la filière technologie CMOS 65nm SOI de ST-M

Pour réaliser une source à la fréquence de 60GHz, on peut utiliser soit un oscillateur fonctionnant à la fréquence fondamentale de 60GHz, soit un oscillateur à 30GHz suivi d'un doubleur de fréquence. Pour les oscillateurs en technologie MMIC, le coefficient de qualité diminue (pour le même type du circuit d'accord) avec l'augmentation de la fréquence, puisque le circuit d'accord présente plus de pertes aux fréquences élevées. Pour palier ce problème, la solution est d'utiliser un oscillateur fonctionnant à plus basse fréquence suivi d'un multiplicateur de fréquence (avec une bonne efficacité de conversion si possible).

Nous avons choisi de réaliser un oscillateur à 30 GHz suivi d'un doubleur de fréquence, pour faciliter la synchronisation de l'oscillateur par injection (cf fin du chapitre).

La démarche de la conception de la « RDN » de l'oscillateur à 30GHz est la suivante :

1. Choisir la topologie de la RDN (source commun, grille commun ou drain commun) pour obtenir une zone d'instabilité autour de la fréquence d'oscillation.
2. Ajouter des éléments séries ou de contre réaction pour obtenir $|\Gamma_{RDN}| > 1.2$ (en supposant que le circuit d'accord est sans perte)
3. Ajouter le circuit d'accord, dans notre cas, le circuit d'accord est un stub en circuit ouvert pour fixer la fréquence de résonance [2][3]

$$X_L(\omega_0) = -X_{IN}(\omega_0)$$

Un schéma électrique de l'oscillateur complet est présenté figure 3.4. L'architecture de la RDN que nous avons choisie est basée sur une topologie à grille commune. Nous avons optimisé la longueur des lignes d'alimentation au niveau de la source et du drain du transistor et de la ligne se situant au niveau de la grille pour obtenir la plage fréquentielle d'instabilité autour de 30 GHz pour laquelle $|\Gamma_{RDN}| > 1.2$ (coefficient de la réflexion de la RDN).

Un stub en circuit ouvert constitue le circuit d'accord. Il est connecté au niveau de la source pour satisfaire la condition d'oscillation

Pour minimiser la longueur de la ligne d'adaptation entre l'oscillateur et le doubleur de fréquence, la charge en sortie d'oscillateur n'est pas de 50 ohm. La charge en sortie d'oscillateur est égale à la valeur complexe conjuguée de la charge d'entrée du doubleur de fréquence.

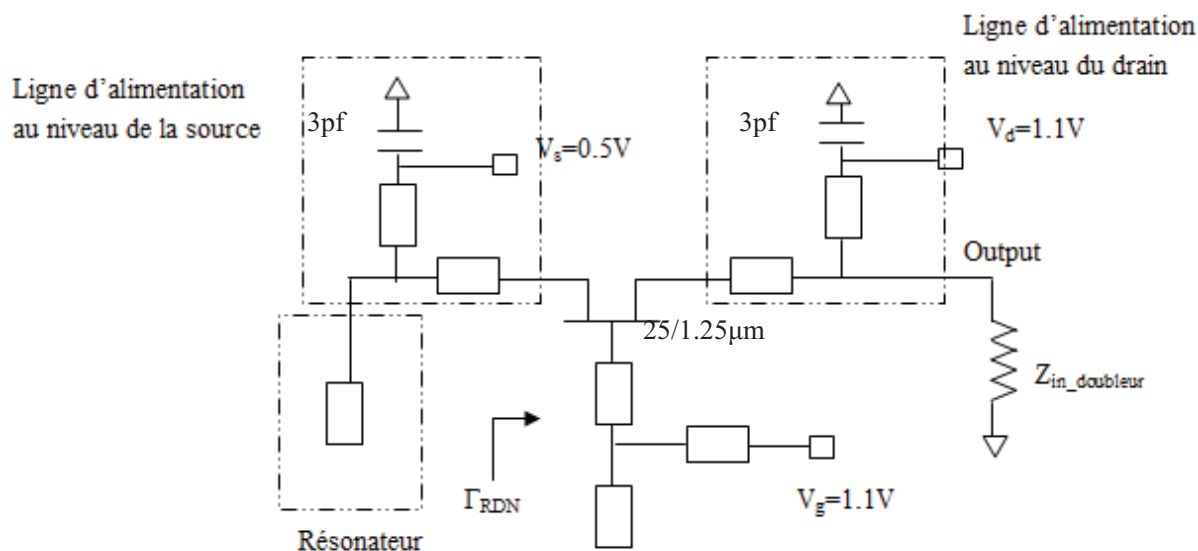


Figure 3.4 Schéma électrique simplifié d'oscillateur à 30 GHz.

1) Résultat concernant la RDN de l'oscillateur

La figure 3.5 présente le schéma électrique simplifié de la RDN simulé

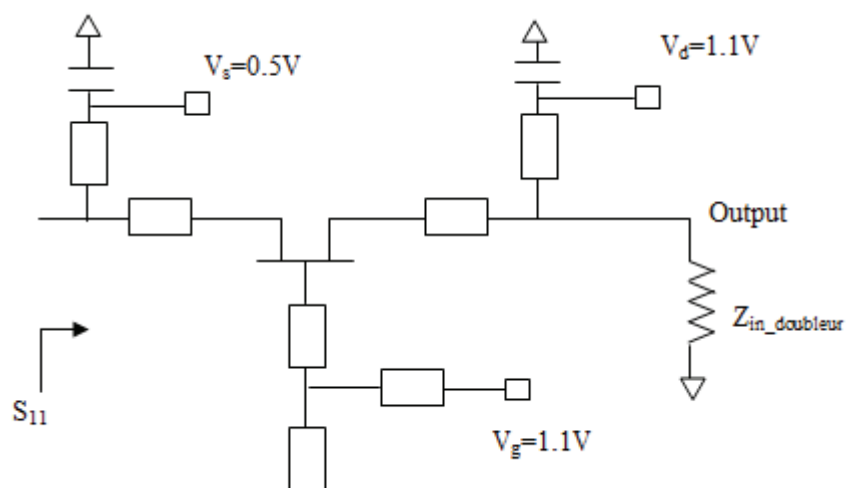


Figure 3.5 Schéma électrique de la RDN

Nous présentons figure 3.6 l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion de la résistance négative différentielle. Nous pouvons constater que nous obtenons un coefficient de la réflexion de la RDN est de l'ordre 1.3 à 30GHz.

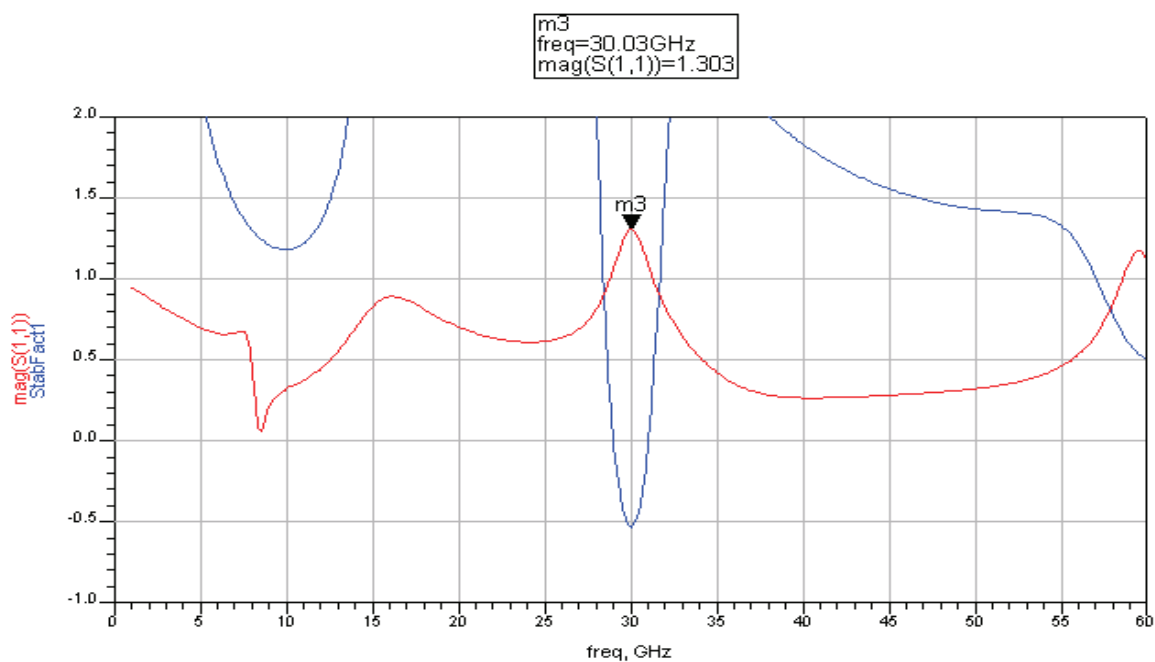


Figure 3.6 Résultats de simulation de coefficient de la réflexion de la RDN

2) Résultats de simulation de l'oscillateur complet. (RDN+ circuit d'accord)

Sous l'environnement ADS, nous devons utiliser le composant « OscTest » pour obtenir les conditions d'oscillation (simulation petit signal), et le composant « OscPort » pour

réaliser une étude non linéaire de l'oscillateur pour déterminer notamment le spectre de sortie de l'oscillateur.

Nous présentons figure 3.7, l'évolution fréquentielle du coefficient du gain de boucle ouverte du circuit (en utilisant le composant OscTest). Le composant OscTest est introduit entre le circuit d'accord et la RDN.

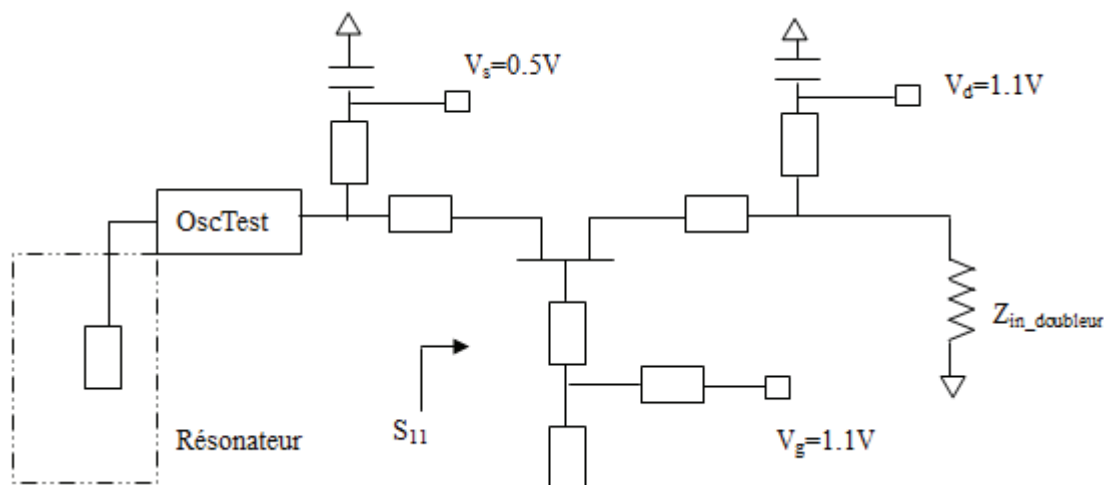


Figure 3.7 schéma électrique petit signal de l'oscillateur

Nous pouvons constater (cf figure 3.8) que le phase de S_{11} est égale à 0 pour la fréquence de 30GHz et que le module du coefficient de réflexion (en boucle ouvert) $|S_{11}|$ est supérieur à 1.1. Nous pouvons considérer que le circuit possède les conditions d'oscillation pour osciller autour de 30GHz.

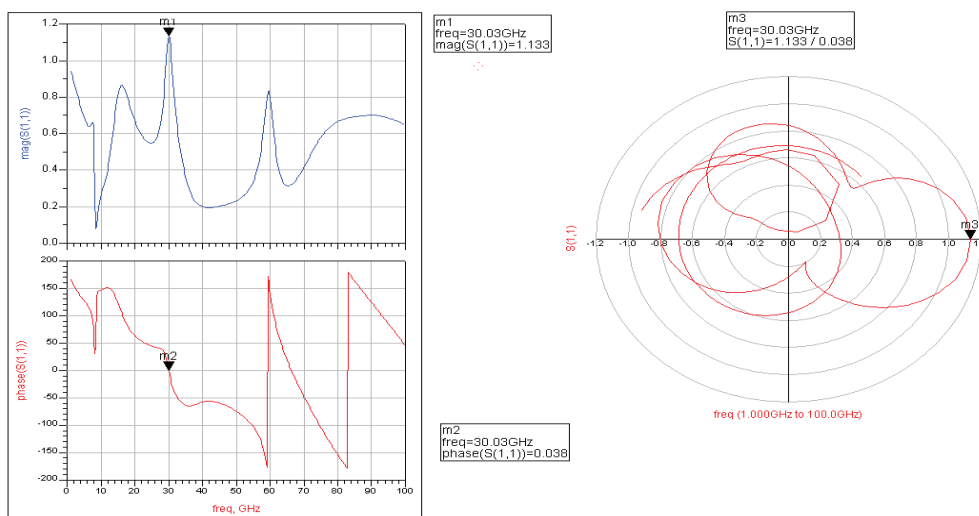


Figure 3.8 Résultats du gain de boucle en ouverte typique utilisant le composant OscTest

Nous remplaçons le composant « OscTest » par le composant « OscPort » pour effectuer les simulations grand signal de type équilibrage harmonique (cf figure 3.9)

La figure 3.10 présente le spectre du signal de sortie de l'oscillateur. Nous obtenons une fréquence d'oscillation à 29.96 GHz avec une puissance de sortie égale à -7.2dBm.

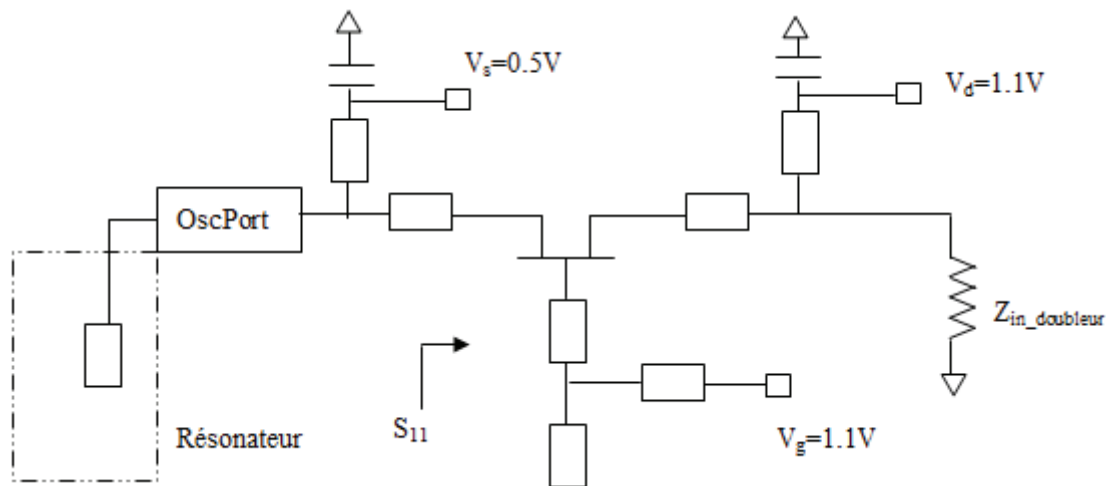


Figure 3.9 Schéma d'OscPort

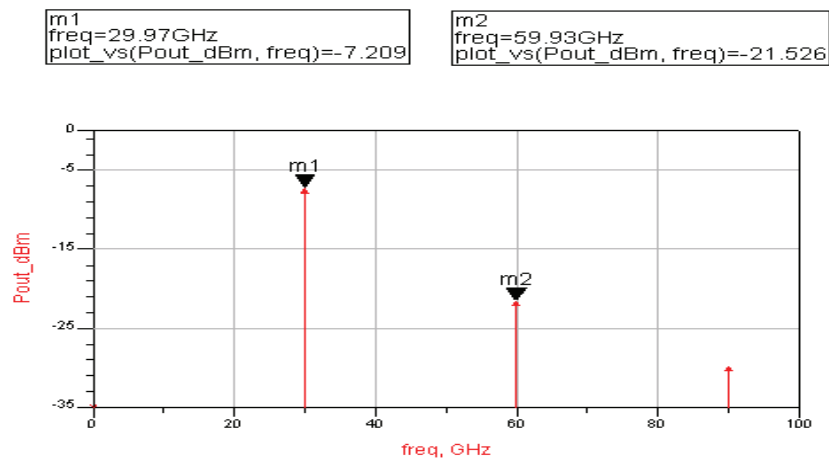


Figure 3.10 Evolution fréquentielle du signal de sortie de l'oscillateur

3.4 Conception du doubleur de fréquence

Les principaux objectifs de conception du doubleur de fréquence sont d'une part un rendement de conversion important et d'autre part une faible consommation d'énergie.

Les doubleurs de fréquences non polarisés, utilisant en générale une diode, sont très utilisés pour leur simplicité de structure. Ce type de doubleur de fréquence possède cependant

des pertes de conversion importantes, ce qui est en partie compensé par une consommation nulle d'énergie continue.

Dans le cas des doubleurs de fréquence actifs, on peut obtenir un gain de conversion de l'ordre de 6 à 9 dB[4].

3.4.1 Analyse des non linéarités mises en jeu par un doubleur de fréquence actif

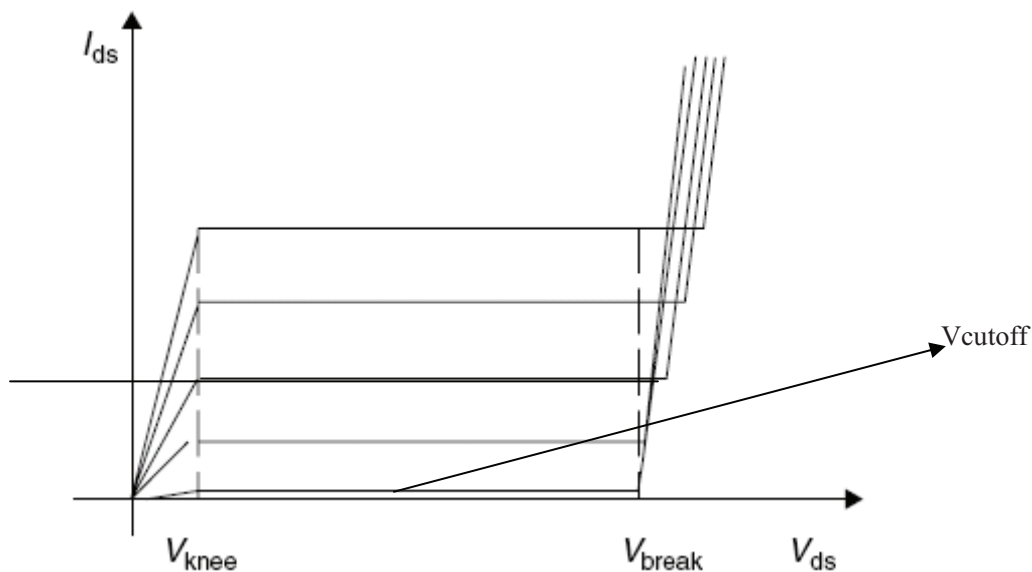


Figure 3.11 I-V de transistor CMOS

La figure 3. 11 présente la courbe de I-V de modèle simplifié d'un transistor CMOS. Le transistor est polarisé proche de la tension de pincement (V_{cutoff}). Pour réduire la complexité de l'analyse on décrit les opérations de multiplication quand le courant en sortie correspond à un fonctionnement idéal en classe B ou C[5].

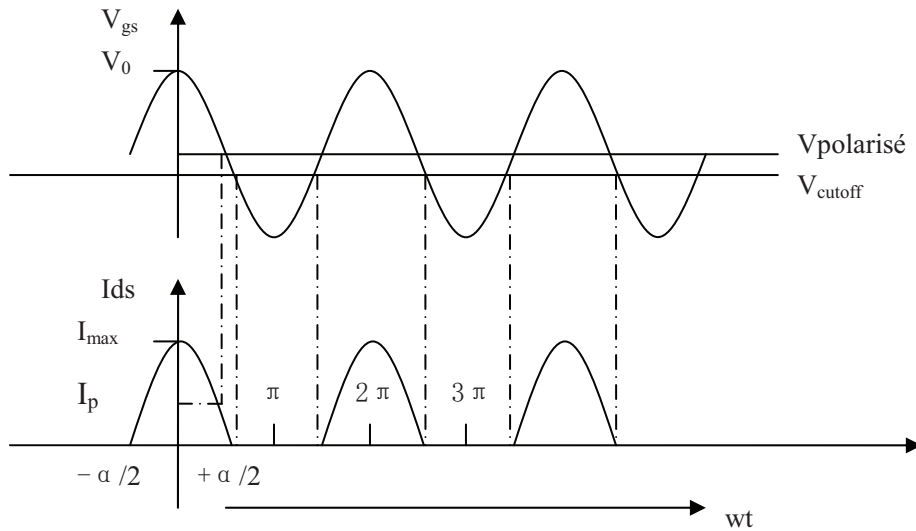


Figure 3.12 Angle de conduction du courant

Dans le cas d'un tel fonctionnement le courant dans le dispositif actif peut être considéré comme une sinusoïdale tronquée. L'angle de conduction, α , indique la portion de cycle du signal RF sur laquelle la conduction se produit [5].

Nous avons choisi d'utiliser une fonction cosinus pour décrire la forme d'onde. Car les points de coupure du courant sont situés à $\omega t = \pm \alpha / 2$.

Au vu de l'angle de conduction du courant en figure 3.12, le courant I_{ds} peut être écrit comme suit:

$$I_{ds}(\theta) = \begin{cases} I_p + I_{pk} * \cos \theta, & -\alpha/2 < \theta < \alpha/2; \\ 0, & -\pi < \theta < -\alpha/2 ; \alpha/2 < \theta < \pi \end{cases} \quad (3.9)$$

$$\text{Ou } \cos(\alpha/2) = -\frac{I_p}{I_{pk}}, \text{ et } I_{pk} = I_{\max} - I_p$$

$$\text{Donc } I_{ds}(\theta) = \begin{cases} \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} * (\cos \theta - \cos(\alpha/2)), & |\theta| < \alpha/2 \\ 0, & -\pi < \theta < -\alpha/2 ; \alpha/2 < \theta < \pi \end{cases} \quad (3.10)$$

La composante DC moyenne peut être calculée par l'analyse de Fourier

$$I_{de} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} * (\cos \theta - \cos(\alpha/2)) d\theta, \quad (3.11)$$

L'amplitude de la nième harmonique est donnée par :

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} * (\cos\theta - \cos(\alpha/2)) \cos n\theta d\theta, \quad (3.12)$$

L'amplitude de la composante du courant continu et des trois premières harmoniques du courant de sortie sont données par les formules suivantes [6]:

$$I_{d,0} = \frac{I_{\max}}{2\pi} \frac{2 \sin(\frac{\alpha}{2}) - \alpha \cos(\frac{\alpha}{2})}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})}$$

$$I_{d,1} = \frac{I_{\max}}{2\pi} \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})}$$

$$I_{d,2} = \frac{I_{\max}}{6\pi} \frac{3 \sin(\frac{\alpha}{2}) - \sin(\frac{3\alpha}{2})}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})}$$

$$I_{d,2} = \frac{I_{\max}}{6\pi} \frac{\sin(\alpha)[1 - \cos(\alpha)]}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})}$$

Dans le cas où $\alpha \leq \pi$ [7]

$$I_{d,0} \cong I_{\max} \frac{2\alpha}{\pi^2}$$

$$I_{d,n} \cong I_{\max} \frac{4\alpha}{\pi^2} \left| \frac{\cos(n\alpha)}{1 - (\frac{2n\alpha}{\pi})^2} \right|, \quad n \geq 1 \quad (3.13)$$

La normalisation des amplitudes du courant continu et des trois premières harmoniques du courant de sortie en fonction de l'angle de conduction α sont également indiqués sur la figure 3.13.

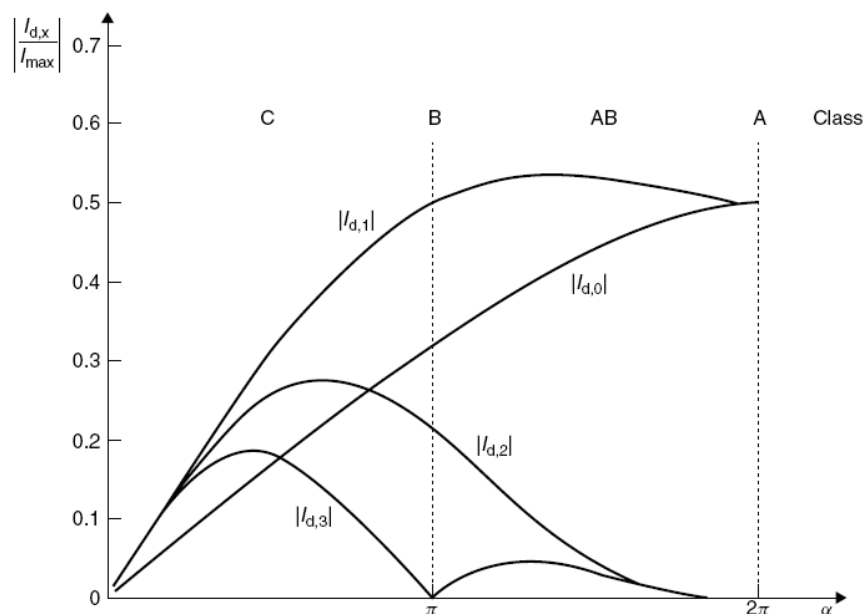


Figure 3.13 Amplitude normalisée des harmoniques de courant de sortie en fonction de l'angle de conduction α

Selon la figure 3.13, pour le meilleur gain de conversion, la polarisation en classe C doit être sélectionnée. Donc pour optimiser les performances du doubleur de fréquence, un angle de fonctionnement d'environ 126 degrés doit être sélectionné. Dans ce cas on obtient une amplitude du courant à la composante harmonique 2 d'environ 0,27 fois celle du courant de sortie maximal. Pour les fréquences élevées (comme par exemple 30 GHz), les éléments parasites du transistor en filière CMOS 65 nm ne sont plus négligeables. De ce fait, on ne peut pas obtenir la valeur exacte de l'angle de conduction optimale théorique, notamment à cause des fuites capacitives.

3.4.2 Simulation du doubleur de fréquence utilisant la filière CMOS 65nm SOI

Nous avons choisi une topologie active de doubleur de fréquence. Le transistor est polarisé en classe C[8]. Le schéma de principe simulé est présenté figure 3.14

Le circuit de sortie permet de filtrer la composante fondamentale et de réaliser une adaptation en puissance sur la 2ème harmonique. Le circuit d'entrée réalise une adaptation en puissance sur le fondamental et un court circuit (dans le plan du transistor) à l'harmonique 2.

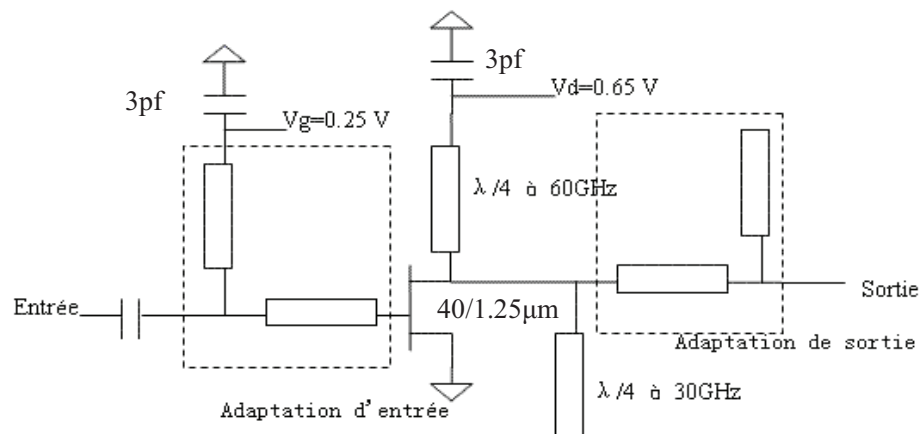


Figure 3.14 Schéma de principe du doubleur de fréquence

Les performances globales de conversion sont présentées figure 3.15. La puissance maximale en sortie à 60GHz est de -2 dBm. La puissance optimale en entrée se situe entre -7 et -3 dBm pour obtenir une réjection maximale de la fréquence fondamentale de 30 GHz d'environ 25 dB. Pour une puissance d'entrée de -6 dBm nous obtenons des pertes de conversion de 2 dB pour une alimentation en classe C ($V_d = 0.65$ V et $V_g = 0,25$ V). La consommation du doubleur de fréquence est seulement de 2mW.

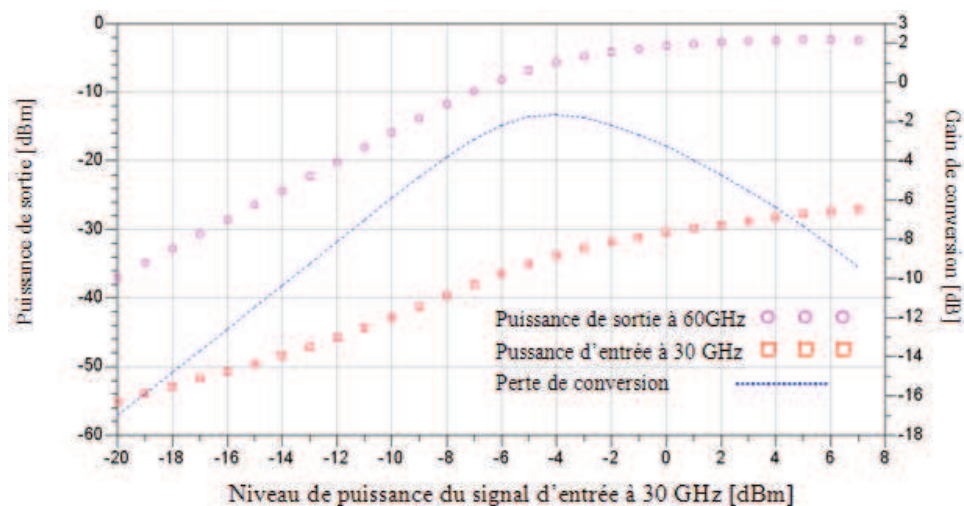


Figure 3.15 Evolution de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale et à l'harmonique 2 en fonction de la puissance du signal d'entrée à 30GHz

3.5 Conception de l'amplificateur de moyenne puissance

Les critères fondamentaux d'un amplificateur de puissance sont les suivants :

- Puissance de sortie (dBm)
- Linéarité de l'amplificateur
- Rendement de puissance ajoutée (PAE)
- Gain

Le tableau 3.1 présente un état de l'art des amplificateurs autour de 60 GHz. Dans ce tableau, pour chaque amplificateur nous indiquons la fréquence de fonctionnement, le gain, le point de compression à -1 dB en sortie, la consommation, la topologie et la filière technologique utilisée.

Les acronymes employés pour les types de topologie sont les suivants :

B : étage base commune

E : étage émetteur commun

S : étage source commune

C : étage cascode

Fréq (GHz)	Gain (dB)	Bande de passante (GHz)	OIP1 (dBm)	Psat (dBm)	Consommation (mW)	Topologie	Filière technologique F_T (GHz)/ F_{MAX} (GHz)	
60	12,5	57-63	17	19,5	960 mW sous 3V	2xS+1C	0.15 μ m pHEMT AsGa	[9]
60	16	57-62	13	15	280 mW sous 2V	2xE+1C	HBT AsGa 93/211	[10]
61,5	10,8		11,3		375 mW sous 2,5	2E	SiGe HBT 0.12 μ m 200/290	[11]
60	12	55-64	2		54 mW sous 1,5V	3xC	0.13 μ m CMOS	[12]
60	18	58-65	13,5	20	248 mW sous 4V	2xC	0.13 μ m BiCMOS 240/300	[13]
60	5,2	52-65	6,4	9,3	40 mW sous 1,5V	3xS	90 nm CMOS 140/170	[14]
60	11,5	50-57	1,5	7	104 mW sous 1,2V	3xS	CMOS 65 nm	[15]
60	30		11,3	13	374 mW sous 1,8V	1C+4E	BiCMOS 0,18 μ m	[16]
61	18,8	58-64	14,5	15,5	132 mW sous 3,3V	2xC	0.25 μ m SiGe HBT 200/200 GHz	[17]

Tableau 3.1 : Etat de l'art des amplificateurs de puissance à 60 GHz

D'après cet état de l'art, les amplificateurs peuvent être réalisés avec tout type de filière technologique. La plupart des amplificateurs de puissance à 60GHz sont fabriqués en technologie III-V ou en technologie filière silicium BiCMOS grâce à leurs hautes performances. Toutefois, la fabrication d'amplificateur de puissance en gamme millimétrique utilisant les technologies CMOS reste attractive pour leur faible consommation. Pour notre application de réseaux de capteurs, la puissance de sortie est d'environ 3dBm ce qui est tout à fait compatible avec une la technologie CMOS avancée.

La conception d'un amplificateur de puissance en technologie CMOS est délicate car la tension d'alimentation aux bornes des transistors est limitée, de l'ordre de 1.2 V pour la filière CMOS 65nm SOI. Cette « faible » valeur limite donc le niveau de puissance de sortie [12] et la linéarité de l'amplificateur. Dans les différentes publications exposées dans le

tableau 3.1, l'étage cascode apparaît comme la structure permettant d'obtenir le maximum de puissance en sortie. Cette topologie réduit le gain inverse S_{12} , ce qui permet d'augmenter le gain maximum disponible et l'isolation

Pour notre application, le niveau de puissance visé est d'environ 3 dBm. Il est donc envisageable de réaliser le circuit avec une filière technologie CMOS 65 nm avec la topologie cascode.

3.5.1 Classe de fonctionnement des amplificateurs

Les classes de fonctionnement sont définies à partir du point de polarisation des composants, il s'agit des amplificateurs analogiques de classe A, B, C, AB,D et E;

Les deux paramètres importants pour un amplificateur de puissance sont le rendement en puissance ajouté, également appelé PAE (Power Added Efficiency) et les non-linéarités.

3.5.2 Rendement en puissance ajoutée

Le rendement en puissance ajoutée (PAE : *Power Added Efficiency*) d'un amplificateur de puissance est défini par l'équation (3.14). Il représente la capacité d'un transistor à transformer l'énergie fournie par les alimentations continues en énergie hyperfréquence. Il se calcule comme le rapport entre la puissance ajoutée par le transistor à la fréquence fondamentale à la puissance délivrée par l'alimentation continue P_{DC} .

$$\eta = \frac{P_S - P_E}{P_{DC}} \quad P_S - P_E : \text{puissance ajoutée} \quad (3.14)$$

Où P_E représente la puissance du signal hyperfréquence en entrée, P_S est la puissance de sortie.

3.5.3 Non-linéarité

Un amplificateur est soumis à des non-linéarités dès qu'on lui applique un fort niveau signal en entrée. Les distorsions créent une compression du gain en puissance (point de compression à 1dB), et génèrent des produits d'intermodulation notamment d'ordre 3.

Dans notre cas l'émetteur fonctionne avec une modulation de type OOK ce qui le rend peu sensible aux phénomènes de non linéarité de l'amplificateur.

3.5.4 Conception de l'amplificateur moyenne puissance moyenne utilisant un montage de type cascode en filière CMOS 65nm SOI

Cette partie décrit la conception d'un amplificateur moyenne puissance basée sur la topologie cascode en filière CMOS 65 nm SOI de STMicroelectronics.

La puissance en sortie du doubleur de fréquence est d'environ -8dBm, nous devons donc utiliser 2 étages cascode pour obtenir une puissance de sortie suffisante d'environ 3dBm, nécessaire pour notre application.

La figure 3.16 présente le schéma de base de l'amplificateur de puissance cascode que nous avons réalisé.

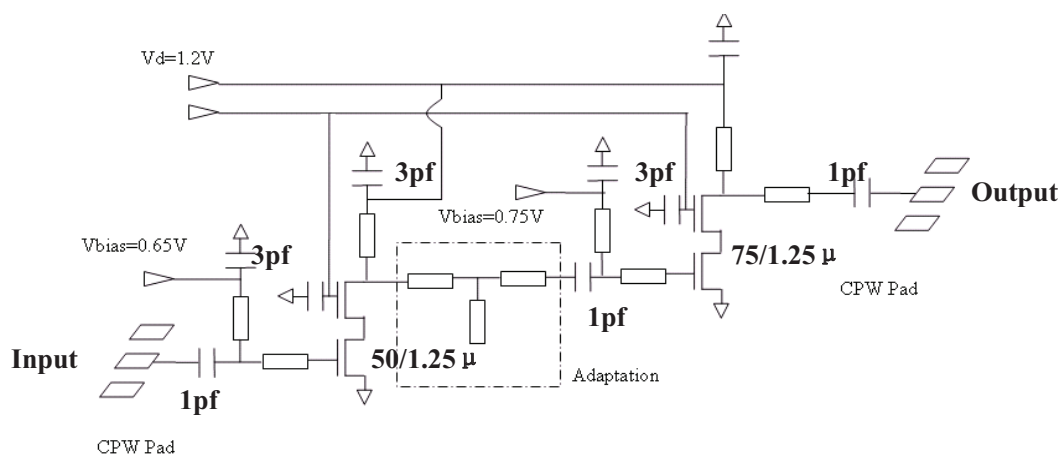


Figure 3.16 Schéma de base de l'amplificateur de puissance cascode

Dans un premier temps on étudie la stabilité de cette « brique » de base constituée des deux transistors montés en cascode et des circuits de polarisation pour ce montage (circuit de polarisation qui serviront à la stabilisation du montage).

1) Stabilité d'un amplificateur

L'étude de la stabilité d'un amplificateur est importante afin d'éviter toute oscillation.

Afin qu'un quadripôle soit inconditionnellement stable il faut que le facteur de Rollett, k [44] soit supérieur à 1 et que le module du déterminant de la matrice de répartition soit inférieur à 1. (condition nécessaire mais pas suffisante pour les systèmes bouclés)

Les critères de stabilité inconditionnelle sont définis par les équations (3.14) et (3.15).

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta S|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.14)$$

$$|\Delta S| < 1, ie|S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}| < 1 \quad (3.15)$$

Si le facteur de Rollett est inférieur à 1, alors le quadripôle est conditionnellement stable.

Figure 3.17 illustre l'évolution fréquentielle du facteur de stabilité de deux étages de l'amplificateur. On peut constater que chaque étage de l'amplificateur est inconditionnellement stable avec les éléments qui servent de circuit de polarisation des transistors (cf figure 3.16)

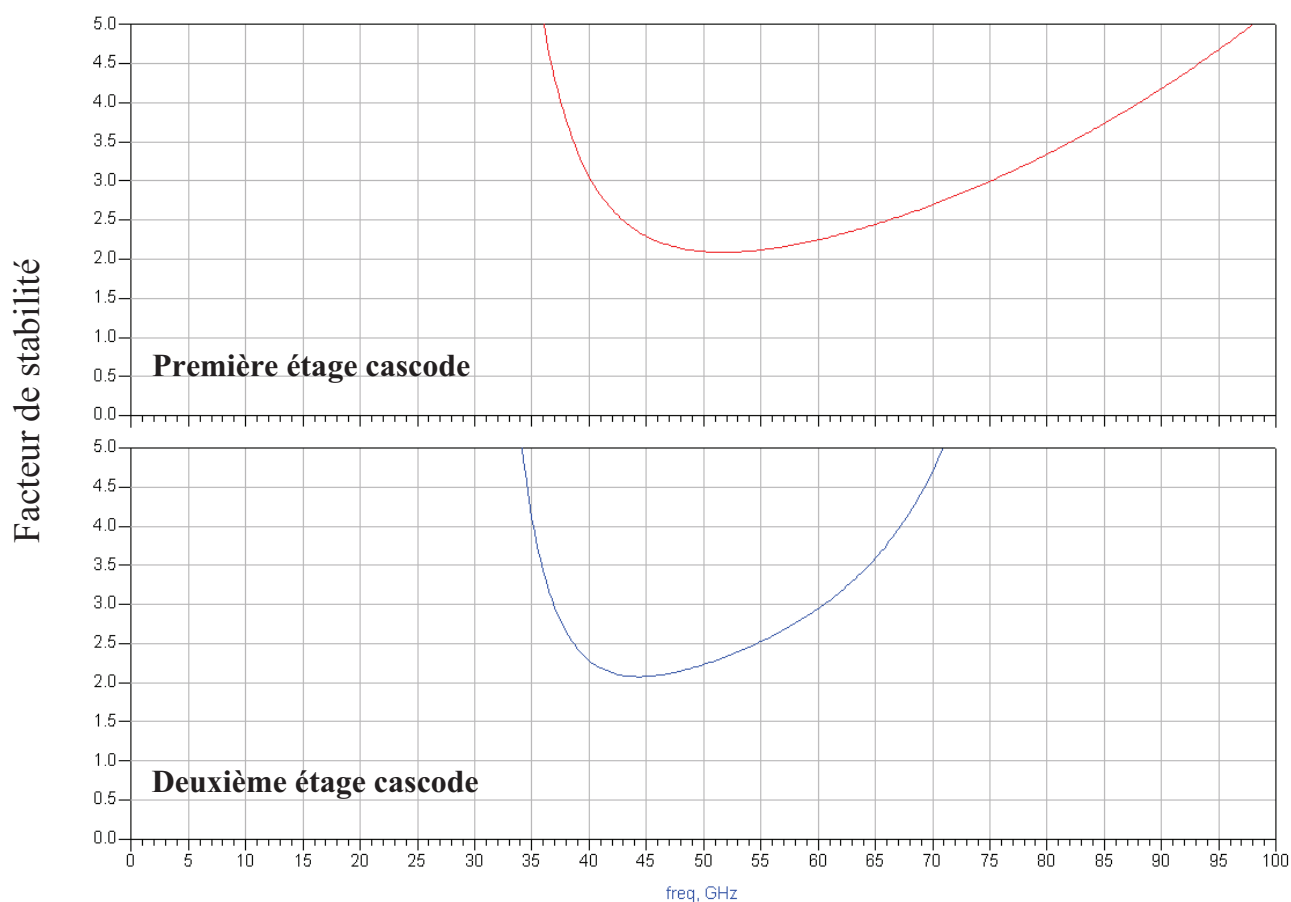


Figure 3.17 stabilité de chaque étage de l'amplificateur

Après avoir étudié la stabilité de l'amplificateur, on doit concevoir l'adaptation de des deux « briques de base » constituant l'amplificateur afin d'obtenir la puissance de sortie souhaitée.

2) Adaptation d'un amplificateur

Il existe deux méthodes d'adaptation pour les amplificateurs (sans prendre en compte le critère du facteur bruit) :

- Adaptation pour obtenir le maximum de gain en puissance disponible. Dans ce cas, il faut présenter les impédances Γ_{ms} et Γ_{mL} en entrée et en sortie (dans l'hypothèse que l'étage soit stable à la fréquence de travail).

- Adaptation pour d'obtenir le maximum de puissance en sortie. Dans ce cas, on utilise la technique du *load pull* pour déterminer l'impédance optimale à présenter en sortie et en entrée.

Nous avons adapté le premier étage cascode au maximum de gain et le second étage cascode au maximum de puissance de sortie.

Afin d'optimiser la puissance de sortie, les transistors du second étage ont un développement plus important que ceux du premier étage. En effet, le premier étage cascode est constitué de deux transistors de 50 doigts de grille (1,25 um par doigt), alors que le deuxième étage comprend deux transistors de grille de 75 doigts (1,25 um par doigt).

La figure 3.18 présente l'évolution fréquentielle théorique des paramètres S_{ij} de l'amplificateur de puissance conçu. Nous obtenons en simulation un gain maximal de 16 dB à 58 GHz. Pour ces performances l'alimentation est de 1,2 V et le courant total est de 29 mA ce qui donne une consommation de 35mW.

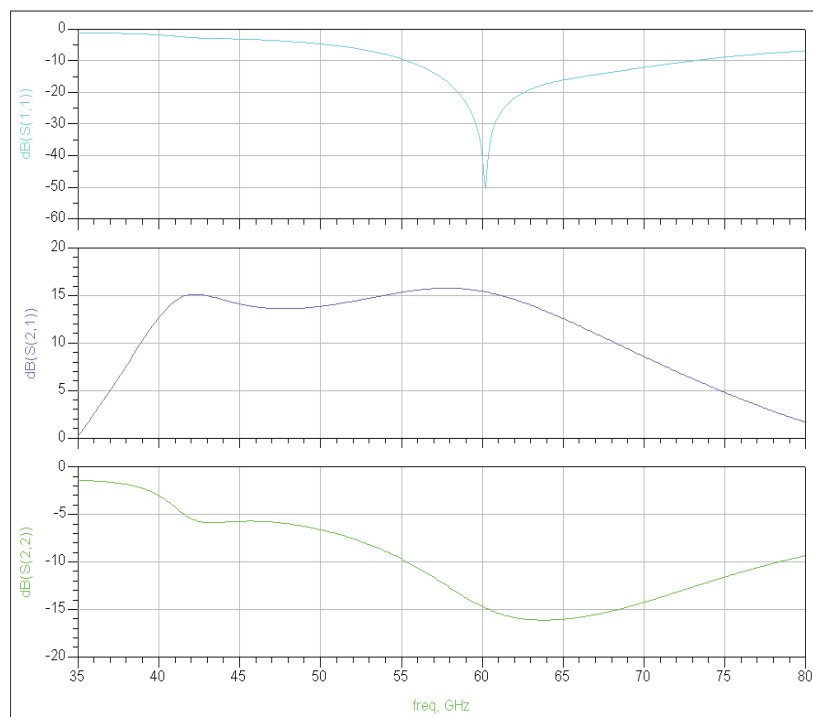


Figure 3.18 l'évolution fréquentielle théorique des paramètres S_{ij} de l'amplificateur de puissance

La figure 3.19 illustre l'évolution théorique de la puissance de sortie et du gain en fonction du niveau de la puissance d'entrée à 60GHz. Nous observons que la puissance de saturation est de 6.7dBm et la puissance de sortie à 1dB de compression est égale à 1.6 dBm.,

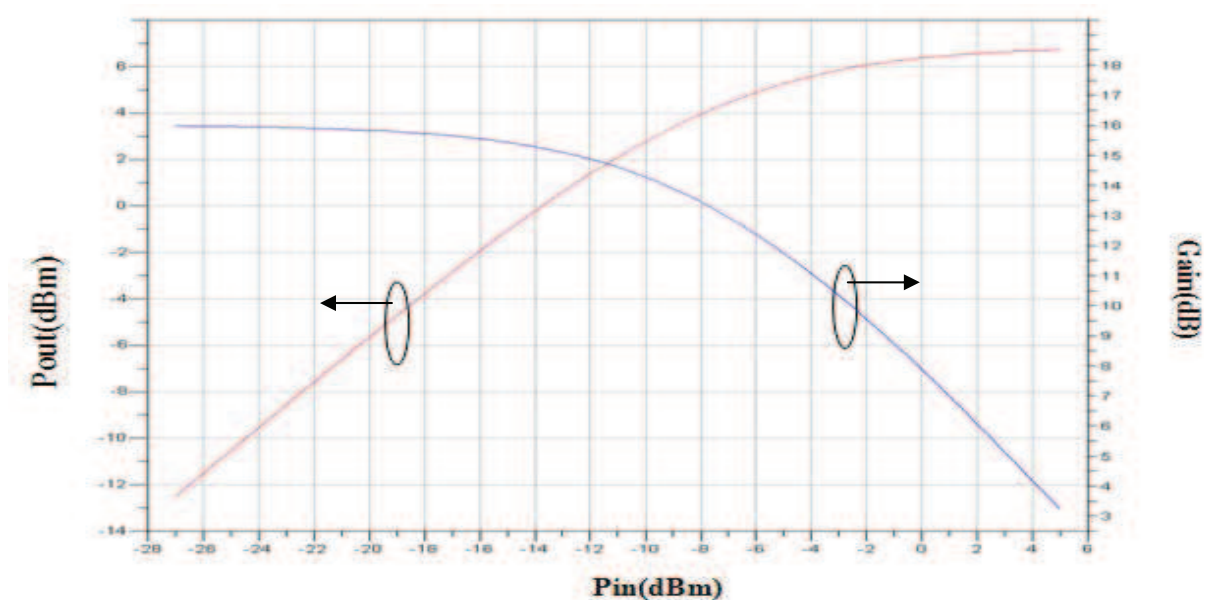


Figure 3.19 Evolution théorique de la puissance de sortie et du gain en fonction de la puissance d'entrée à 60GHz

La figure 3.20 illustre la PAE en fonction du niveau de la puissance d'entrée à 60GHz pour une alimentation de 1.2V.

Nous observons que la valeur maximale de PAE est de l'ordre de 10%.

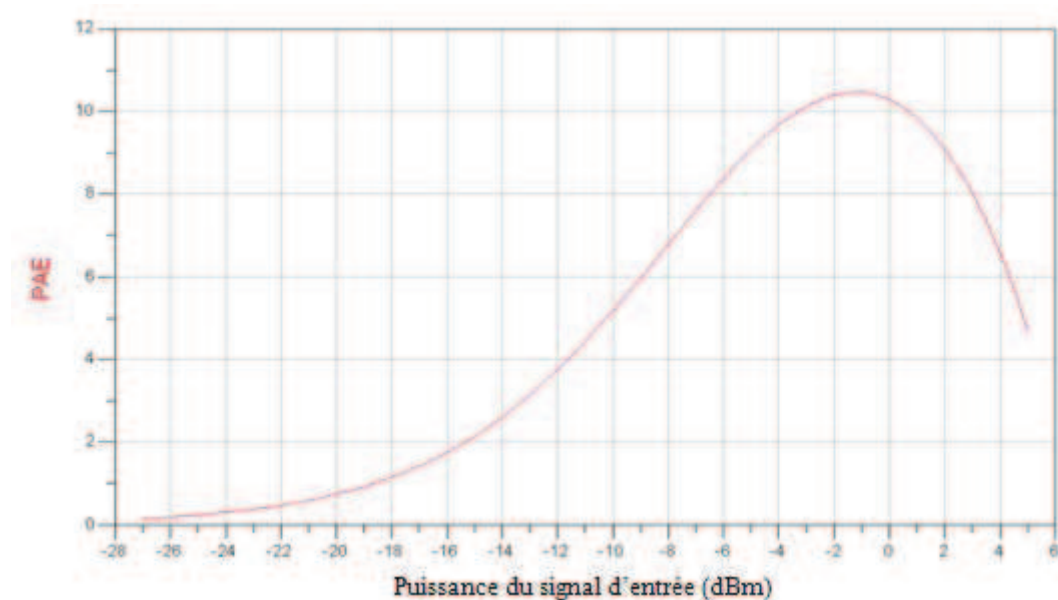


Figure 3.20 PAE en fonction de la puissance d'entrée à 60GHz

Ainsi l'émetteur que nous avons conçu en filière CMOS65 nm SOI composé d'un oscillateur, d'un doubleur de fréquence et de l'amplificateur permet d'émettre une puissance de sortie de 3 dBm.

Nous allons détailler la méthode de modulation de l'émetteur qui permet de minimiser la consommation globale dans la partie 3.7.

3.6 Conception du générateur d'impulsions

La génération d'impulsions subnanosecondes est un élément essentiel des systèmes de communications ULB. Depuis l'ouverture aux Etats-Unis par la FCC du masque fréquentiel « UWB » en 2002 [18], de nombreux travaux portant sur la conception de générateurs d'impulsions sont parus.

La forme typique du signal qui est considérée pour la transmission d'impulsions ULB possède une forme Gaussien[19][20]. Ce signal peut être écrit par (3.29):

$$P(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (3.16)$$

Où, A est l'amplitude

σ^2 est la variance de l'impulsion Gaussien.

3.6.1 Classification de la Génération d'impulsions

Aujourd'hui, plusieurs techniques sont disponibles pour générer des impulsions ULB et différentes solutions pour sculpter la forme temporelle (« pulse shape ») de l'impulsion pour la rendre compatible avec le masque fréquentiel en législation (dans la bande de fréquence 3-10 GHz) sont proposées :

- Par filtrage : dérivations successives, ou filtrage par l'antenne d'une impulsion unipolaire,
- Par construction : sommations successives d'impulsions unipolaires [21-23].
- Par mélange : multiplication d'une porteuse par une impulsion unipolaire [24-30],

Dans la bande de fréquence des 60 GHz, pour l'instant il n'existe pas de masque fréquentiel obligatoire. Donc, une forme d'impulsion de type Gaussien ou monocycle est tout à fait appropriée pour une liaison radio ULB transposée à 60GHz

On peut classer en deux catégories la génération des impulsions :

- ✓ La génération d'impulsion par effet transitoire, à l'aide de diodes

✓ La génération d'impulsion en régime établi, à l'aide de transistors.

1) Générateur d'impulsions à l'aide de diodes

Les diodes sont depuis très longtemps utilisées pour la génération d'impulsions. Leurs caractères non-linéaires permettent sous forte injection de puissance de créer des phénomènes dits « transitoires ».

Une méthode de génération d'impulsions [31][32] est basée sur une diode « step recovery » (SRD). Le générateur d'impulsion complet comprend une diode step recovery, une diode Schottky, un filtre passe haut et un circuit composé de deux morceaux de ligne de propagation dont les longueurs sont choisies judicieusement. (cf figure 3.21). La diode SRD crée un peigne de raie, qui est ensuite filtré (par le circuit CR passe haut). Nous obtenons une impulsion Gaussienne, qui alimente les deux tronçons de lignes de transmission. Une première partie de l'impulsion se propage directement vers la résistance de charge, et l'autre partie de l'impulsion se propage vers le court-circuit. La longueur de cette ligne de transmission est conçue pour obtenir un retard de la propagation, pour l'impulsion provenant du court circuit, égale à la largeur de l'impulsion. Ce qui permet d'obtenir en sortie du générateur une impulsion de type monocycle comme illustré figure 3.22. (puisque l'impulsion est inversée lors de la réflexion au niveau du court-circuit).

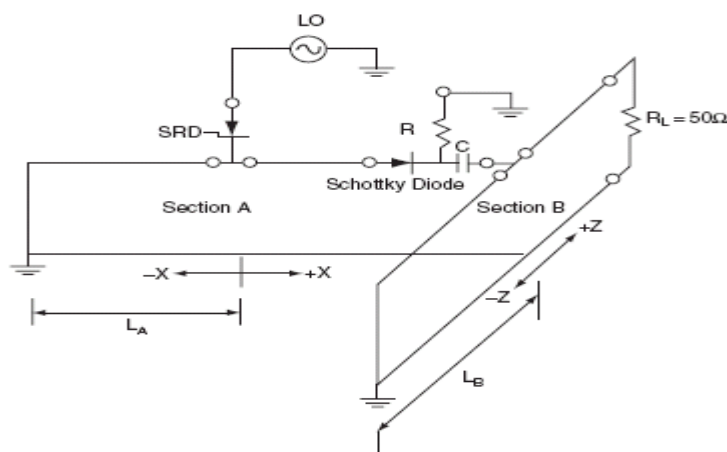


Figure 3.21 Générateur d'impulsion de type Monocycle

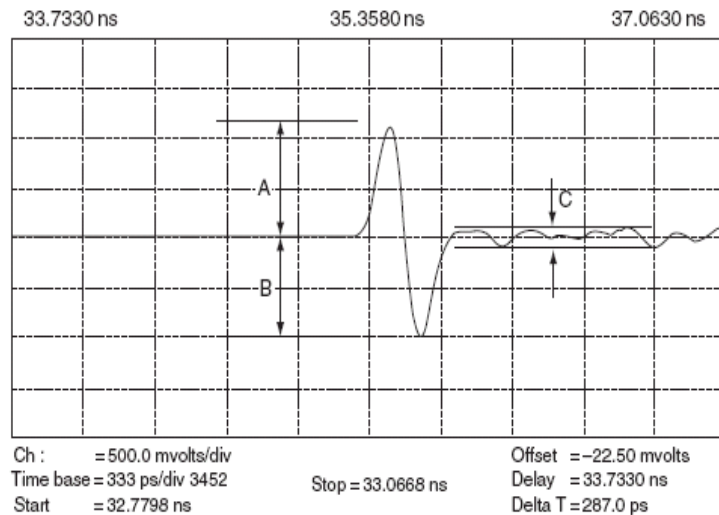


Figure 3.22 Monocycle généré par le circuit présenté Figure 3.17

2) Générateur d'impulsions à base de logique rapide

Cette partie est consacrée aux différentes techniques envisageables pour la génération d'impulsions utilisant des fonctions logiques. Le procédé le plus simple et le plus connu repose sur l'utilisation d'une porte logique recevant deux signaux Q et \bar{Q} provenant par exemple d'une horloge. Q et \bar{Q} sont décalés dans le temps d'une valeur τ . En sortie de la porte logique, une impulsion de largeur τ est générée.

Nous présentons figure 3.23 et 3.24 deux solutions, à base de portes logiques, pour générer des impulsions de très courte durée. [33] Un générateur d'impulsions utilisant des portes logiques nécessite une cellule créant un retard. Ce retard peut être créé soit par un inverseur, soit par l'ajout en parallèle d'une capacité.[35] Si on utilise une capacité variable, on génère un retard variable, nous obtenons donc une impulsion de durée variable. Les topologies de ces deux solutions sont présentées figure 3.25.

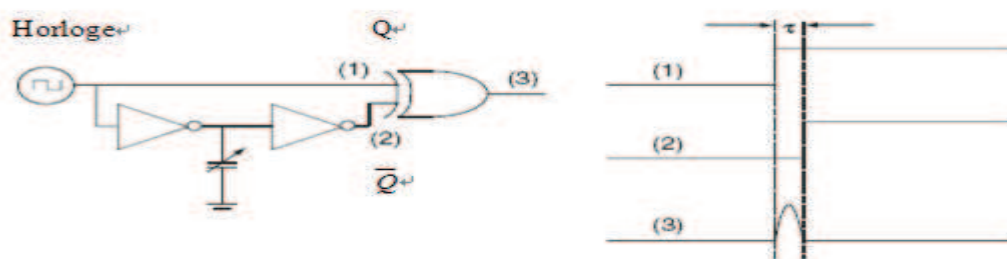


Figure 3.23 impulsions à partir d'une porte XOR

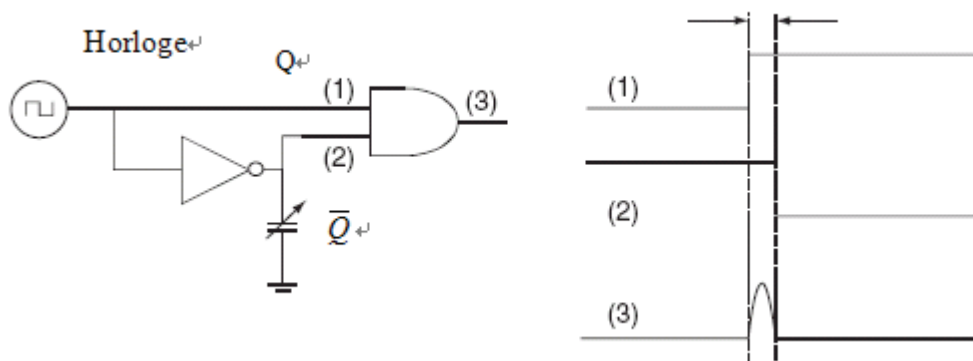


Figure 3.24 impulsions à partir d'une porte AND

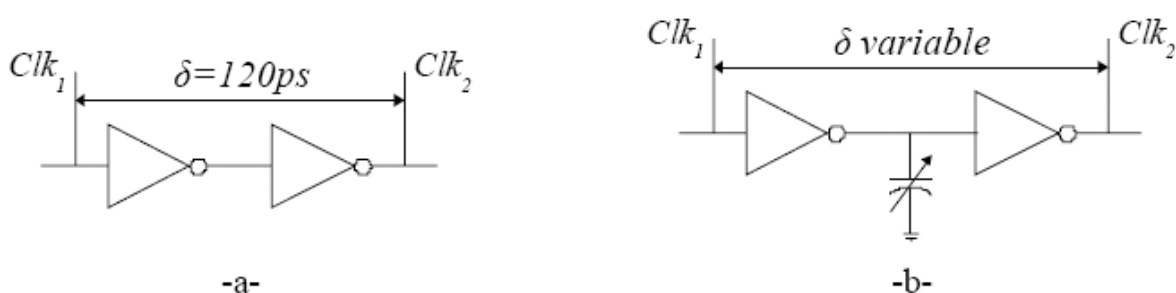


Figure 3.25 Cellule de retard créée soit par des inverseurs (a) soit par une capacité mise en parallèle (b)

Cette approche est massivement utilisée pour la conception de générateurs d'impulsions en bande de base [3,1-10,6] GHz. Elle permet une diminution drastique de la consommation. La consommation est directement liée au taux de répétition des impulsions, et de ce fait au débit. Le standard actuel définit les performances d'un tel générateur en terme de coût énergétique en [nJ/bit]. Cette consommation peut être inférieure à 400 nW [34] pour une modulation OOK incluant l'horloge, correspondant à une consommation de l'ordre du nJ/bit pour un débit de 20 kbps.

3.6.2 Conception du générateur d'impulsions utilisant la filière CMOS 65nm SOI

Nous avons choisi de concevoir un générateur d'impulsions à base de porte logique pour utilisant une filière CMOS 65 nm SOI afin d'obtenir une générateur d'impulsion de très faible consommation. La figure 3.26 présente la topologie de base du générateur d'impulsions [35].

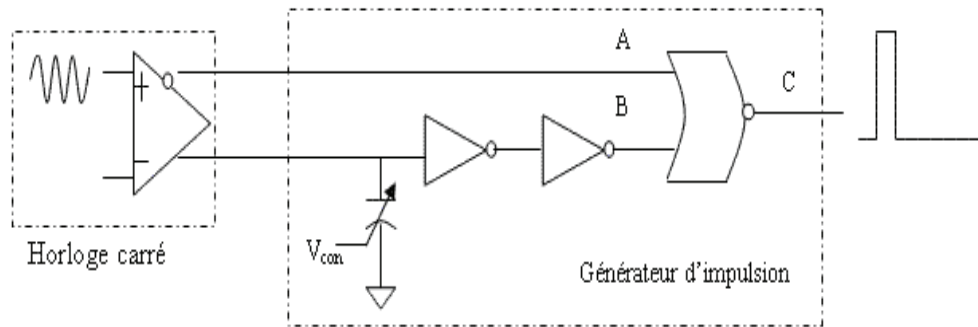


Figure 3.26 Schéma de base du générateur d'impulsions

Un comparateur fournit une horloge carrée avec des sorties complémentaires. Une diode varactor nous permet de retarder l'une des entrées par rapport à l'autre. Ces deux signaux sont appliqués à l'entrée d'une porte NOR qui génère des impulsions de largeur de τ . La Figure 3.27 présente l'évolution temporelle de la tension aux points A, B et C du générateur d'impulsions.

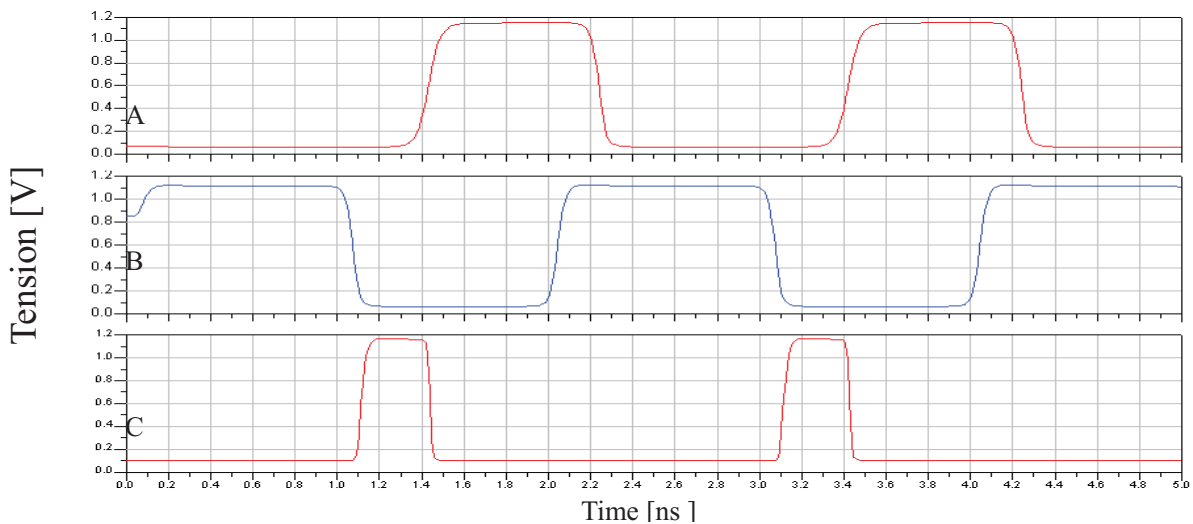


Figure 3.27 Evolution temporelle de la tension aux points A, B et C du générateur d'impulsion

La figure 3.28 présente l'allure temporelle de l'impulsion générée en fonction de la tension de commande au niveau de la diode varactor.

Pour une variation de tension de 0.2V au niveau de la diode varactor, nous obtenons une durée d'impulsion variant de 100 ps à 750 ps avec une amplitude crête de 1.16 V.

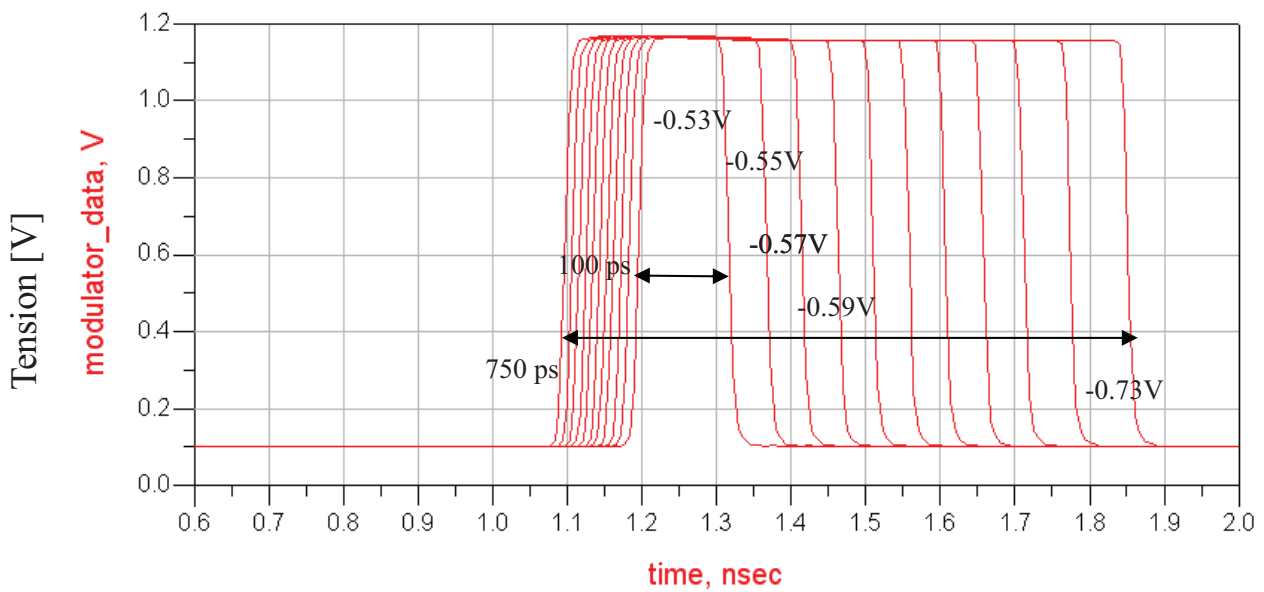


Figure 3.28 Largeur de l'impulsion en fonction de la tension de commande au niveau de la diode varactor.

La variation de la durée de l'impulsion est intéressante car elle permet à l'émission de paramétrer le facteur d'étalement de spectre et de définir la bande passante occupée, et de s'adapter aux différentes normes internationales (dont les bandes passantes sont différentes).

3.7 Oscillateur déclenché par des impulsions très courtes

Cette partie est consacrée à une architecture d'oscillateur déclenché par un train d'impulsion très courte correspondant aux données.

Les intérêts de cette architecture sont les suivantes :

✓ Les impulsions très courtes permettent d'étaler le spectre de sortie afin de diminuer les effets de « fading » au niveau du canal (dans un environnement confiné).

✓ L'utilisation d'une modulation OOK permet de minimiser au maximum la consommation. Dans notre cas la modulation s'effectue par une commande de la tension VGS, c'est-à-dire par une modulation du pincement du canal du transistor. Et non par une commande de la tension VDS classiquement réalisé pour une modulation OOK.

La figure 3.29 présente le schéma de l'oscillateur déclenché par impulsion. Le générateur d'impulsion est connecté au niveau de la grille de transistor. Cette approche permet de dissocier la RDN commandé par le générateur d'impulsion du circuit d'accord qui se situe au niveau de la source. Le problème de cette approche est de minimiser la déformation de l'impulsion au niveau de la grille du transistor, qui nécessite une optimisation des longueurs des lignes connectées au niveau de la grille.

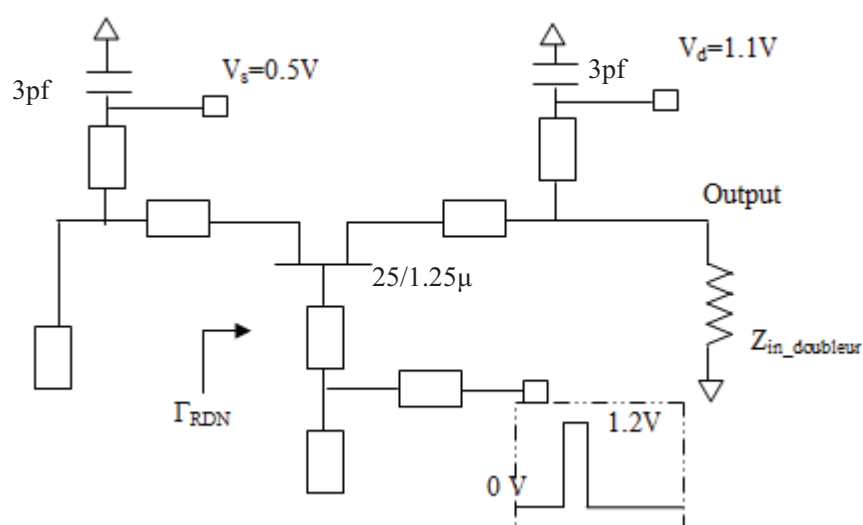


Figure 3.29 Schéma de l'oscillateur modulé par impulsion ULB

La Figure 3.30 présente le signal de sortie de l'oscillateur IR-ULB pour une largeur d'impulsion de 400 ps. On peut constater que lorsque le niveau de tension appliquée sur la grille est égal à 0, l'oscillateur ne fonctionne pas (ce qui est normal puisque pour cette tension il n'existe pas de résistance différentielle négative). Par contre, lorsqu'elle est égale à 1.2V l'oscillation s'établit. Pour un niveau de tension V_{GS} de 1.2V nous créons une résistance différentielle négative et les conditions d'oscillations sont vérifiées

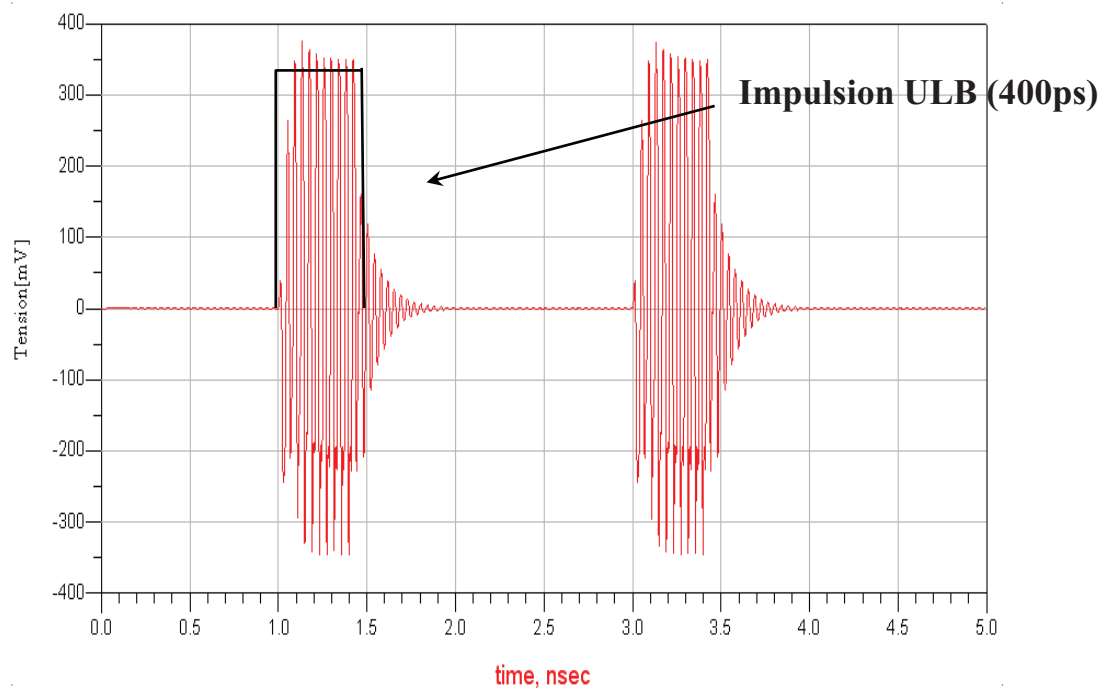
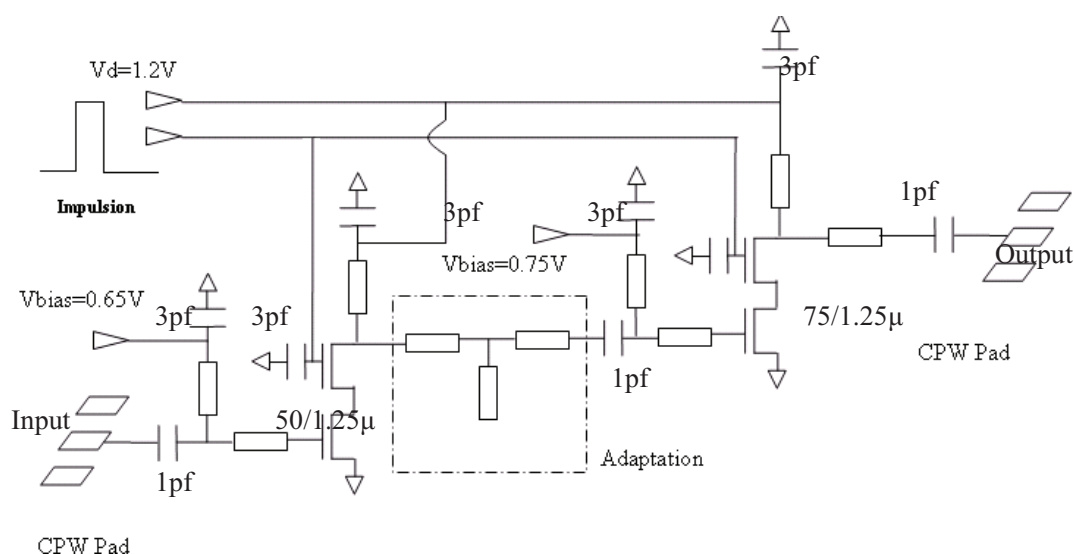


Figure 3.30 Signal temporel en sortie d'oscillateur pour une largeur d'impulsion de 400ps

3.8 Amplificateur de moyenne puissance commandé par un générateur d'impulsions

Afin de minimiser au maximum la consommation de l'émetteur complet la tension v_{gs} de chaque étage cascode de l'amplificateur est déclenchée par le générateur d'impulsions correspondant aux données. Nous commandons les grilles de l'amplificateur par le même générateur d'impulsion que l'oscillateur. La figure 3.31 présente le schéma de principe de l'amplificateur commandé par le générateur d'impulsions.



CPW Pad
Figure 3.31 Schéma de principe de l'amplificateur commandé par le générateur d'impulsions.

Normalement, pour ne pas modifier l'impulsion de sortie, l'impulsion au niveau de l'amplificateur doit être de durée plus importante que celle de l'oscillateur. En effet nous présentons figure 3.32a le signal en sortie d'amplificateur contrôlé par le générateur d'impulsions pour une largeur d'impulsion égale à celle appliquée à l'oscillateur. Nous pouvons constater une légère surtension en fin d'impulsion. Par contre, dans le cas où la largeur de l'impulsion est supérieure à celle appliqué à l'oscillateur le signal de sortie n'est pas déformé.

Toutefois pour notre application, nous avons choisit d'utiliser le même générateur d'impulsion pour l'oscillateur et l'amplificateur. En effet, cette solution permet de simplifier le layout (cf figure 3.33). De plus, au niveau du récepteur, la forme de l'impulsion ULB n'est

pas très importante puisque nous utilisons la méthode basée sur l'intégration maximale de l'énergie et le niveau de cette surtension est inférieur aux niveaux de tensions limites tolérées.

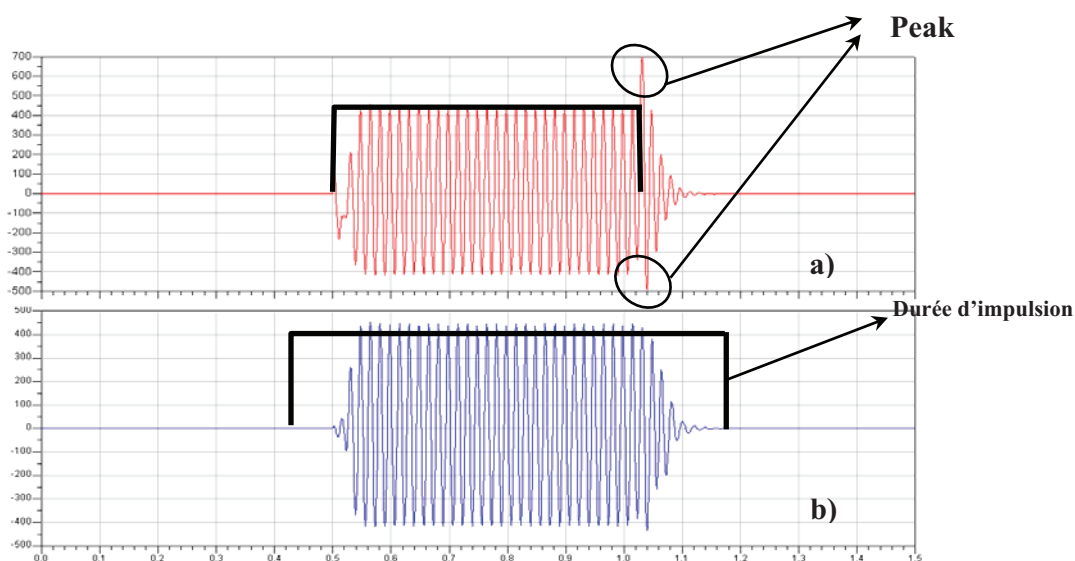


Figure 3.32 Signal en sortie d'amplificateur contrôlé par le générateur d'impulsions

- a) Largeur de l'impulsion au niveau de PA est égale à celle appliquée à l'oscillateur
- b) Largeur de l'impulsion au niveau de PA est supérieure à celle appliquée à l'oscillateur

3.9 Layout de l'émetteur ULB à 60 GHz utilisant la filière CMOS 65nm SOI

La figure 3.33 ci-dessous présente le layout de l'émetteur ULB à 60 GHz utilisant la filière CMOS 65nm SOI.

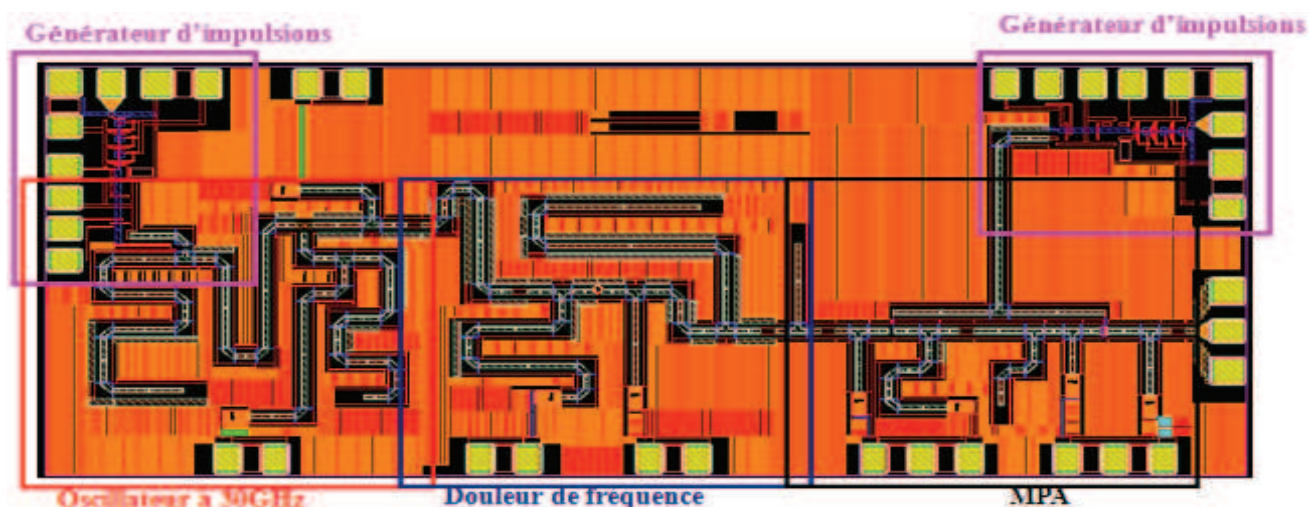


Figure 3.33 Layout de l'émetteur ULB à 60 GHz utilisant la filière CMOS 65nm
SOI(2.5mm*1mm)

Pour une largeur d'impulsion de 500ps et une répétition de fréquence de 500MHz la consommation globale de l'émetteur est de 50 mW.

3.10 Emetteur ULB millimétrique utilisant la filière GaAs D01PH

Dans cette partie nous présentons deux émetteurs ULB utilisant la filière GaAs 0.1 μ m PHEMT D01PH de chez OMMIC (ft = 100GHz). Le premier émetteur ULB fonctionne à 30GHz et le second émetteur fonctionne à 60GHz. Nous avons conçu ces deux circuits afin de valider le concept d'oscillateur et d'amplificateur commandés par des impulsions correspondant aux données. Sachant que l'utilisation de la filière GaAs ne permettra pas d'obtenir une consommation minimale.

3.10.1 Emetteur ULB à 30GHz

La figure 3.34 et la figure 3.35 présentent le schéma de principe et la photographie de l'émetteur ULB à 30GHz que nous avons réalisé en utilisant la filière GaAs pHEMT D01PH

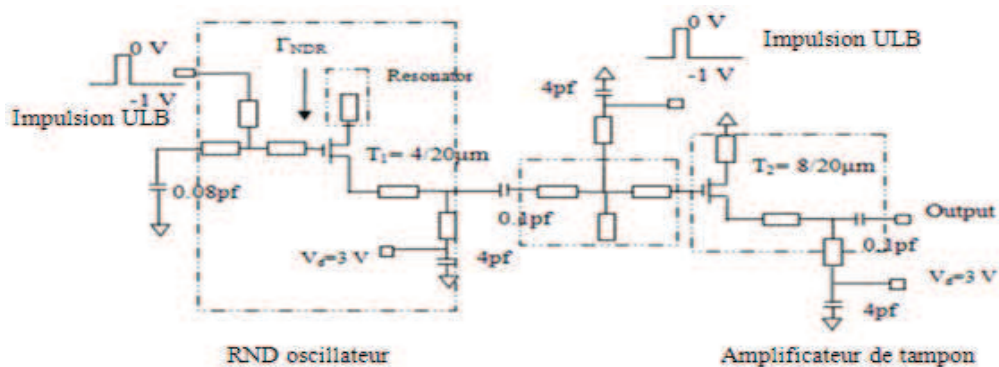


Figure 3.34 Schéma électrique simplifié de l'émetteur ULB à 30GHz

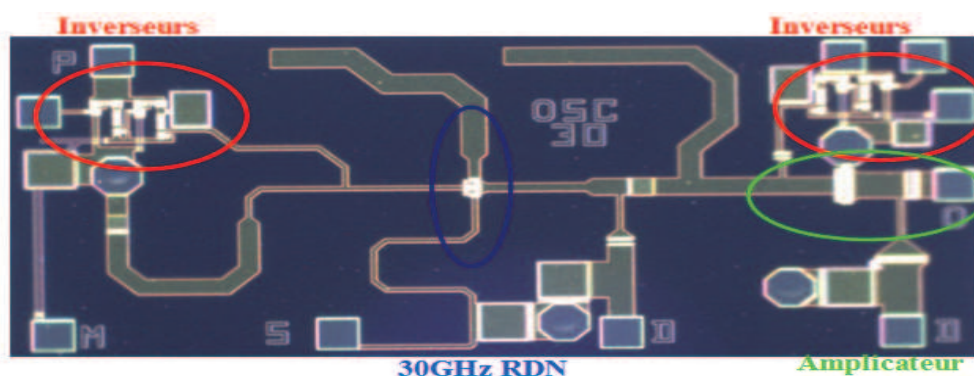


Figure 3.35 Photographie du circuit de l'émetteur ULB à 30GHz

L'émetteur ULB à 30GHz est constitué d'un oscillateur à 30GHz basé sur la création d'une résistance différentielle négative dont la conception est similaire à celle présentée

précédemment et d'un amplificateur de moyenne puissance basé sur une topologie source commune. Pour la conception de ces circuits, nous avons une surface d'AsGa limitée, c'est pour cette raison que nous n'avons pas intégré le générateur d'impulsion. Nous avons seulement introduit deux circuits inverseurs afin de remettre en forme les impulsions de commande au niveau de la grille des transistors de l'oscillateur et de l'amplificateur.

Nous pouvons constater que l'amplificateur n'utilise pas la topologie cascode car les effets des parasites du transistor pour la filière D01PH sont faibles à 60GHz contrairement à la filière CMOS 65nm.

a) Oscillateur

La conception de ce circuit est similaire à celle du circuit en filière CMOS65 nm. Pour ce circuit, la RDN est réalisée par un circuit de grille composé d'un morceau de ligne et d'une capacité reliée à la masse. Sur ce circuit, nous connectons le générateur d'impulsion (plus exactement les 2 circuits inverseurs).

b) Amplificateur

L'amplificateur a été conçu pour obtenir le maximum de gain. La stabilité du transistor est assurée par les circuits de polarisation du transistor.

c) Résultats expérimentaux

La figure 3.36 présente le montage de l'émetteur ULB à 30 GHz

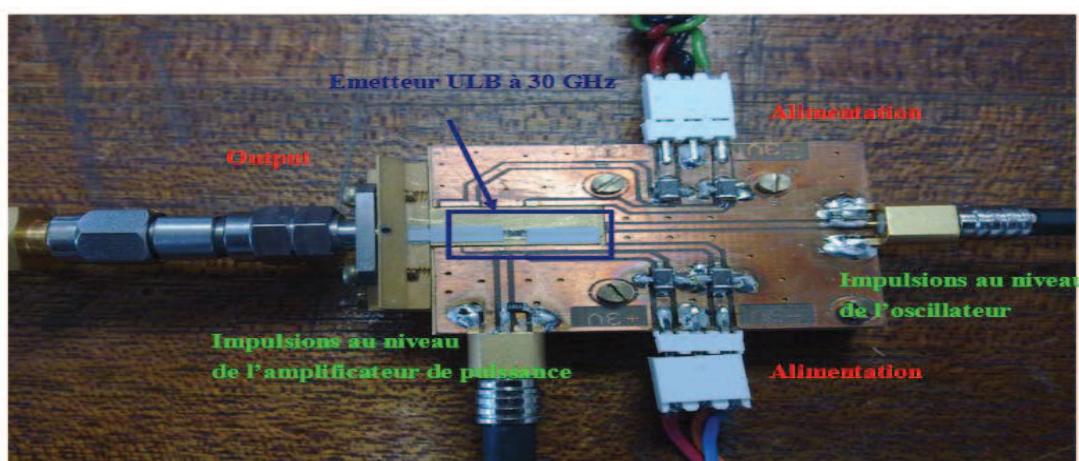


Figure 3.36 Montage de l'émetteur ULB à 30 GHz

La Fig.3.37 présente le signal de sortie dans le domaine temporel de l'émetteur commandé par un générateur d'impulsions périodiques pour une largeur d'impulsion appliquée

à l'amplificateur plus grande que celle appliquée au niveau de l'oscillateur (figure 3.38.a) et pour une largeur d'impulsion appliquée au niveau de l'oscillateur et de l'amplificateur (Figure 3.38.b). Dans les deux cas, nous pouvons constater que l'oscillateur est verrouillé sur le signal du générateur d'impulsion et le signal est moins déformé dans le cas a.

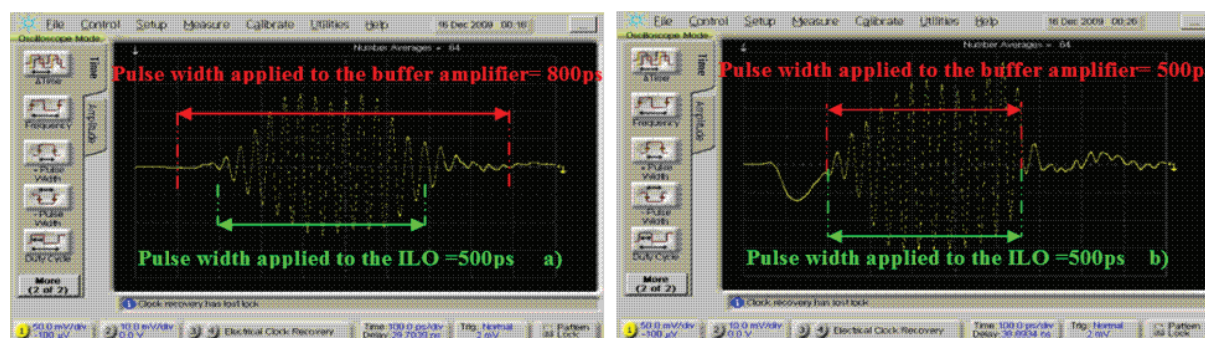


Figure 3.37 Résultats dans le domaine temporel de mesure de l'émetteur à 30GHz

- Largeur de l'impulsion appliquée à l'amplificateur est supérieure celle appliquée au niveau de l'oscillateur (50 mV/ div; 100 ps / div).
- Largeur de l'impulsion appliquée à l'amplificateur est identique à celle appliquée au niveau de l'oscillateur (50 mV / div; 100 PS / div).

Pour le cas a, la fréquence d'oscillation est de 28GHz, la tension crête-crête en sortie est de 318 mV sur une charge de 50 Ω . Un atténuateur de 10 dB est placé entre l'oscilloscope et l'émetteur. Donc la puissance de sortie de l'émetteur est d'environ 7 dBm.

Car nous utilisons Normally-ON pHEMT, la consommation est principalement due aux circuits de remise en forme qui consomment tout le temps. La consommation des inverseurs est de 183mW. Pour une impulsion de 500ps avec une fréquence de répétition de 500 MHz la puissance globale est de 308 mW qui correspond à 0.15 nJ /bit.

Dans le cas où l'oscillateur et l'amplificateur fonctionnent tout le temps (sans modulation au niveau de la tension grille) la consommation globale est égale à 687 mW. Cette consommation correspond à une architecture d'émetteur ULB dont la modulation des impulsions se ferait par l'intermédiaire d'un commutateur. Nous pouvons constater que la solution de déclenchement au niveau de la grille est une solution très intéressante en terme d'économie d'énergie.

Pour cette mesure, nous avons appliqué le train d'impulsion suivant.

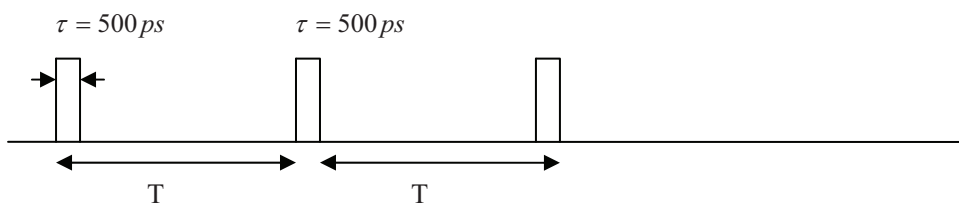


Figure 3.38 Train d'impulsion périodique

τ est la durée d'impulsion. T est le temps de répétition d'impulsion.

Ce train d'impulsion est périodique. Il génère dans le domaine fréquentiel un nombre important d'harmoniques comme illustré figure 3.39.

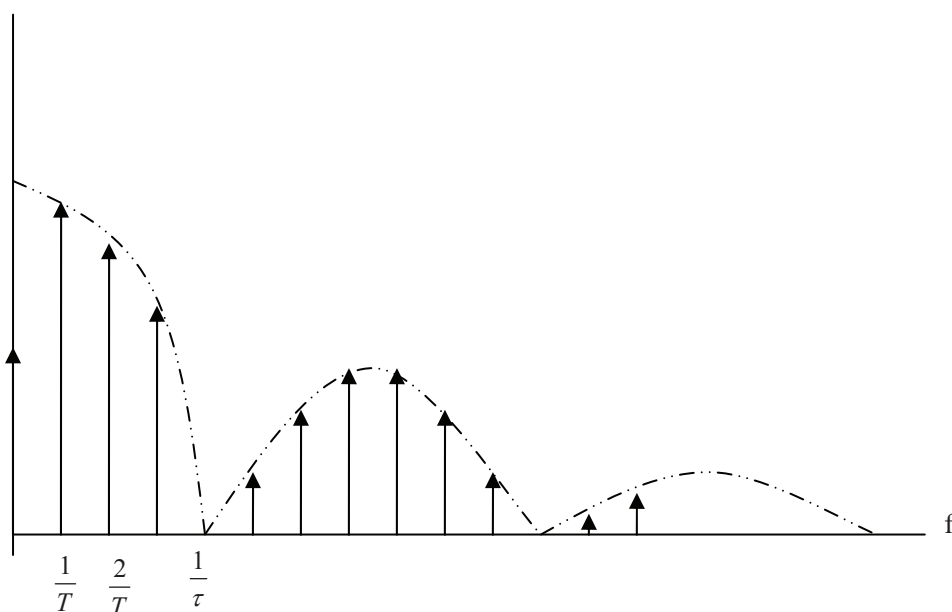


Figure 3.39 Spectre fréquentiel d'un train d'impulsion périodique

L'oscillateur peut se synchroniser sur une des composantes harmoniques créées par le train d'impulsion périodique. Pour vérifier cette synchronisation nous avons modifié la période du train d'impulsion et nous avons remarqué que la fréquence d'oscillation variait (cf tableau 2 ci dessous). D'après ce tableau l'oscillateur peut se synchroniser sur une des composantes harmoniques du générateur des impulsions.

Fréquence de répétition des impulsions (MHz)	Fréquence d'oscillation (GHz)	Verrouillé sur Nième harmonique
10	27.28	2728
15	27.285	1819
20	27.28	1364
30	27.3	909
40	27.28	681
50	27.30	546
100	27.30	273
250	27.25	109
500	27.5	55

Tableau 2 Fréquence d'oscillation de l'oscillateur en fonction des différents fréquences de répétition du générateur d'impulsion.

La figure 3.40 présente le signal de sortie temporel de l'émetteur lorsqu'il est commandé par un train d'impulsion non périodique. (cas d'un train d'impulsion de données)

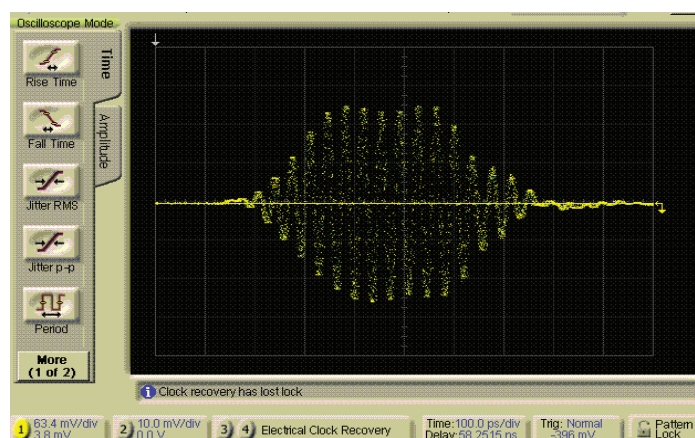


Figure 3.40 Signal de sortie temporel de l'émetteur commandé par un train d'impulsion non périodique (63 mV/ div; 100 ps / div)

D'après cette figure, le signal en sortie de l'émetteur n'est pas réellement verrouillé sur une des harmoniques créées par un train d'impulsions non périodique. Nous avons en fait réalisé un train d'impulsions aléatoires avec une certaine période. Si la période du train d'impulsions aléatoires est courte, le signal peut se verrouiller sur une des composantes harmoniques de la période d'impulsions aléatoires. Toutefois, la puissance du spectre discret du train d'impulsions aléatoires est faible, donc le verrouillage par injection n'est pas entièrement vérifié. Par contre, si la période de la séquence aléatoire est longue, l'oscillateur ne peut pas se verrouiller, ce qui correspond au cas de notre application réseau de capteurs

3.10.2 Emetteur ULB à 60GHz

La figure.3.41 et la figure 3.42 présentent le schéma électrique simplifié de l'émetteur IR-ULB 60GHz et la photographie du circuit utilisant la technologie GaAs PHEMT D01PH de OMMIC.

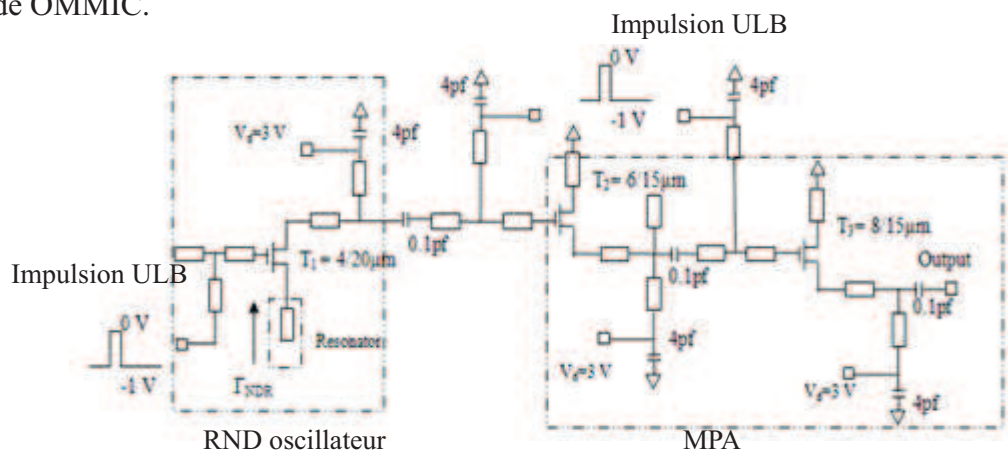


Figure 3.41 Schéma électrique simplifié d'IR-ULB 60GHz émetteur

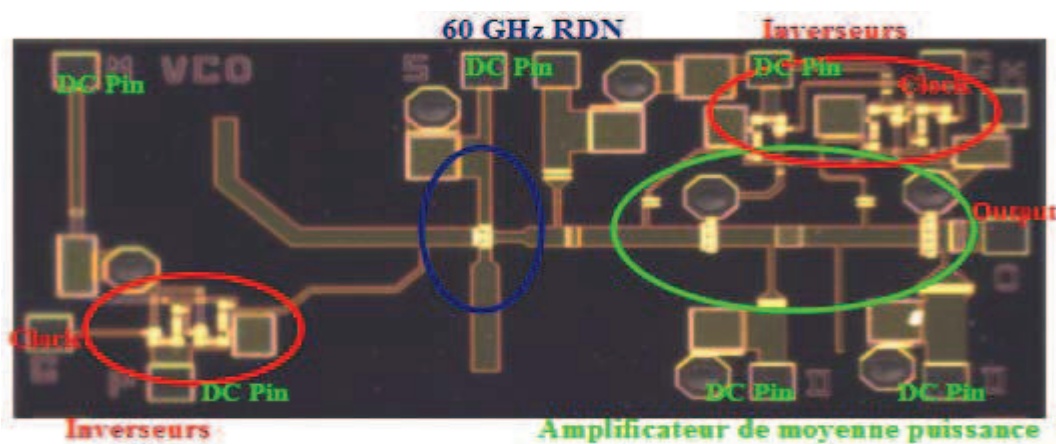


Figure 3.42 Photographie du circuit de l'émetteur IR-ULB 60GHz

L'oscillateur et l'amplificateur ont été conçus de façon similaire au circuit à 30GHz. Deux circuits inverseurs permettent la remise en forme de l'impulsion au niveau de la grille de chacun des transistors.

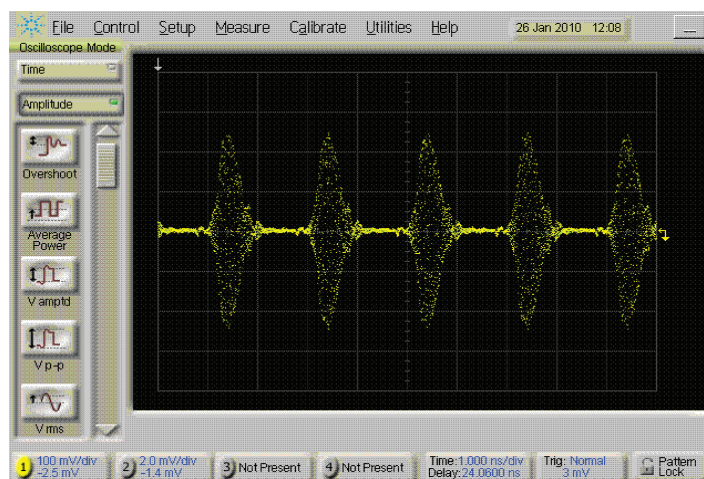


Figure 3.43 Evolution temporelle du signal en sortie de l'émetteur l'IR-ULB 60 GHz
Déclenché par un train d'impulsion périodique(100 mV/ div; 1ns/ div)

La figure.3.43 présente le signal temporel de sortie de l'émetteur l'IR-ULB à 60 GHz lorsqu'il est déclenché par un train d'impulsion dont la largeur des impulsions est égale à 600 ps et la fréquence de répétition est de 500 MHz. Nous pouvons constater que l'oscillateur n'est pas verrouillé comme pour l'oscillateur fonctionnant à 30 GHz. En effet, on peut expliquer ce résultat par le fait que la puissance des composantes harmoniques autour de 60 GHz générées par le générateur d'impulsion est trop faible pour déclencher le verrouillage à 60 GHz.

Ces résultats expérimentaux, ont permis de valider le concept de verrouillage de l'oscillateur en déclenchant les oscillations par une commande en tension appliquée sur la grille du transistor de la RDN. De plus nous avons validé expérimentalement que la largeur d'impulsion appliquée au niveau de l'amplificateur doit être plus grande que celle appliquée à l'oscillateur afin d'obtenir une impulsion non déformée.

3.11 Implémentation sous FPGA de l'acquisition des données.

Dans cette partie, nous présentons l'implémentation sous FPGA de la synchronisation du récepteur, de la détermination de seuil de décision et de l'acquisition des données.

La figure 3.44 présente le schéma du principe du processus d'implémentation sous FPGA. Ce schéma est composé de 2 grandes parties :

La première partie « signaux reçus au niveau du récepteur » a été implémentée pour valider le processus global de d'acquisition des données. Elle génère des impulsions correspondantes à celle provenant de la partie hyperfréquence.

Une ligne à retard permet de retarder ces impulsions au niveau de 8 voies (correspondant aux entrées des 8 intégrateurs (cf chap2)). Le décalage du temps entre chaque voie est de 16ns.

La seconde partie « comparaison et choix du maximum d'énergie » est composé d'un bloc « intégrateur » qui compte les impulsions arrivant sur chacune des voies (8 voies) suivi d'une mémorisation. Ces deux fonctions remplacent l'intégrateur et le convertisseur analogique numérique théorique. A la suite nous utilisons un bloc « comparaison de MAX » qui permet de sélectionner la voie qui possède le nombre maximum d'impulsions comptées.

Pour la validation, nous avons choisi de prendre 32 impulsions de durée 2ns pour définir un 1. Le temps de répétition des impulsions est de 4ns correspondant au débit de 250Mb/s. Donc la durée du symbole est de 256ns ($2*32*2$) correspondant au débit du symbole de 4Ms/s

Pour l'étape de synchronisation nous avons choisi une série de 64 symboles « 1 » successifs.

Figure 3.45 présente le chronogramme des différents signaux au niveau du FPGA.

« Data_in » correspond aux entrées. On commence par une série de 64 symboles « 1 » pour l'étape de synchronisation, ensuite les données arrivent.

« retard_para[0]-retard_para[7] » correspondent aux 8 voies à la sortie de la ligne à retard.

« mem1-mem8 » correspondent aux sorties des 8 compteurs

« MaxL[1]-MaxL[8] » correspondent aux sorties après la comparaison du maximum. Nous pouvons constater que pour cet exemple la voie 1 correspond au maximum d'énergie car la sortie est au niveau 1 (c'est elle qui possède le grand nombre d'impulsion comptées

« 29 »). C'est cette ligne qui est choisie pour récupérer les données (indiquée « ligneOut » figure 3.45).

Pour la démodulation des informations reçues, nous devons déterminer le seuil de décision. D'après la conclusion de chapitre 2, la valeur du seuil de décision est égale à la moitié du niveau d'énergie du signal reçu. Donc dans notre cas, le seuil correspond à la moitié du nombre maximal d'impulsion comptée soit $(29/2)$ on fixe donc le seuil « SeuilMemInt » à 15

« Data1 » correspond aux informations démodulées.

Le chronogramme présenté figure 3.48 valide le processus implémenté sous FPGA, et la méthode de démodulation par intégration d'énergie.

La consommation nécessaire pour la synchronisation et la démodulation des données en utilisant un FPGA Cyclone3 (modèle EP3C100256C6) peut être estimé à 0.53mW, ce qui est une consommation raisonnable pour une application réseau de capteurs.

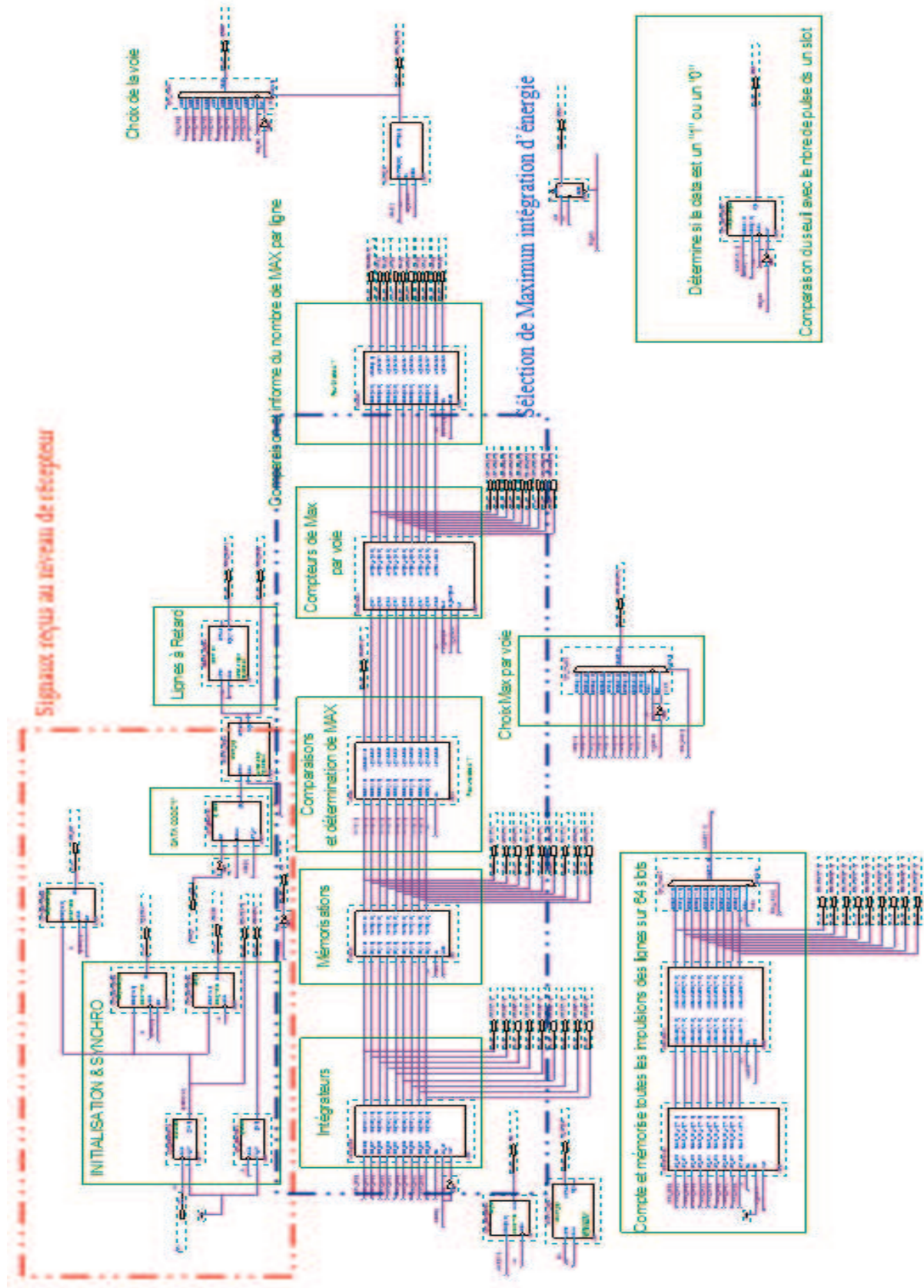


Figure 3.44 Schéma du principe du processus d'implémentation sous FPGA

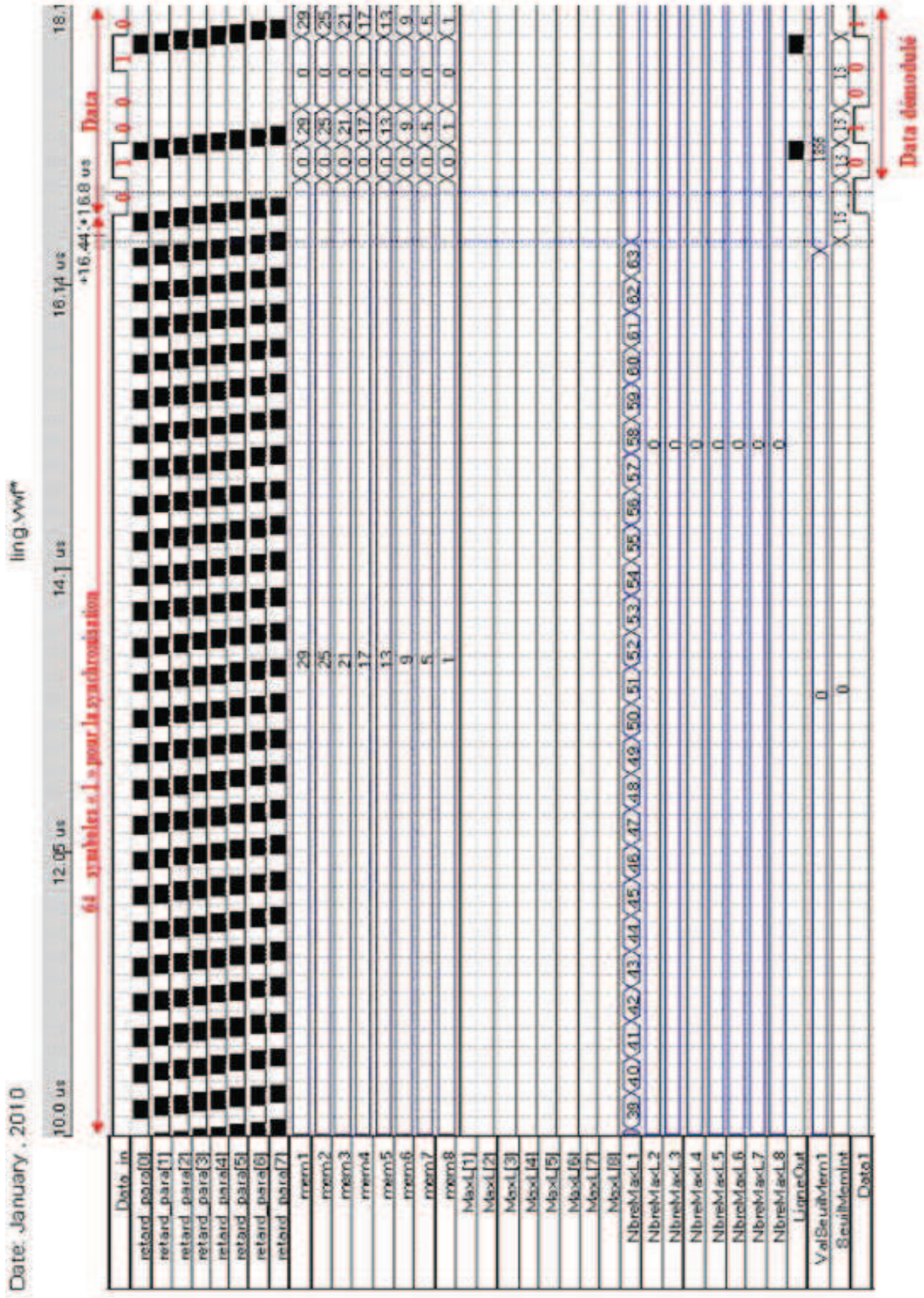


Figure 3.45 Chronogramme des signaux simulés sous FPGA

3.12 Conclusion

Ce chapitre a détaillé les conceptions et les circuits génériques pour l'émetteur utilisant la technologie CMOS 65 SOI de ST.

Pour valider la conception de l'émetteur nous avons utilisé la filière GaAs 0.1 μ m PHEMT D01PH de chez OMMIC ($f_t = 100\text{GHz}$) de réaliser deux émetteurs. L'un est un émetteur à 30GHz et l'autre est un émetteur à 60GHz. La taille de chaque émetteur est de 0.8mm \times 1.9mm.

D'après les résultats du test de l'émetteur à 30GHz si l'oscillateur est contrôlé par un train d'impulsion périodique, l'oscillateur peut se synchroniser sur une des harmoniques créées par le train d'impulsion. C'est pourquoi nous avons choisi une source à 60GHz basée sur un oscillateur à 30GHz suivi par un doubleur de fréquence. A la fin de ce chapitre, nous avons réalisé la synchronisation sous un FPGA.

3.13 Bibliographie du chapitre III

- [1] Kurokawa, K, "Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuit," *Bell System Technical Journal*, Vol. 48, July 1969, pp. 1937–1955.
- [2] V. Kaper, V. Tilak, H. Kim, R. Thompson, T. Prunty, L. F. Eastman, J. R. Shealy, "High Power Monolithic AlGaIn/GaN HEMT Oscillator," *Digest of Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium*, October 2002.
- [3] M.S. Gupta, R.W. Laton, T.T. Lee, 'Performance and design of microwave FET harmonic generators', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-29(3), 261–263, 1981.
- [4] A. Gopinath, J.B. Rankin, 'Single-gate MESFET frequency doublers', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-30(6), 869–875, 1982.
- [5] R. Gilmore, 'Concept in the design of frequency multipliers', *Microwave J.*, 30(3), 129–139, 1987.
- [6] P. Colantonio, *Metodologie di progetto per amplificatori di potenza a microonde*, Doctoral Thesis, University of Roma Tor Vergata, Roma (Italy), 1999.
- [7] S.A. Maas, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, Norwood (MA), 1988.
- [8] Ferndahl, M. Motlagh, B.M. Zirath, H. "40 and 60 GHz frequency doublers in 90-nm CMOS," *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 6-11 June 2004, pp.179- 182 Vol.1
- [9] J.N. Deparis, A. Bendjabballah, A. Boé, M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, and P.-A. Rolland, "Transposition of a baseband UWB signal at 60 GHz for high data rate indoor WLAN," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* [see also *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*], vol. 15, no. 10, pp. 609–611, Oct. 2005
- [10] M. Varonen « Integrated Power Amplifier for 60 GHz Wireless Applications », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Vol. 2, June 2003, pp. 915-918
- [11] S. Handa, « 60 GHz-band Low Noise Amplifier and Power Amplifier Using InGaP/GaAs HBT Technology », *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium*, Nov. 2003, pp. 227-230
- [12] B. A. Floyd, « SiGe Bipolar Transceiver Circuits Operating at 60 GHz », *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 40, N°1, Jan. 2005
- [13] H. Doan, « Millimeter-Wave CMOS Design », *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 40, N°1, Jan. 2005, pp. 144-155
- [14] R. Pfeiffer, « A 20dBm Fully-Integrated 60GHz SiGe Power Amplifier with Automatic Level Control », *Proceedings of the 32nd European Solid-State Circuits Conference*, Sept. 2006, pp. 356-359
- [15] T. Yao, « 60-GHz PA and LNA in 90-nm RF-CMOS », *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, June 2006
- [16] M. Varonen, « Millimeter-Wave Amplifiers in 65-nm CMOS », *33rd European Solid State Circuits Conference*, Sept. 2007, pp. 280-283

-
- [17] M. Boers, « A 60GHz transmitter in 0.18 μ m Silicon Germanium », The 2nd International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications, Aug. 2007
- [18] S. Hongson et al., “On the spectral and power requirements for UWB transmission,” ICC2003, vol. 1, May 2003, pp. 738–742. References 27
- [19] P. Withington et al., “An impulse radio communications system,” Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics ; WRI International Conference, 2nd, Brooklyn, NY, 1992., vol. A95-90904, pp. 113–120, October 8-10 1992.
- [20] R. Scholtz, “Multiple access with time-hopping impulse radio,” in Proc. of the Milcom Conf, 1993, pp. 447–450
- [21] [T. Norimatsu, R. Fujiwara, M. Kokubo, M. Miyazaki, Y. Ookuma, M. Hayakawa, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura, “A novel UWB impulse-radio transmitter with all-digitally-controlled pulse generator,” in Solid-State Circuits Conference, 2005. ESSCIRC 2005. Proceedings of the 31st European, 12-16 Sept. 2005, pp. 267–270.
- [22] L. Smaini, C. Tinella, D. Helal, C. Stoecklin, L. Chabert, C. Devaucelle, R. Cattenoz, N. Rinaldi, and D. Belot, “Single-chip CMOS pulse generator for UWB systems,” Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 41, no. 7, pp. 1551–1561, 2006.
- [23] H. Kim, Y. Joo, and S. Jung, “Digitally controllable bi-phase CMOS UWB pulse generator,” in Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on, 5-8 Sept. 2005, pp. 442–445.
- [24] J. Ryckaert, M. Badaroglu, C. Desset, V. De Heyn, G. ven der Plas, P. Wambacq, B. van Poucke, and S. Donnay, “Carrier-based UWB impulse radio : simplicity, flexibility, and pulser implementation in 0.18-micron CMOS,” in Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. IEEE International Conference on, 2005, pp. 432–437.
- [25] J. Ryckaert, C. Desset, A. Fort, M. Badaroglu, V. De Heyn, P. Wambacq, G. Van der Plas, S. Donnay, B. Van Poucke, and B. Gyselinckx, “Ultra-wide-band transmitter for low-power wireless body area networks : design and evaluation,” Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on [see also Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on], vol. 52, no. 12, pp. 2515–2525, 2005.
- [26] A. Azakkour, M. Regis, F. Pourchet, and G. Alquie, “A new integrated monocycle generator and transmitter for ultra-wideband (UWB) communications,” in Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. Digest of Papers. 2005 IEEE, 12-14 June 2005, pp. 79–82.
- [27] J. Zhao, C. Maxey, A. Narayanan, and S. Raman, “A SiGe BiCMOS ultra wide band RFIC transmitter design for wireless sensor networks,” in Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE, 2004, pp. 215–218.
- [28] S. Bagga, S. Haddad, W. Serdijn, and J. Long, “An FCC compliant pulse generator for IR-UWB communications,” in Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on, 21-24 May 2006, p. 4pp.
- [29] D. Wentzloff and A. Chandrakasan, “Gaussian pulse Generators for subbanded ultrawideband transmitters,” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 4, pp. 1647–1655, June 2006.
- [30] D. Barras, F. Ellinger, H. Jackel, and W. Hirt, “A robust front-end architecture for low-power UWB radio transceivers,” Microwave Theory and Techniques, IEEE

- Transactions on, vol. 54, no. 4, pp. 1713–1723, June 2006.
- [31] Lee J.S., Ngyuen C., Sullicon T. (2001a) ‘New uniplanar subnanosecond monocycle pulse generator and transformer for time-domain microwave applications’. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 49, No. 6.
- [32] Lee J.S., Nguyen C. (2001b) ‘Novel low-cost ultra-wideband, ultra-short-pulse transmitter with MESFET impulse –shaping circuitry for reduced distortion and improved pulse repetition rate’. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 11, No. 5.
- [33] Daniels J. D. (1996) Digital design from zero to one, John Wiley & Sons, Inc.
- [34] T. Tsang and M. El-Cramal, “Fully integrated sub-microWatt CMOS ultra wideband pulse-based transmitter for wireless sensors networks,” in Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on, 21-24 May 2006, p. 4pp.
- [35] N. Deparis, « Liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants », Thèse de doctorat, Université de Lille1, Mars 2007

PUBLICATIONS

- 1) L. Jin, C. Loyez, N. Rolland, and P.-A. Rolland, “An UWB Millimeter-Wave Transceiver Architecture for Wireless Sensor Networks Applications”, in 40th European Microwave Conference 2010, accepted.

- 2) Ling Jin, Christophe Loyez, Nathalie Rolland, Paul-Alain Rolland, « Système Radio Millimétrique Ultra Faible Consommation pour Réseaux de Capteurs en gamme millimétrique » , in 16èmes Journées Nationales Microondes 2009,JNM2009 ,Grenoble, 27-29 mai 2009.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

L'objectif de ces travaux était d'étudier la faisabilité d'un module radio ultra large bande en gamme millimétrique destiné à des applications de réseaux de capteurs ultra faible consommation ayant une portée de 10 m maximum notamment pour des applications domotiques, industrielles ou environnementales.

Aujourd'hui, l'usage du canal 60 GHz radio est attrayante pour les applications de réseaux de capteurs car elle bénéficie d'une ressource spectrale large (7GHz entre 57GHz et 64GHz), d'une miniaturisation des modules radio, de l'interférence limitée avec les autres systèmes de communication. En même temps, les réseaux de capteurs utilisant une technique ULB ont plusieurs avantages tels que: faible consommation d'énergie, faible complexité de l'architecture radio, faible sensibilité à la non-linéarité de l'émetteur, une robustesse aux effets de propagation multiple et une résolution temporelle élevée pour des applications de localisation.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la structure générale des réseaux de capteurs sans fil, leurs architectures et leurs caractéristiques. La caractéristique la plus importante des réseaux de capteurs est la faible consommation d'énergie. A la suite d'une comparaison des différentes topologies de module radio, nous avons choisi une architecture ULB transposée en gamme millimétrique. En même temps, afin de ne pas complexifier l'architecture globale du module radio et de diminuer la consommation, nous avons opté pour une modulation de type OOK coté émetteur et une solution de démodulation basée sur la détection non cohérente de l'énergie qui ne nécessite pas de "template" au niveau du récepteur ont été choisies. Pour obtenir une consommation d'énergie minimale au niveau du nœud de capteur, il faut prendre aussi en compte les protocoles développés au niveau de la couche Mac. C'est pourquoi nous avons étudié et comparé les avantages et les inconvénients des différents types de protocoles MAC pour réseaux de capteurs. Du point de vue de la faible consommation d'énergie nous sommes arrivés à la conclusion que les protocoles S-MAC ou Zigbee étaient les plus appropriés pour l'application des réseaux de capteurs.

Dans le second chapitre, nous avons décrit un état de l'art des systèmes à 60 GHz ainsi que l'architecture potentielle de modules radio impulsions non cohérents à 60 GHz que nous avons développé. Nous avons notamment simulé la synchronisation du récepteur à l'émetteur basée sur intégration maximale de l'énergie en utilisant la plateforme ADS, et analysé le taux d'erreur binaire de notre système. Pour les systèmes à modulation de type OOK, la détermination du seuil optimal conduisant à un taux d'erreur binaire minimal est très délicate. Après une analyse détaillée, nous proposons d'utiliser un seuil fixé à la moitié de la valeur de l'énergie du signal reçu que l'on appelle le « seuil simple » qui permet de simplifier et donc de minimiser la consommation nécessaire à la détermination de ce seuil. Ce seuil simple permet d'obtenir un $TEB=10^{-4}$ (fixé pour notre application) avec une dégradation limitée du rapport Signal à Bruit de 0.5 dB

D'après l'étude du bilan de liaison, une puissance d'émission de l'ordre de 0 dBm permet une portée de 5 m et pour une portée de 10m il faut une puissance d'émission de l'ordre de 6 dBm.

A la fin de ce chapitre, nous avons présenté une application potentielle à la localisation utilisant la méthode TOA basée sur l'intégration maximale d'énergie. Cette application peut faciliter la détermination de la table de voisinage, ce qui permettra d'optimiser la consommation d'énergie du réseau de capteur global.

Dans le troisième chapitre, nous présentons la conception de l'émetteur du nœud de capteur en technologie CMOS 65nm SOI composé d'un oscillateur à 30 GHz suivi par un doubleur de fréquence et d'un amplificateur pour émettre une puissance de sortie de l'ordre de 3 dBm à 60 GHz. Pour valider le principe de déclenchement de l'oscillateur par le train des données, nous avons conçu deux circuits utilisant la technologie AsGa 0.1um pHEMT de chez OMMIC. L'un est un émetteur qui fonctionne à 30GHz et l'autre fonctionne à 60GHz. Selon les résultats expérimentaux de ces deux circuits, nous pouvons réaliser un émetteur à verrouillage par injection à 30 GHz sur un train d'impulsion périodique, ce qui n'est pas le cas pour l'émetteur fonctionnant à 60 GHz

Nous avons implémenté sous un FPGA, la synchronisation, la détermination du seuil et la démodulation des données afin de valider et de déterminer la consommation d'énergie de cette partie.

Ces travaux offrent plusieurs perspectives notamment au niveau de l'intégration complète en technologie CMOS avancée des modules radio complets incluant l'antenne.

Abstract

The objective of this work was to study an ultra wideband (UWB) millimeter-wave module with low power consumption for wireless sensor networks (WSNs). WSNs provide distributed information collection and transmission which are useful for many industrial or environmental applications.

Nowadays the use of 60GHz radio channel is attractive for WSNs applications since it benefits of a wide spectral resource (7 GHz allocated between 57GHz and 64GHz), a possibility for the miniaturization of the radio modules, limited interference with other communicating systems, as well as access to worldwide allocated non regulatory frequency bands.

After comparing several physical layer technologies we chosed an impulse radio millimeter-wave UWB architecture transposed to 60GHz, the advantages of which are low power consumption, low complexity architecture, low sensitivity to the nonlinearity of the transmitter, robustness to multiple propagation effects and high time resolution for localization applications.

We then showed that the approaches (S-MAC and Zigbee) are promising for the MAC layer of the WSNs, but need to be further improved since currently there are no established standards.

In order to simplify the overall architecture of the radio module and reduce the power consumption, we have chosen an UWB millimeter-wave architecture using OOK modulation and noncoherent demodulation based on the energy detection. To validate the principle, we have designed two circuits using 0.1um GaAs pHEMT from the OMMIC . The first one is a 30 GHz transmitter and the second one is at 60GHz.

In the end a new simple 60 GHz UWB transmitter using 65nm CMOS SOI technology was presented. This transmitter is composed of a negative differential resistance (NDR) oscillator driven by an UWB pulse generator in conjunction with a frequency doubler and a medium power amplifier (MPA), the supply of which is triggered by another UWB pulse generator. The synchronization, the determination of threshold and the demodulation of data are implemented on an FPGA to validate and determine the power consumption.

Résumé

L'objectif de ces travaux était d'étudier la faisabilité d'un module radio ultra large bande en gamme millimétrique destiné à des applications de réseaux de capteurs ultra faible consommation pour des applications domotiques, industrielles ou environnementales.

Aujourd'hui, l'usage du canal 60 GHz radio est attrayant pour les applications de réseaux de capteurs car elle bénéficie d'une ressource spectrale large (7GHz entre 57GHz et 64GHz), d'une miniaturisation des modules radio, de l'interférence limitée avec les autres systèmes de communication.

Après avoir comparé plusieurs technologies de couche physique nous avons opté pour un module radio en technique impulsionnelle ultra large bande transposée en gamme millimétrique autour de 60GHz, qui présente une faible consommation d'énergie, une faible complexité de l'architecture radio, une faible sensibilité à la non-linéarité de l'émetteur, une robustesse aux effets de propagation multiple et une résolution temporelle élevée pour des applications de localisation.

Nous avons ensuite montré que pour des réseaux de moyenne densité et à faible débit numérique les approches S-MAC et Zigbee sont prometteuses demandant à être encore améliorées dans la mesure où il n'existe pas à ce jour de normes établies pour les liaisons radio entre nœuds de réseau de capteurs.

De plus, afin de ne pas complexifier l'architecture globale du module radio et de diminuer la consommation nous avons choisi une architecture ULB transposée en gamme millimétrique avec une modulation de type OOK et une solution de démodulation basée sur la détection non cohérente de l'énergie. Pour valider le principe, nous avons conçu deux circuits utilisant la technologie AsGa 0.1um pHEMT de chez OMMIC. L'un est un émetteur qui fonctionne à 30GHz et l'autre fonctionne à 60GHz.

Dans la dernière partie, nous présentons la conception de l'émetteur du nœud de capteur en technologie CMOS 65nm SOI composé d'un oscillateur à 30 GHz contrôlé par un générateur d'impulsion sub nanoseconde, d'un doubleur de fréquence et d'un amplificateur dont les alimentations sont déclenchées par un autre générateur d'impulsion. La synchronisation, la détermination du seuil et la démodulation des données sont implémentées sous un FPGA afin de les valider et de déterminer la consommation d'énergie.