



**HAL**  
open science

## Contribution à la conception d'un émetteur-récepteur pour microcapteurs autonomes

G. Terrasson

► **To cite this version:**

G. Terrasson. Contribution à la conception d'un émetteur-récepteur pour microcapteurs autonomes. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Sciences et Technologies - Bordeaux I, 2008. Français. NNT: . tel-00399462

**HAL Id: tel-00399462**

**<https://theses.hal.science/tel-00399462>**

Submitted on 26 Jun 2009

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

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

N° d'ordre : 3682

# THÈSE

PRÉSENTÉE A

**L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1**



ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

Par Guillaume TERRASSON

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : Électronique

## **CONTRIBUTION A LA CONCEPTION D'EMETTEUR-RECEPTEUR POUR MICROCAPTEURS AUTONOMES**

Directeur de thèse : M. Skandar BASROUR – TIMA Grenoble

Co-directeur de thèse : M. Renaud BRIAND – LIPSI Bidart

Soutenue le : 24 Novembre 2008

Devant la commission d'examen formée de :

M. PELLET, Claude	Professeur	IMS Université Bordeaux 1	Président
Mme, ROLLAND, Nathalie	Professeur	IEMN Université de Lille	Rapporteur
M. NDAJIGIMANA, Fabien	Professeur	UJF Grenoble	Rapporteur
M. BASROUR, Skandar	Professeur	TIMA UJF Grenoble	Directeur de thèse
M. BRIAND, Renaud	Docteur	LISPI ESTIA Bidart	Co-directeur de thèse
M. DEVAL, Yann	Professeur	IMS Université Bordeaux 1	Examineur
M. O'CONNOR, Ian	Professeur	Ecole Centrale de Lyon	Examineur



## Remerciements

Je tiens, tout d'abord, à remercier Monsieur Jean-Roch GUIRESSE, directeur de l'ESTIA, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire LIPSI d'ESTIA-Recherche.

Mes sincères remerciements vont à Messieurs Skandar BASROUR et Renaud BRIAND, respectivement directeur et co-directeur de ma thèse, pour m'avoir fait l'honneur de diriger ma thèse, pour m'avoir donné la chance de vivre cette expérience, pour m'avoir conseillé et orienté dans mes travaux. Cette expérience enrichissante m'a permis d'acquérir de l'autonomie et des connaissances dans un domaine d'actualité et porteur, pour cela, je les remercie tout particulièrement.

Je remercie également tous les membres de mon jury, Madame Nathalie ROLLAND, Messieurs Fabien NDAGIJIMANA, Ian O'CONNOR, Yann DEVAL et Claude PELLET pour avoir accepté de consacrer du temps à l'évaluation de ces travaux de thèse et pour leurs remarques pertinentes quant à la continuité de mes ceux-ci.

Mes sincères remerciements vont aussi aux personnes de l'ESTIA (Phoenicia, Sylvie, Maïder, Charlotte, Sébastien, Hélène et bien d'autres) qui m'ont rendu ces trois et quelques années plus agréables surtout dans les moments les plus difficiles.

Je remercie aussi tout particulièrement les doctorants du LIPSI pour les bons moments passés ensemble : Olivier PIALOT pour les nombreuses conversations hors contextes, sportives et politiques, Sébastien BOTTECCHIA et Olivier ZEPHIR pour les sorties « vieux » du vendredi midi, les Mexicains et Colombiens pour leur bonne humeur de tous les jours, Olivier ARRIJURIA pour les longs weekends passés à peaufiner nos layouts, Erika SAVOIE alias Mamie Confiture pour sa bonne cuisine et son franc parlé, Jean TRUNZLER, Guillaume POL, Patrick REUTER et bien d'autres (désolé à ceux que j'ai oublié).

Un grand MERCI tout spécial à celle que je considérerai toujours comme ma petite sœur, celle qui a su me supporter, qui a été là pour me redonner le sourire dans les moments les plus difficiles, celle qui fut et sera encore pour quelques temps mon soutien de proximité. Je ne pense pas avoir besoin de la nommer, elle se reconnaitra. Merci aussi à mes amis Poitevins mais aussi à ceux du Pays Basque, notamment un grand merci à la « famille » du hand, Katia, David, Charly et autres « Charrettes », ils seraient trop nombreux à citer.

Enfin, mes derniers et plus forts remerciements vont à mes parents qui ont toujours cru en moi, qui m'ont soutenu moralement et financièrement tout au long de mes études. J'ai conscience des efforts qu'ils ont faits pour moi et je ne saurais jamais les remercier assez de cela. Je voudrais aussi remercier toute ma famille car même si je n'ai pas l'occasion de les voir souvent, ils ont aussi participé à la réussite de cette thèse.

## TITRE

### CONTRIBUTION A LA CONCEPTION D'UN EMETTEUR-RECEPTEUR POUR MICROCAPTEURS AUTONOMES

#### Résumé

L'étude des réseaux de microcapteurs sans fil met clairement en évidence la contrainte principale de l'autonomie en énergie. En effet, ces microcomposants autonomes et communicants appelés aussi nœuds du réseau sont dispersés dans des lieux parfois peu ou pas accessibles. L'objectif de notre travail est de proposer une méthode de conception d'un émetteur-récepteur adapté à ce type de réseaux. Partant d'une modélisation au niveau système mettant en relief la part prépondérante du module radiofréquence sur la consommation moyenne d'un nœud, nous avons développé trois nouveaux outils de conception correspondant à différents niveaux de modélisation de la chaîne de communication. Leur utilisation conjointe et les résultats de simulations obtenus nous offrent la possibilité de mettre en relation les spécifications et les performances d'un module radiofréquence avec la consommation. L'association de ces outils dans une méthode de conception itérative nous a permis de dimensionner une chaîne de communication en fonction d'une contrainte de consommation. Finalement, nous avons conçu, fabriqué et testé, un amplificateur faible bruit (LNA ou Low Noise Amplifier) à 868 MHz qui présente des caractéristiques très intéressantes en termes de consommation.

**Mots clés :** réseaux de microcapteurs, autonomie, approche système, conception et optimisation sous contrainte de consommation.

## TITLE

### DESIGN UNDER POWER CONSTRAINT OF A TRANSCEIVER FOR AUTONOMOUS MICROSENSORS

#### Abstract

Survey on wireless microsensor networks highlights the main constraint of energy autonomy. In fact, these autonomous and communicating microcomponents named network nodes are scattered into few or not open environment. The goal of our work is to propose a transceiver design method adapted to microsensor networks. After a demonstration of predominant part of RF into the mean power consumption of a microsensor node, we developed three new simulation tools which correspond to different level of transceiver modelling. Their use and obtained simulation results demonstrate the relation between transceiver specifications and performances with power consumption. The association of these tools was used to propose a new design method under power consumption constraint. Finally, we designed, produced and tested a 868 MHz Low Noise Amplifier which presents interesting power consumption characteristics.

**Keywords:** sensor networks, systematic approach, design and optimization under power constraint.

# Table des matières

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I. MODELISATION DE LA CONSOMMATION D'UN NŒUD AU SEIN D'UN RESEAU DE MICROCAPTEURS.....</b>	<b>3</b>
<b>I.1. Introduction .....</b>	<b>4</b>
<b>I.2. Les réseaux de microcapteurs .....</b>	<b>4</b>
I.2.1. Principe.....	4
I.2.2. Le nœud.....	5
I.2.3. Description des différents éléments .....	8
I.2.4. Catégories d'applications .....	12
I.2.5. Spécifications typiques.....	15
<b>I.3. Simulation d'un nœud .....</b>	<b>18</b>
I.3.1. Modélisation.....	19
I.3.2. Implémentation.....	24
I.3.3. Conclusion.....	34
<b>I.4. Choix de l'architecture système .....</b>	<b>34</b>
I.4.1. Les modulations numériques.....	35
I.4.2. Les architectures radiofréquences .....	38
I.4.3. Conclusion sur le choix de l'architecture système .....	40
<b>I.5. Conclusion .....</b>	<b>41</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>43</b>
<b>CHAPITRE II. DEMARCHE DE CONCEPTION D'UN EMETTEUR-RECEPTEUR SOUS CONTRAINTE DE CONSOMMATION .....</b>	<b>46</b>
<b>II.1. Introduction .....</b>	<b>47</b>
<b>II.2. Démarche de conception .....</b>	<b>47</b>
II.2.1. Objectifs .....	47
II.2.2. Principe.....	48
<b>II.3. Etude système.....</b>	<b>50</b>
II.3.1. Spécifications du module communicant .....	51
II.3.2. Détermination des spécifications du module RF.....	53
II.3.3. Conclusions .....	63
<b>II.4. Etude du module de communication .....</b>	<b>63</b>
II.4.1. Imperfections d'un émetteur-récepteur .....	63
II.4.2. Performances de l'émetteur-récepteur .....	72
II.4.3. L'outil PERFS RF .....	75

<b>II.5. Etude blocs .....</b>	<b>76</b>
II.5.1. Modélisation des blocs .....	77
II.5.2. La contrainte de consommation .....	82
II.5.3. Exemple d'utilisation .....	85
II.5.4. Synthèse .....	91
<b>II.6. Conclusion .....</b>	<b>91</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>93</b>
<b>CHAPITRE III. CONCEPTION ET OPTIMISATION DE FONCTIONS ELECTRONIQUES SOUS CONTRAINTES DE CONSOMMATION – APPLICATION AU LNA .....</b>	<b>95</b>
<b>III.1. Introduction .....</b>	<b>96</b>
<b>III.2. Conception sous contrainte de consommation.....</b>	<b>96</b>
III.2.1. Objectif .....	96
III.2.2. Lien entre les performances et la consommation .....	96
III.2.3. Notion d'optimisation.....	97
<b>III.3. Cas du LNA.....</b>	<b>97</b>
III.3.1. Introduction .....	97
III.3.2. Etat de l'art .....	98
III.3.3. Comparatif.....	101
<b>III.4. Modélisation.....</b>	<b>101</b>
III.4.1. Mise en équation de la topologie choisie.....	102
III.4.2. Validation du modèle « haut-niveau » du LNA .....	116
III.4.3. Conception.....	125
<b>III.5. Conception et optimisation sous contrainte de consommation .....</b>	<b>131</b>
III.5.1. Mise en place de la méthode.....	131
III.5.2. Implémentation .....	132
III.5.3. Résultats.....	133
<b>III.6. Conclusion .....</b>	<b>138</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>140</b>
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>142</b>
<b>ANNEXES .....</b>	<b>144</b>

## Table des figures

Figure I-1 : Exemples de réseau de microcapteurs (a) communication directe avec la base, (b) communication via une balise relais, (c) communication via nœuds servant de relais. ....	5
Figure I-2 : Schéma synoptique d'un microcapteur autonome.....	6
Figure I-3 : Autonomie en fonction de la consommation du nœud.....	6
Figure I-4 : Autonomie idéale en fonction de $\alpha$ pour une consommation de 20mA. ....	7
Figure I-5 : Accéléromètres réalisé par ESTIA-Recherche en technologie MEMS associé à un convertisseur $\Sigma\Delta$ .....	8
Figure I-6 : Variation de la densité de puissance en fonction du temps [9]. ....	11
Figure I-7 : Photo MEB d'un dispositif de récupération d'énergie vibratoire [11]......	12
Figure I-8 : Exemple d'application au volcanisme [15]......	13
Figure I-9 : Schéma de principe du projet WYP. ....	14
Figure I-10 : Principe du système VITAL DUST. ....	15
Figure I-11 : Courant en fonction du rapport cyclique pour une autonomie de 1 an. ....	19
Figure I-12 : Courant en fonction de l'autonomie.....	20
Figure I-13 : Phases de fonctionnement d'un nœud.....	21
Figure I-14 : Principe de notre modèle.....	25
Figure I-15 : Fonctionnement d'un bloc, cas du capteur.....	25
Figure I-16 : Exemple de cycle de fonctionnement d'un nœud. ....	26
Figure I-17 : Modèle d'un nœud développé sous MATLAB-Simulink. ....	26
Figure I-18 : Fonctionnement du microcontrôleur. ....	27
Figure I-19 : $I_{\text{cons}}$ en fonction du cycle de fonctionnement d'un nœud avec le module TR100. ....	30
Figure I-20 : $I_{\text{cons}}$ en fonction du cycle de fonctionnement d'un nœud avec le module CC1100. ....	31
Figure I-21 : Répartition de la consommation en fonction des éléments.....	32
Figure I-22 : Schéma de principe d'un système de transmission. ....	34
Figure I-23 : Performances des modulations numériques [28] [30]......	36
Figure I-24 : Choix architecturaux pour l'émetteur-récepteur. ....	40
Figure I-25 : Architecture d'un module PicoRadio [53]. ....	41
Figure II-1 : Objectif principal de notre démarche.....	47
Figure II-2 : Principe de notre méthode de conception. ....	48
Figure II-3 : Schéma synoptique détaillée de notre démarche. ....	50
Figure II-4 : Démarche de détermination des spécifications du module RF grâce à l'outil CONSO Système. ....	54
Figure II-5 : Minimisation de la part de la RF à partir de CONSO Système. ....	54
Figure II-6 : Evolution de la puissance moyenne consommée en fonction du débit et de la puissance $P_{\text{ton}}$ consommée par le module RF.....	56
Figure II-7 : Evolution de la puissance moyenne consommée du nœud en fonction du débit pour une puissance $P_{\text{on}}$ consommée fixe.....	57
Figure II-8 : Rapport $P_{\text{tx}}/P_{\text{rx}}$ minimum en fonction de la portée. ....	58
Figure II-9 : Comparatif entre consommation moyenne du nœud pour un système émetteur+récepteur avec TEB fixé à $10^{-3}$ et un émetteur seul avec émissions multiples.....	61
Figure II-10 : Consommation moyenne en fonction de $P_{\text{ton}}$ pour plusieurs TEB.....	61
Figure II-11 : Ajout de bruit sur un étage.....	64
Figure II-12 : Modèle d'un quadripôle.....	64
Figure II-13 : Modélisation du bruit d'un étage.....	65
Figure II-14 : Modèle d'une chaîne à k étages.....	66
Figure II-15 : Compression de gain.....	67



Figure II-16 : Interprétations graphique du point d'interception d'ordre 3 (IP3).....	69
Figure II-17 : (a) spectre de sortie idéal, (b) spectre de sortie de l'OL avec bruit de phase.....	70
Figure II-18 : (a) déséquilibre de gain et (b) déséquilibre de phase entre les voies I et Q. ....	71
Figure II-19 : Illustration du problème d'isolation.....	72
Figure II-20 : Influence du canal sur le bruit.....	73
Figure II-21 : Objectif de l'outil PERFS RF. ....	75
Figure II-22 : Outil PERFS RF sous Matlab-Simulink. ....	75
Figure II-23 : Illustration de la démarche de détermination des performances.....	76
Figure II-24 : Principe de la modélisation des blocs fonctionnels. ....	77
Figure II-25 : Modèle des amplificateurs.....	78
Figure II-26 : Isolation du mélangeur.....	78
Figure II-27 : Spectre obtenu en simulation après mélange sans (a) et avec (b) phénomène de couplage. .....	79
Figure II-28 : Synthétiseur de fréquence.....	79
Figure II-29 : PLL développé sous Matlab-Simulink.....	80
Figure II-30 : Spectre de sortie du VCO (a) sans bruit de phase et (b) composantes spectrales liées au bruit de phase.....	80
Figure II-31 : Modèle du canal de transmission.....	81
Figure II-32 : Architecture FSK modélisée sous Matlab-Simulink.....	82
Figure II-33 : Modèle de l'émetteur développé sous MATLAB-Simulink.....	84
Figure II-34 : Influence du bruit de sortie du VCO sur le TEB.....	88
Figure II-35 : Influence du bruit de phase de la PLL sur le TEB.....	88
Figure II-36 : Evolution de la consommation du module RF (émetteur + récepteur). ....	90
Figure II-37 : Evolution de la consommation sans gestion du temps d'allumage de la PLL. ....	90
Figure II-38 : Lien entre performances, spécifications et consommation. ....	92
Figure III-1 : Placement du LNA dans une chaine de communication. ....	97
Figure III-2 : Amplificateur à terminaison résistive.....	98
Figure III-3 : LNA à contre-réaction résistive.....	99
Figure III-4 : Amplificateur à terminaison en $1/g_m$ . ....	100
Figure III-5 : LNA à dégénérescence inductive. ....	100
Figure III-6 : LNA à dégénérescence inductive. ....	102
Figure III-7 : Schéma équivalent petits signaux complet.....	103
Figure III-8 : Schéma équivalent d'un transistor NMOS. ....	103
Figure III-9 : Schéma équivalent petits signaux du LNA.....	103
Figure III-10 : Miroir de courant.....	104
Figure III-11 : Evolution de la puissance consommée $P_c$ en fonction du dimensionnement $W$ et $L$ . 105	105
Figure III-12 : Tracé de la fonction de transfert du LNA pour différentes valeurs de $R_{ch}$ en Ohms avec $W = 250\mu m$ et $L = 0,35\mu m$ .....	106
Figure III-13 : Evolution du gain du LNA en fonction de $W$ de $M_1$ et de $M_2$ à la fréquence de résonance $f_0$ . ....	107
Figure III-14 : Interprétation en tension des paramètres $S$ . ....	107
Figure III-15 : Circuit équivalent du transistor MOS avec les sources de bruit.....	109
Figure III-16 : Circuit équivalent pour le calcul de la contribution de $M_2$ . ....	109
Figure III-17 : Schéma équivalent pour le calcul de la contribution de $M_1$ .....	110
Figure III-18 : Schéma équivalent du LNA pour le calcul de la figure de bruit totale.....	111
Figure III-19 : Evolution de la NF en fonction du dimensionnement de $M_1$ et $M_2$ à la fréquence $f_0$ . 112	112
Figure III-20 : Evolution de la NF de $V_{gs1}$ pour $W_1 = 250\mu m$ .....	112
Figure III-21 : Etages cascades non-linéaires équivalents.....	113
Figure III-22 : Evolution de l'IIP3 en fonction de $W_1$ et de $W_2$ .....	116

Figure III-23 : Schéma de la topologie sous Cadence.....	117
Figure III-24 : Influence du circuit de polarisation sur le réglage l'adaptation d'impédance. ....	120
Figure III-25 : Evolution du gain en fonction du dimensionnement de M1 et M2. ....	122
Figure III-26 : Fonction de transfert du LNA sous Cadence et Matlab pour $W = 250\mu\text{m}$ et $W = 550\mu\text{m}$ . .....	122
Figure III-27 : Modèle simplifié d'un plot de connexion.....	123
Figure III-28 : Evolution de (a) la partie réelle et (b) imaginaire de $Z_{in}$ idéal et réel en fonction de la fréquence. ....	124
Figure III-29 : Photo d'un LNA à dégénérescence inductive réalisé en technologie CMOS $0,35\mu\text{m}$ au laboratoire ESTIA-Recherche (ex-LIPSI). ....	126
Figure III-30 : Carte de test du circuit. ....	126
Figure III-31 : LNA avec capacités et résistances parasites liées au PCB. ....	127
Figure III-32 : Fonctions de transfert obtenues avec Cadence avec ou sans décalage de fréquence $f_0$ pour $W=550\mu\text{m}$ . ....	128
Figure III-33 : Fonction de transfert des dispositifs testés. ....	129
Figure III-34 : Evolution du gain en fonction de la consommation. ....	129
Figure III-35 : Principe de la méthode. ....	132
Figure III-36 : Courant consommé en fonction de $W$ et de $V_{gs}$ .....	134
Figure III-37 : Courant consommé en fonction de $W$ pour $V_{gs} = 0,7\text{V}$ .....	134
Figure III-38 : Evolution du (a) gain et (b) de la NF en fonction de $W_1$ de $M_1$ . ....	135
Figure III-39 : Evolution de l'IIP3 en fonction de $W_2$ .....	136
Figure III-40 : Comparatifs des fonctions de transfert obtenu sous Cadence et sous Matlab. ....	137
Figure A-1 : $m(t)$ pour une modulation OOK. ....	146
Figure A-2 : (a) $m(t)$ pour un signal BPSK, (b) constellations pour $M=2$ et $4$ .....	146
Figure A-3 : (a) $m(t)$ pour un signal 16-QAM, (b) constellations pour $M=8$ et $16$ . ....	147
Figure A-4 : Modulation 2-FSK à phase discontinue.....	148
Figure A-5 : $m(t)$ pour une modulation 2-FSK à phase continue.....	148
Figure A-6 : Récepteur à conversion directe.....	150
Figure A-7 : (a) phénomènes d'auto-mélange (b) fuites vers l'OL.....	151
Figure A-8 : Influence des raies d'intermodulation d'ordre 2.....	152
Figure A-9 : DSP de bruit classique dans un composant. ....	153
Figure A-10 : Récepteur hétérodyne. ....	153
Figure A-11 : Récepteur à faible FI.....	154
Figure A-12 : Problème de la fréquence image.....	155
Figure A-13 : Structure d'HARTLEY.....	155
Figure A-14 : Architecture de WEAVER. ....	156
Figure A-15 : Emetteur à conversion directe. ....	157
Figure A-16 : le phénomène de « pulling ». ....	158
Figure A-17 : Emetteur à conversion directe à décalage.....	158
Figure A-18 : Emetteur à fréquence intermédiaire.....	159
Figure A-19 : Emetteurs à base de PLL : (a) modulation de la référence, (b) modulation de la boucle de retour.....	159
Figure A-20 : Emetteurs à base de PLL : (a) modulation de la tension de commande du VCO, (b) modulation du rapport de division.....	160

## Table des tableaux

Tableau I-1 : Exemple de batteries.....	10
Tableau I-2 : Exemples d'alimentations.....	12
Tableau I-3 : Récapitulatif des besoins en fonction des applications.....	16
Tableau I-4 : Comparatif réseaux de microcapteurs et téléphonie.....	18
Tableau I-5 : Caractéristiques principales des émetteurs-récepteurs TR1000 et CC1000 en configuration OOK.....	28
Tableau I-6 : Paramètres des éléments du nœud d'après [26] [27].	29
Tableau I-7 : Paramètres applications.....	29
Tableau I-8 : Comparatif résultats.....	31
Tableau I-9 : Cas d'études – influence de la vitesse d'exécution.....	33
Tableau I-10 : Comparatifs résultats.....	33
Tableau I-11 : Comparatif des différentes modulations numériques.....	38
Tableau I-12 : Récapitulatif des architectures de récepteurs et exemples en technologie CMOS [31] [32] [33].....	38
Tableau I-13 : Récapitulatif des architectures d'émetteurs et exemples en technologie CMOS [42] [43] [44].	39
Tableau II-1 : Fréquences de la bande ISM.....	51
Tableau II-2 : Caractéristiques des protocoles sans fil actuels [8] [9] [10].	52
Tableau II-3 : (a) Spécifications de l'application, (b) Caractéristiques des composants.....	55
Tableau II-4 : Estimation débit et puissance.....	57
Tableau II-5 : Rapport de puissance $P_{TX}/P_{RX}$ minimum en fonction de la portée pour $f_0 = 868$ MHz..	58
Tableau II-6 : Puissance émise et reçue lien avec la consommation.....	59
Tableau II-7 : (a) Spécifications du module RF, (b) Estimation de la consommation maximum admissible pour l'émetteur et le récepteur.....	62
Tableau II-8 : Puissance reçue maximum et minimum.....	85
Tableau II-9 : Comparatifs des performances du module RF obtenus par PERFS RF et PERFS Blocs.....	87
Tableau II-10 : Performances des différents étages (a) du récepteur et (b) du PA de l'émetteur.....	87
Tableau II-11 : Performances de la PLL.....	89
Tableau II-12 : Consommation maximum estimée pour le module RF obtenue avec CONSO Système.....	89
Tableau II-13 : Estimation de la consommation des blocs grâce à la littérature.....	89
Tableau II-14 : Synthèse des caractéristiques des différents niveaux de modélisation.....	92
Tableau III-1 : Comparatif des différentes topologies de LNA d'après [7] [8] [10] [3].	101
Tableau III-2 : Comparatif modèle Matlab et Cadence.....	118
Tableau III-3 : Comparatifs des valeurs de $C_{gs}$ pour une variation de L avec $W = 250\mu m$ .....	119
Tableau III-4 : Résultats $C_{gs}$ et écart avec Cadence.....	119
Tableau III-5 : Comparatif réglage valeur $L_g$ .....	120
Tableau III-6 : Comparatif Matlab et Cadence après modification du modèle.....	121
Tableau III-7 : Comparatif performances Matlab et Cadence.....	123
Tableau III-8 : Dimensionnement des dispositifs réalisés.....	125
Tableau III-9 : Résultats des mesures pour les différentes configurations du LNA.....	127
Tableau III-10 : Valeur des inductances pour le réglage de $f_0$ .....	128
Tableau III-11 : Comparatifs de LNAs avec nos travaux [3] [10] [17].....	131
Tableau III-12 : Récapitulatif des objectifs de performances du LNA.....	133
Tableau III-13 : Dimensionnement des transistors M1 et M2.....	136

Tableau III-14 : Performances du LNA obtenus avec notre modèle.....	136
Tableau III-15 : Performances du récepteur.....	137
Tableau III-16 : Performances obtenues sous Cadence.....	137

## Introduction générale

Depuis quelques années, le marché des équipements de communication sans fil ne cessent de croître. La possibilité d'embarquer sur une même puce, un microcapteur, son électronique de commande et de traitement, son alimentation ainsi qu'un module radiofréquence a permis d'envisager le développement de réseaux de microcapteurs. L'avantage de ce type de système est qu'il peut facilement être mis en place dans un environnement sans trop le modifier. Les applications de ce type de réseaux sont donc multiples et concernent de nombreux secteurs tels que le médical, l'environnemental ou encore le militaire et la sécurité.

Cependant, ce type de technologie reste limité et de nombreuses recherches sont en cours. Il faut notamment gérer le réseau, les données, tout en optimisant l'autonomie de chaque nœud du réseau. La réduction de la consommation d'un nœud et la gestion des ressources du réseau constituent donc un défi majeur pour le développement des microcapteurs dits autonomes.

Actuellement, de nouvelles solutions émergent afin d'alimenter le microcapteur. En effet, il se développe des sources d'énergie renouvelable embarquées sur puce permettant de rendre le microcapteur totalement autonome en énergie. Ces sources utilisent la récupération d'énergie solaire, de vibrations mécaniques, de variations de température. L'aboutissement de ces recherches devrait permettre d'envisager une autonomie de fonctionnement plus longue du microcapteur.

Néanmoins, l'application de ces solutions reste associée à la consommation globale du microcapteur. En effet, celle-ci doit être la plus faible possible afin de garantir un rendement plus grand des batteries stockant l'énergie mais aussi une plus grande durée de vie. La recherche de solutions afin de réduire la consommation du microcapteur est donc primordiale. Cette recherche concerne aussi bien les méthodes et solutions de gestion de la communication au sein du réseau mais aussi la diminution de la consommation grâce au choix, au développement et l'optimisation d'architectures systèmes sous contrainte de consommation.

Le premier chapitre de cette thèse sera consacré à la présentation de notre cadre d'étude constitué par les réseaux de microcapteurs. En effet, il apparaît important de présenter les particularités d'un réseau de microcapteurs et ses différents principes de fonctionnement. Nous en déduisons ainsi les critères et contraintes s'appliquant aux microcapteurs autonomes. Dans l'optique de la diminution de la consommation liée à notre cas d'étude, le développement d'un outil de simulation de la consommation globale du système en fonction des spécifications de l'application va nous permettre de mettre en évidence l'apport de chacun des blocs constituant un microcapteur autonome sur sa consommation. Nous démontrerons ainsi pourquoi nous nous intéresserons tout particulièrement au module radiofréquence du microcapteur autonome. La dernière partie de ce premier chapitre proposera un état de l'art des communications numériques. Nous explorerons ainsi des pistes afin de faire le choix du module radiofréquence en fonction des contraintes liées aux réseaux de microcapteurs mais aussi à l'application visée.

Le second chapitre est consacré à la définition d'une démarche de conception d'un émetteur-récepteur sous contrainte de consommation. Cette démarche de conception nécessite la modélisation à plusieurs niveaux du microcapteur mais aussi du module radiofréquence. Dans ce chapitre, nous allons nous atteler à démontrer les liens entre les spécifications de l'application, les performances et la consommation tout particulièrement pour le module de communication. Dans un premier temps, nous déterminerons un moyen pour analyser les

spécifications de ce module en fonction du cahier des charges de l'application et donc en tenant compte de l'autonomie requise. Puis, dans un second temps, après avoir présenté l'ensemble des imperfections rencontrées dans tout système électronique, deux nouveaux niveaux de modélisation du module RF développés et implémentés seront présentés. Ils permettront la définition des performances du module RF et de chacun des blocs le constituant en fonction des spécifications de communication. Un outil similaire à celui développé au premier chapitre permettra par la suite d'estimer la consommation moyenne du module radiofréquence en fonction des performances requises pour chaque bloc.

Le troisième et dernier chapitre de cette thèse a pour but de présenter une méthode de conception d'un bloc du module RF sous contrainte de consommation. L'étude et la modélisation porteront sur un des blocs les plus contraignants du module RF. La validation du modèle par des simulations, des résultats et des tests sur des dispositifs nous permettra de mettre en évidence une manière de concevoir ce bloc en tenant compte de la contrainte de consommation mais aussi d'appréhender la notion d'optimisation avec cette même contrainte. Tout au long de ce mémoire, l'utilité de cette méthode sera illustrée par un exemple.

# Chapitre I. Modélisation de la consommation d'un nœud au sein d'un réseau de microcapteurs

<b>I.1. Introduction .....</b>	<b>4</b>
<b>I.2. Les réseaux de microcapteurs .....</b>	<b>4</b>
I.2.1. Principe.....	4
I.2.2. Le nœud.....	5
I.2.3. Description des différents éléments .....	8
I.2.4. Catégories d'applications .....	12
I.2.5. Spécifications typiques.....	15
<b>I.3. Simulation d'un nœud .....</b>	<b>18</b>
I.3.1. Modélisation.....	19
I.3.2. Implémentation.....	24
I.3.3. Conclusion.....	34
<b>I.4. Choix de l'architecture système .....</b>	<b>34</b>
I.4.1. Les modulations numériques.....	35
I.4.2. Les architectures radiofréquences .....	38
I.4.3. Conclusion sur le choix de l'architecture système .....	40
<b>I.5. Conclusion .....</b>	<b>41</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>43</b>

## I.1. Introduction

Depuis quelques années, la miniaturisation de l'électronique, l'apparition de la micromécanique et le développement des communications sans fil [1] ont permis d'envisager le développement des réseaux de microcapteurs. L'objectif de nos travaux est de concevoir un émetteur-récepteur adapté à ces applications.

A cet égard, nous allons, dans un premier temps, dégager les contraintes principales que sont l'encombrement et l'autonomie, liées à la conception d'un nœud de réseaux de microcapteurs. De plus, du fait de la diversité des applications de réseaux de microcapteurs que nous aborderons dans ce chapitre, nous démontrerons qu'il serait difficile de concevoir un émetteur-récepteur générique pour ce type de réseaux. Par conséquent, nous nous attacherons au développement d'outils de conception et d'optimisation de la partie radiofréquence (RF) en tenant compte des contraintes énoncées précédemment.

Du fait de ces contraintes, il apparaît de plus en plus important d'évaluer l'autonomie des nœuds du réseau de microcapteurs en fonction des différents éléments d'un système. Le développement d'un outil de simulation système nous servira à évaluer l'autonomie d'un nœud en fonction des spécifications de l'application visée. Cet outil nous permettra de démontrer la part de chaque élément du nœud dans la consommation moyenne et donc leur influence sur l'autonomie.

Enfin, une étude des communications numériques et la définition des contraintes liées aux réseaux de microcapteurs vont nous permettre de définir les critères de choix d'une architecture système adaptée à notre cadre d'étude. Une analyse des différents éléments influençant ces critères sera menée afin de déboucher sur le choix d'une architecture système (topologies d'émetteur, de récepteur et modulation) adaptée aux réseaux de microcapteurs.

## I.2. Les réseaux de microcapteurs

### I.2.1.Principe

Un réseau de microcapteurs (Wireless Sensor Network) est un dispositif sans fil constitué de capteurs dits autonomes répartis dans un environnement [1] comme le représente la Figure I-1. Ces microcapteurs, aussi appelés nœuds, doivent surveiller une grandeur physique ou chimique dans l'environnement dans lequel ils sont placés. Chaque nœud doit être capable de mesurer, collecter et transmettre ses données à une base de traitement [2] soit directement (Figure I-1 (a)), soit via une balise relais (Figure I-1 (b)), soit encore en utilisant les nœuds du réseau comme relais (Figure I-1 (c)). L'organisation de la topologie du réseau va donc être plus ou moins complexe. La gestion de la transmission des données sera donc dépendante de la complexité du réseau.



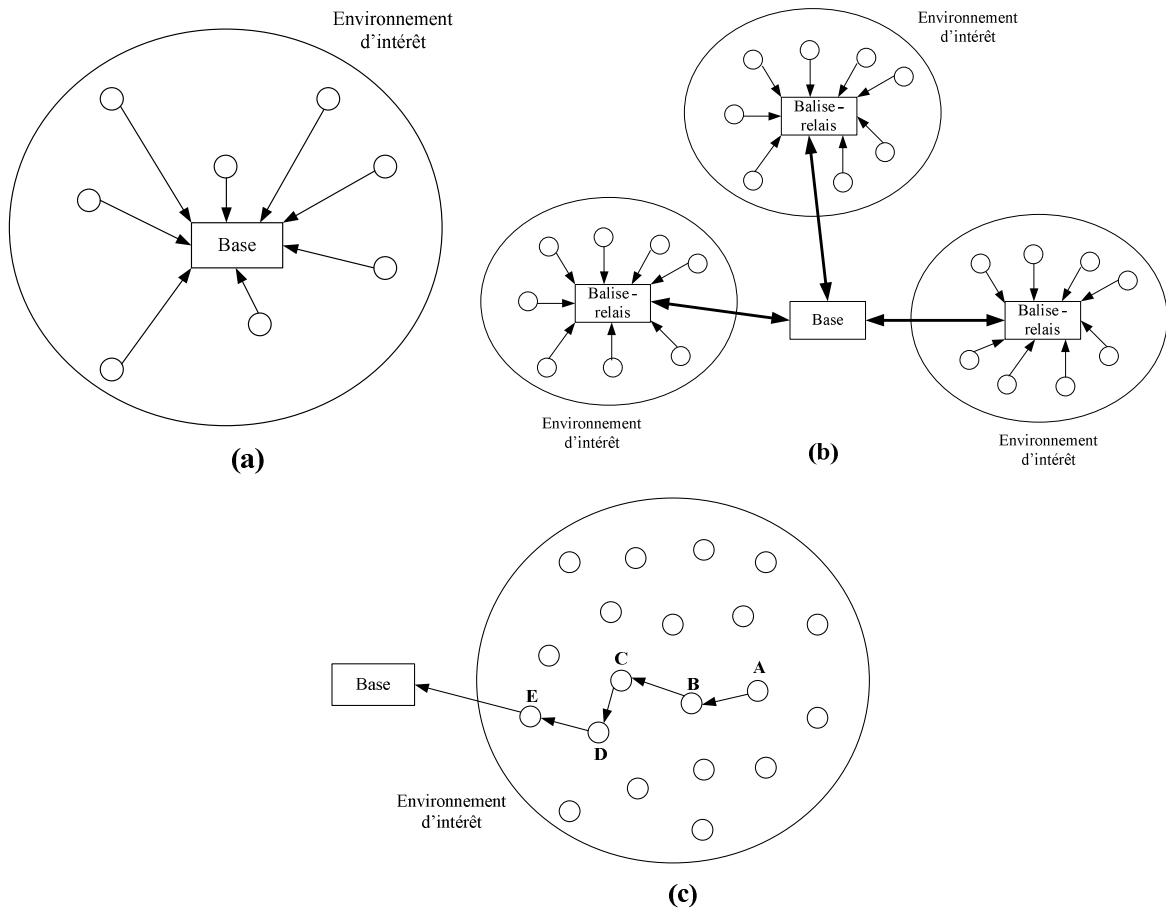


Figure I-1 : Exemples de réseau de microcapteurs (a) communication directe avec la base, (b) communication via une balise relais, (c) communication via nœuds servant de relais.

La base de traitement a pour rôle de collecter les données issues de chacun des nœuds. Les données ainsi centralisées peuvent être traitées et utilisées soit directement, soit via un autre réseau type Internet, par un utilisateur [1]. Chacun des nœuds doit être capable de s'autogérer aussi bien au niveau mesure, collecte et traitement des données qu'au niveau alimentation et transmission. L'intérêt pour le développement des réseaux de microcapteurs se trouve dans la capacité des nœuds à être autonomes et dans leur facilité de placement et de déploiement [3].

## I.2.2. Le nœud

Un réseau de microcapteurs est donc composé d'un nombre plus ou moins important de nœuds. Un nœud est composé d'un ou plusieurs capteurs dont les données en sortie sont numériques ou analogiques, d'une partie traitement des données regroupant généralement un convertisseur analogique-numérique (CAN) et une unité microprocesseur, d'un module de communication et d'une alimentation [1]. La Figure I-2 est un schéma synoptique présentant la structure d'un microcapteur.

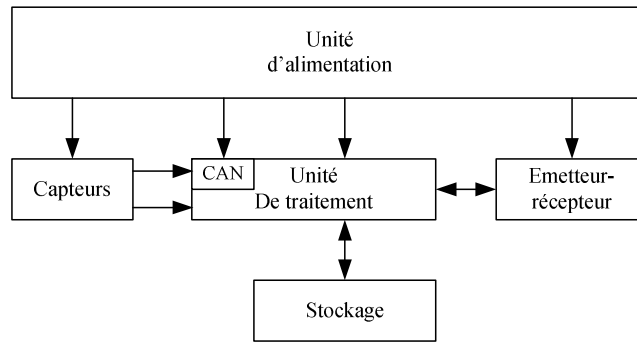


Figure I-2 : Schéma synoptique d'un microcapteur autonome.

### I.2.2.1. La notion d'autonomie

Nous avons vu l'importance de la durée de vie d'un nœud notamment dans l'intérêt du développement des applications de réseaux de microcapteurs. En effet, le nœud embarque toutes les fonctionnalités permettant de le rendre autonome, de la mesure à la transmission des données. La totale autonomie du nœud est assurée par l'unité d'alimentation du nœud qui doit fournir l'énergie nécessaire à son fonctionnement. L'autonomie d'un nœud s'exprime par la durée de vie qui représente le rapport entre l'énergie disponible et consommée. Afin de maintenir l'intérêt du développement des applications de réseaux de microcapteurs, l'autonomie en énergie d'un nœud doit être la plus longue possible [4] [5].

Considérons l'exemple d'une batterie lithium type pile bouton d'une capacité de 950mAh et délivrant une tension de 3V. La consommation  $I$  du nœud s'exprime de la manière suivante :

$$I = \frac{C_{bat}}{t} \quad (I-1)$$

$C_{bat}$  représente la capacité de la batterie et  $t$  le temps. La Figure I-3 représente la caractéristique idéale de la consommation en fonction du temps connaissant la capacité de la batterie.

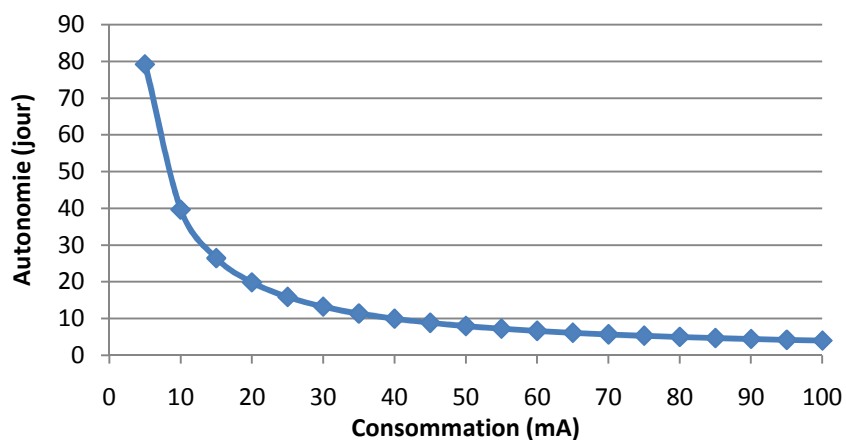


Figure I-3 : Autonomie en fonction de la consommation du nœud.

Si nous utilisons des valeurs de consommation typiques de composants « sur étagères » (COTS<sup>1</sup>) actuels susceptibles de réaliser chaque fonction du nœud, nous pouvons faire une estimation de la consommation du nœud. Nous obtenons ainsi une consommation totale en fonctionnement d'environ 20mA. Nous démontrons ainsi facilement que l'autonomie  $d_{aut}$  d'un nœud en fonctionnement normal est limitée au maximum à environ 47h soit moins de deux jours.

De plus, nous remarquons sur la Figure I-3 que même si nous arrivions à diminuer significativement la consommation, nous obtenons toujours quelques jours d'autonomie. La durée de l'autonomie en fonctionnement est donc très courte et inadaptée à l'intérêt des réseaux de microcapteurs. L'idée est donc d'introduire une activité périodique du nœud pendant laquelle il va réaliser sa fonction. Il est ainsi possible de définir un rapport cyclique de fonctionnement d'un nœud tel que :

$$\alpha = \frac{\text{Temps en fonctionnement du nœud}}{\text{Temps global}} \quad (\text{I-2})$$

La définition de ce rapport cyclique de fonctionnement suppose que le nœud puisse prendre deux états : actif (ON) et inactif (OFF). Pendant le temps  $T_{ON}$ , la consommation du nœud sera maximale alors que pendant la période d'inactivité ( $T_{OFF}$ ), la consommation sera considérée nulle. De la sorte, nous pouvons écrire :

$$\alpha = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \text{ avec } \text{Temps global} = T_{ON} + T_{OFF} \quad (\text{I-3})$$

Ce rapport cyclique s'exprimera en pourcentage. Si le nœud fonctionne 10ms sur une période de 1s alors nous obtenons un rapport cyclique de fonctionnement de 1%. Afin d'illustrer l'influence de ce rapport cyclique de fonctionnement, reprenons l'exemple de la batterie de capacité 950mAh. L'expression (I-1) s'écrit alors :

$$I = \frac{C_{bat}}{\alpha \times t} \quad (\text{I-4})$$

La Figure I-4 représente l'évolution de l'autonomie en fonction du rapport cyclique de fonctionnement du nœud pour une consommation de 20mA. Pour atteindre une autonomie d'une année maximum, le rapport cyclique de fonctionnement doit être aux alentours de 0,1%.

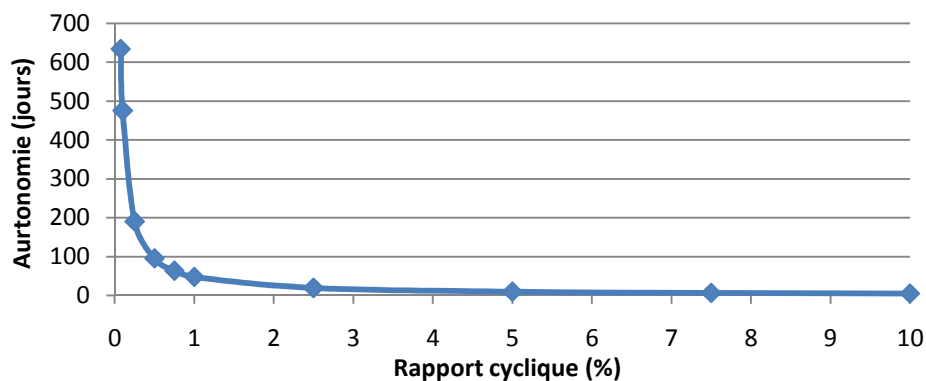


Figure I-4 : Autonomie idéale en fonction de  $\alpha$  pour une consommation de 20mA.

1 COTS : Components of The Shelf

Ces résultats ne tiennent pas compte de nombreux paramètres concernant les caractéristiques de la batterie (influence de l'environnement, vieillissement). Ainsi, en adoptant un rapport cyclique de 0,1%, l'autonomie réelle ne sera pas d'une année mais probablement moins. **Il est donc primordial dans l'intérêt du développement des réseaux de microcapteurs de maximiser l'autonomie en énergie en maintenant le plus longtemps possible le nœud dans un état inactif. Les mesures et les transmissions d'un nœud ne se feront donc pas en continu.**

### I.2.3. Description des différents éléments

#### I.2.3.1. Le capteur

Suivant l'application, le capteur permet d'effectuer la mesure d'un phénomène physique ou chimique. Il existe une multitude de capteurs : accéléromètres, gyroscopes, capteurs de température et d'humidité par exemple. Grâce au développement des microstructures notamment en technologie MEMS, il est possible de nos jours de pouvoir intégrer ces microcapteurs sur silicium [6]. La Figure I-5 présente un prototype réalisé à l'ESTIA d'un microcapteur intégré en technologie MEMS sur lequel est reportée la puce de traitement de l'information qu'il mesure.

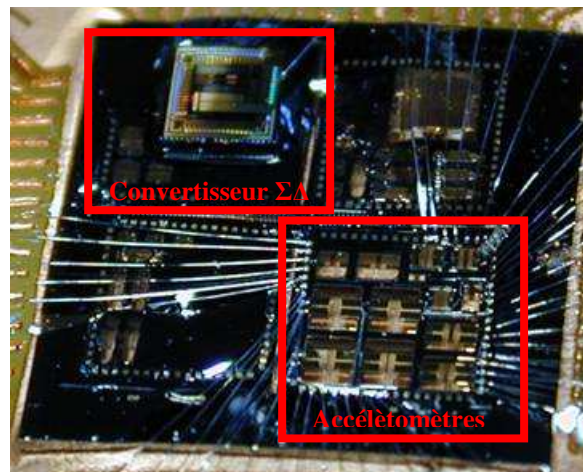


Figure I-5 : Accéléromètres réalisés par ESTIA-Recherche en technologie MEMS associés à un convertisseur  $\Sigma\Delta$ .

Un capteur a pour rôle de transformer une grandeur physique ou chimique en une grandeur exploitable, généralement électrique : tension, courant, c'est pourquoi il a été développé des interfaces capteurs. Ainsi, les données issues du microcapteur sont généralement des données analogiques. Un convertisseur analogique-numérique interne ou externe est associé au microcapteur. La grandeur électrique issue du microcapteur et de son interface est transformée en une suite de bits. Le signal ainsi numérisé peut être traité par une unité type microcontrôleur.

**Les capteurs sont capables d'effectuer plusieurs mesures par seconde. Afin de diminuer la consommation du nœud, il est important d'alterner des périodes d'activité et d'inactivité. Le temps de basculement entre ces états, notamment le temps de réveil, doit être pris en compte car il peut influencer sur la consommation globale du nœud [3].**

### **I.2.3.2. L'unité de traitement**

L'objectif de cette unité de traitement, dont le rôle est souvent rempli par un microcontrôleur, est :

- Le contrôle des éléments du nœud : mise en activité ou au repos ;
- La récupération des données issue du capteur, le traitement de ses données : cryptage, stockage, élimination de données erronées ;
- La gestion des protocoles de communication : routage, gestion du réseau.

Un microcontrôleur contient de la mémoire Flash, de la RAM, des convertisseurs analogique-numérique ainsi que des ports d'entrée-sortie. Toutes ces fonctions sont intégrées dans un circuit faible coût et pouvant être faible consommation. Le choix d'une famille de microcontrôleur se fait selon les fonctionnalités requises par l'application, le coût du microcontrôleur, sa consommation et sa tension d'alimentation.

La consommation est donc dépendante du choix de la famille mais aussi du rôle et de la rapidité de traitement des instructions du microcontrôleur. Afin de répondre aux besoins des applications mais aussi d'augmenter l'efficacité énergétique du nœud [7] [8], le rôle du microcontrôleur sera de gérer les données, la topologie du réseau, le routage des données. L'ajout de fonctionnalités va complexifier le traitement des données et la gestion du nœud, ce qui aura pour conséquence d'augmenter la durée de traitement du microcontrôleur et donc la consommation du nœud.

Cette durée d'exécution des tâches allouées à l'unité de traitement est aussi liée à sa vitesse de traitement. Plus la vitesse de traitement est élevée, plus la durée d'exécution sera courte. Néanmoins, l'augmentation de la vitesse d'exécution des tâches entraîne une plus forte consommation du microcontrôleur. Ainsi, il sera nécessaire de faire un compromis entre vitesse d'exécution, ajout de fonctionnalités et consommation.

Enfin, dans le cas du microcontrôleur, il est important de s'intéresser à la consommation en mode inactif. En effet, ce dernier devant gérer le fonctionnement global du nœud, il doit toujours maintenir une certaine activité : gestion du stockage des données, synchronisation, gestion du réveil. Du fait de ce maintien d'activité, le microcontrôleur est l'élément le plus consommateur du nœud en mode inactif. Or, le mode veille est le plus long dans les applications réseaux de microcapteurs, la consommation du microcontrôleur dans ce mode peut donc constituer une part prépondérante de la consommation moyenne du nœud.

### **I.2.3.3. Le module de communication**

Le module de communication est utile afin de transmettre les données issues du microcapteur via le réseau jusqu'à la station de base. Bien qu'il existe d'autres solutions : infrarouge ou optique [2], c'est souvent un module radiofréquence (RF) plus souple d'utilisation qui réalise cette fonction. Ce module de communication est composé d'un émetteur et éventuellement d'un récepteur. L'émetteur sert à transmettre les données mesurées et le statut d'un nœud vers la base de traitement. Dans certaines applications, le récepteur peut être nécessaire afin de relayer les données issues d'autres nœuds, de recevoir une requête de la base de traitement ou de recevoir un accusé de réception.

Le choix du module RF est dépendant des spécifications définies par l'application pour la partie communication :

- La portée, la distance entre l'émetteur et le récepteur ;
- Le type de modulation choisie ;
- Le débit, la vitesse de transmission des données.

La gestion du réveil du module RF est un paramètre important pour l'optimisation de l'autonomie. En effet, le temps d'établissement peut notamment être conséquent [5] et donc avoir un impact gênant sur l'autonomie du nœud. Il est nécessaire de bien gérer ce temps d'établissement afin de ne pas gaspiller inutilement l'énergie embarquée.

#### I.2.3.4. L'alimentation

L'alimentation doit fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement de l'ensemble du microcapteur. Le choix de la source d'énergie va donc dépendre de l'encombrement, de l'autonomie et des fonctionnalités requis par l'application. Il existe différents types de sources d'énergie [4] :

- Batteries

Forme dominante de stockage d'énergie pour l'alimentation des circuits électroniques depuis de nombreuses années, l'utilisation des batteries a été naturellement considérée pour les applications de réseaux de microcapteurs. L'intérêt principal de ce type de composants est leur densité d'énergie disponible. Ces sources d'énergie délivrent généralement des tensions stables et peuvent donc être directement connectées à l'électronique [4].

Type	Densité d'énergie	Rechargeable
Zinc-air	3780 J/cm <sup>3</sup>	non
Lithium	2880 J/cm <sup>3</sup>	non
NiMHd	860 J/cm <sup>3</sup>	oui
NiCd	650 J/cm <sup>3</sup>	oui

Tableau I-1 : Exemple de batteries.

De nos jours, les batteries rechargeables sont communément utilisées dans les produits électroniques tels que les téléphones portables, les PDA et les ordinateurs portables. Le Tableau I-1 montre que la quantité d'énergie disponible est moindre que pour les batteries simples, ces sources d'énergie constituent donc une source secondaire d'énergie. Dans le cas de réseaux de microcapteurs, l'utilisation de ce type de batterie nécessite l'utilisation d'une autre source d'énergie afin de pouvoir les recharger. La combinaison de ces deux sources nécessite la mise en place d'une électronique de contrôle qui va contribuer à augmenter la puissance consommée par le nœud. Enfin, il faut savoir que la densité d'énergie de ces batteries n'est pas fixe et diminue dans le temps (décharge, vieillissement) comme le présente la Figure I-6.

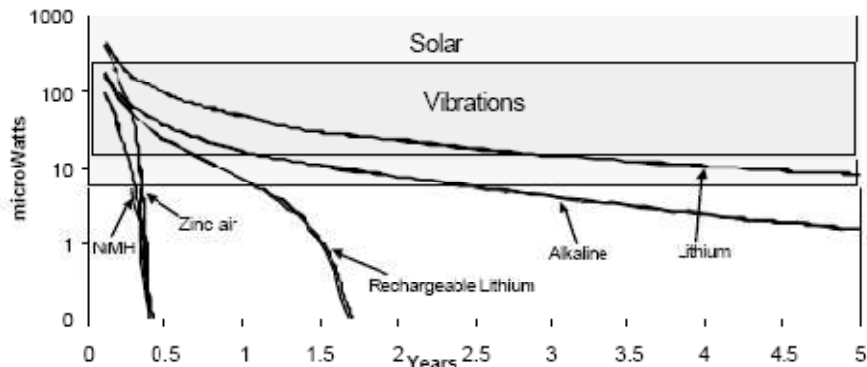


Figure I-6 : Variation de la densité de puissance en fonction du temps [9].

- Micro-batteries

La taille étant une contrainte majeure, il est important de s'intéresser à la miniaturisation des batteries. De nombreuses solutions sont à l'étude, elles sont basées dans la plupart des cas sur l'utilisation de l'empilement de couches minces utilisant plusieurs composés chimiques : lithium, zinc, nickel. Le défi de la miniaturisation des batteries est de réduire la taille tout en maintenant voire augmentant leurs performances : stabilité de la tension délivrée, densité d'énergie [10].

- Super-capacités

Les super-capacités possèdent une capacité de stockage d'énergie aussi grande que celle des batteries. Elles constituent un compromis entre les batteries rechargeables et les capacités standard. En effet, elles possèdent aussi l'avantage d'avoir une durée de vie généralement plus longue et un temps de charge plus faible. Cependant, ces super-capacités possèdent l'inconvénient d'avoir des courants de fuites très grands, ce qui va limiter leur autonomie. Elles peuvent atteindre des densités de 50 à 100J/cm<sup>3</sup> [4]. De plus, comme pour les batteries rechargeables, leur utilisation suppose de leur associer une source d'énergie pour pouvoir les recharger et donc d'utiliser une électronique de contrôle.

- Micro-générateurs

La récupération d'énergie est une méthode envisagée afin de pouvoir recharger les batteries ou les super-capacités. Dans l'optique de la miniaturisation, de nouveaux générateurs permettant de récupérer l'énergie ambiante sont en cours de développement dans l'intérêt d'augmenter l'autonomie tout en miniaturisant toujours plus. La récupération d'énergie concerne :

- L'énergie solaire [4] ;
- Les vibrations [11] [12] ;
- Les variations de température [13].

Ces méthodes de récupération d'énergie nécessitent un moyen de stockage et donc une électronique assez complexe afin de mettre en forme l'énergie récupérée et pouvoir la stocker.

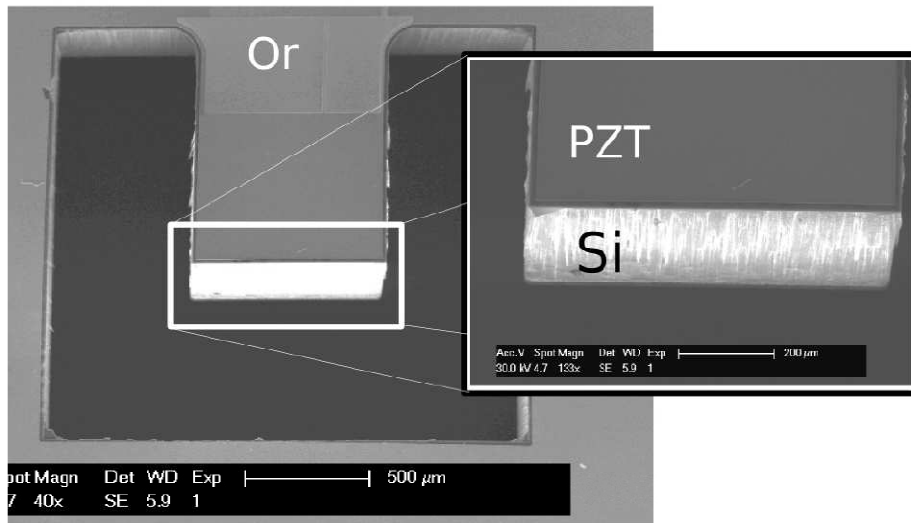


Figure I-7 : Photo MEB d'un dispositif de récupération d'énergie vibratoire [11].

Selon [4], les vibrations sont une source d'énergie très intéressante avec des densités estimées pouvant atteindre  $200\mu\text{W}/\text{cm}^3$ . La Figure I-7 présente un dispositif réalisé au TIMA pour récupérer les vibrations mécaniques.

Le Tableau I-2 présente une synthèse des différentes sources d'énergie existantes ou en cours de développement.

Types alimentation	Exemples	Caractéristiques
Batteries	- Alcaline - Lithium - Nickel Cadmium	- Encombrement - Forte capacité - Rechargeable ou non
$\mu$ batteries	- Lithium - Nickel	- Faible encombrement - En cours de développement
Super-capacités		- Forte capacité - Temps de charge rapide - Fort courant de fuite
$\mu$ générateurs	- $\mu$ turbine - Piezoélectrique - Panneaux solaires	- Faible encombrement - Electronique complexe - Stockage

Tableau I-2 : Exemples d'alimentations.

### I.2.4. Catégories d'applications

Les diverses possibilités offertes pour la constitution des nœuds expliquent la multiplicité des applications de ce type de réseaux. Celles-ci concernent une multitude de domaines allant du scientifique à l'industriel ou du militaire à la santé [1] [2] [14]. La majorité des applications de ces réseaux de microcapteurs peuvent être classée dans trois principales catégories:

- La collecte de données environnementales ;
- La détection d'événements ;
- Le tracking d'objets, d'animaux ou de personnes.



### I.2.4.1. Collecte de données environnementales

Dans un intérêt scientifique, la collecte de données issues d'un environnement afin de les analyser et d'en déduire des modèles, des tendances constitue un défi majeur. L'une des applications des réseaux de microcapteurs peut donc être de placer des nœuds dans un environnement d'intérêt.

Ces nœuds doivent effectuer la mesure de phénomènes physiques dans l'environnement dans lequel ils sont placés. Ils doivent envoyer ces données à intervalles de temps réguliers vers une base de traitement pour des analyses futures. Suivant le phénomène mesuré, l'intervalle entre l'envoi de deux mesures est variable et peut atteindre plusieurs minutes. La vitesse de transmission des données n'est donc pas critique d'autant plus que la quantité de données à transmettre n'est pas très importante. La durée de la collecte des données est variable et suivant les besoins peut atteindre plusieurs mois voire des années. Ce type d'application nécessite donc une longue autonomie de fonctionnement.

Le réseau possède généralement une topologie statique et la distance entre chaque nœud est minimisée afin de diminuer la portée et donc maximiser l'autonomie d'un réseau qui peut être très étendu [3].

La Figure I-8 présente un exemple d'une des applications possibles. Le but de cette application [15] est de collecter les données issues d'une zone volcanique afin de pouvoir les analyser.

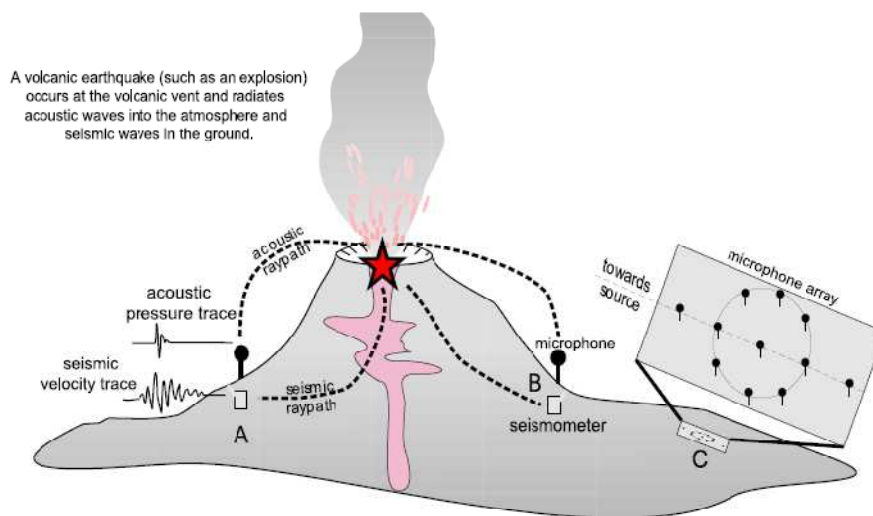


Figure I-8 : Exemple d'application au volcanisme [15].

D'autres applications concernent :

- La surveillance de phénomènes météorologiques (température, humidité) ;
- La récupération de données sismologiques [16] ;
- La surveillance de l'habitat [17] ;
- La détermination de modèles notamment pour la propagation des feux de forêt.

### I.2.4.2. Détection d'événements

La détection d'un événement spécifique dans un environnement donné constitue également un domaine d'application des réseaux de microcapteurs. Le but n'est plus ici de collecter des données mais d'informer la base en cas de détection d'un événement précis. Les nœuds de ces réseaux ont pour rôle de détecter un événement et d'avertir le plus rapidement possible la base de traitement. La rapidité de transmission de ces messages est un des critères

de performances de ces applications. Les messages transmis dans ce type de réseaux sont généralement plus rares mais ils nécessitent une grande sécurité de transmission car ils sont très importants et ne doivent pas être perdus.

Du fait de la rareté des messages, il est nécessaire de vérifier régulièrement la connectivité du réseau et donc le fonctionnement de chacun des nœuds du réseau. La confirmation du statut de chacun des nœuds est donc obligatoire. Chacun des nœuds procède à l'envoi de messages régulièrement pour confirmer leur bon fonctionnement. Il se peut donc que la majeure partie de l'énergie soit dépensée par la communication du statut des nœuds [3].

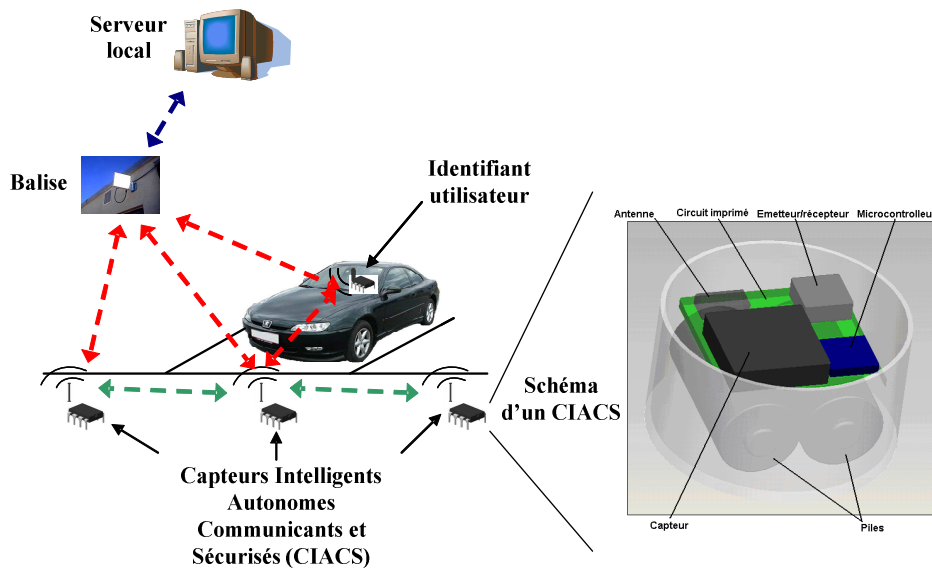


Figure I-9 : Schéma de principe du projet WYP.

Au laboratoire ESTIA-Recherche, le projet WYP en collaboration avec l'entreprise R2M Technologies propose l'utilisation d'un réseau de microcapteurs afin de gérer un parc de stationnement par télépaiement. La Figure I-9 illustre le principe de cette application. L'implantation dans le sol de capteurs permet de détecter la présence d'un véhicule sur une place de parking. Le véhicule d'un abonné est identifié par l'intermédiaire d'un badge permettant le télépaiement. Ce système offre également la possibilité de guider les usagers vers les places de parking libres.

Dans le cas de détection d'événements, les domaines d'application des réseaux de microcapteurs sont :

- La sécurité
  - o La prévention en cas d'incendie [18], de séisme ;
  - o La détection d'agents chimiques ;
  - o L'intrusion [7].
- La présence d'objets, de personnes.

Ces applications nécessitent seulement de transmettre le statut d'un nœud ou des données concernant la détection d'un événement. Les messages transmis dans ce réseau sont donc courts car constitués de peu de bits. La détection d'un événement rend le message à transmettre prioritaire. Le choix d'un protocole de communication adapté à ce type d'application est nécessaire afin d'assurer une qualité de service (QoS), un routage rapide du message et la sécurisation des données [7]. Suivant l'application visée, la transmission du message sera prioritaire sur le coût énergétique de cette transmission. Par exemple, considérons le déploiement d'un réseau de microcapteurs pour la détection de feux de forêt,

l'envoi d'un message suite à la détection d'une anomalie peut se faire sans tenir compte de son efficacité énergétique. En effet, si un feu est détecté, il se peut qu'après la transmission du message le capteur soit détruit. Dans le cadre de cette application, la transmission du message d'alerte et l'assurance qu'il parvienne à destination sont donc plus importantes que la conservation de l'énergie du nœud.

### I.2.4.3. Tracking

Le tracking d'objets, d'animaux ou de personnes peut aussi être une application des réseaux de microcapteurs. Certaines applications permettent de surveiller un objet, une personne dans un environnement monitoré par un réseau de microcapteurs. D'autres applications associent un ou plusieurs microcapteurs autonomes à un système de positionnement afin de relayer l'information vers un autre type de réseau (Internet, GSM).

Ainsi, un projet, comme Vital Dust [19], a pour but de collecter des informations sur les signes vitaux d'un patient et d'avertir les secours en cas d'anomalie. Le patient, sur lequel est implantée la puce, est constamment sous surveillance sans être contraint de rester dans un environnement précis. Lors de la détection d'une anomalie cardiaque, par exemple, le microcapteur envoie l'information à un PDA qui servira de relais pour alerter les secours.



Figure I-10 : Principe du système VITAL DUST.

Ces applications concernent notamment :

- La surveillance des animaux dans un environnement clos afin d'analyser leur mode de vie en connaissant leur déplacement, c'est le cas du projet Zebranet [20] ;
- Le suivi ou le contrôle de passages d'objets ;
- La surveillance de personnes notamment dans un cadre médical.

La particularité de ce type d'applications est le constant changement de topologie. Ce sont les protocoles de communication qui vont permettre la gestion de la topologie du réseau [7]. Dans certains cas, les données de localisation peuvent être accompagnées de mesures de capteurs (données vitales par exemple). Comme pour les autres types d'applications, les données à transmettre constituent peu de bits.

### I.2.5. Spécifications typiques

Afin d'évaluer les performances d'un réseau de microcapteurs, nous devons garder à l'esprit les objectifs et les avantages de cette technologie comparée aux autres technologies, comme l'autonomie, la facilité de déploiement et de placement par exemple. Dans cette partie, nous allons analyser ces différents critères et les contraintes qui en découlent.

De la sorte, l'étude des différentes catégories d'application et des critères de performances des réseaux de microcapteurs va nous permettre de définir les spécifications typiques de telles applications. Le Tableau I-3 récapitule les trois catégories principales d'applications des réseaux de microcapteurs et leurs caractéristiques présentées précédemment.

Types d'application	Surveillance D'environnement	Détection d'événements	Tracking
<b>Besoins</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mesure et envoi réguliers</li> <li>- Peu de données</li> <li>- Longue autonomie</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Message d'alerte prioritaire et rare</li> <li>- Confirmation statut</li> <li>- Peu de données</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mobilité</li> <li>- Peu de données, localisation</li> </ul>
<b>Exemples</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Volcanisme</li> <li>- Sismologie</li> <li>- Habitat</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Volcanisme, sismologie</li> <li>- Intrusion</li> <li>- Gestion de parking</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Localisation et suivi d'objet</li> <li>- Médical, localisation personne malade</li> </ul>

Tableau I-3 : Récapitulatif des besoins en fonction des applications.

### I.2.5.1. L'autonomie

Dans le cas des différentes catégories d'applications décrites précédemment, notamment pour la collecte de données dans un environnement mais aussi pour les applications de sécurité, l'autonomie requise peut atteindre des mois voire des années. La connectivité et l'opérabilité du réseau requièrent une autonomie relativement longue. En effet, pour préserver l'intérêt et la qualité de ces réseaux, il est difficilement envisageable voire inconcevable d'avoir à remplacer trop régulièrement les nœuds défectueux, ce qui entraînerait un coût de maintenance élevé.

Les facteurs limitant l'autonomie d'un nœud du réseau sont le type d'alimentation choisi, les différentes fonctionnalités du nœud, le choix des éléments du nœud. Afin d'augmenter l'autonomie, il est nécessaire pour chaque nœud de gérer efficacement l'énergie disponible. La notion d'efficacité énergétique apparaît aussi dans les protocoles de communication [7], il est utile de chercher l'optimisation du routage des données et donc de limiter l'envoi inutile de données [1] et les collisions. Néanmoins, l'ajout de fonctionnalités notamment au niveau des protocoles va augmenter la consommation moyenne du nœud.

### I.2.5.2. La facilité de placement et de déploiement

L'intérêt du développement des réseaux de microcapteurs réside dans la miniaturisation des éléments qui composent chacun des nœuds du réseau. L'encombrement des nœuds doit être minimal afin de maximiser l'intérêt de cette nouvelle technologie non seulement au niveau du coût mais aussi pour faciliter leur déploiement de manière la moins intrusive possible dans un environnement n'ayant pas été prévu pour accueillir ce type d'application.

De plus, ces réseaux doivent pouvoir se configurer et se gérer simplement. Par exemple, lors du placement dans un environnement, le réseau doit pouvoir s'autoconfigurer pour éviter une intervention externe et coûteuse.

Enfin, le réseau doit pouvoir s'autogérer. Le but est de pouvoir maintenir la connectivité du réseau sans intervention externe. Le réseau doit pouvoir prévenir des défaillances des nœuds du réseau, connaître son organisation [7], gérer l'énergie des différents

nœuds, le routage des données [1] [7] afin de pouvoir maintenir le service requis par l'application. Le besoin d'autogestion du réseau nécessite l'envoi régulier de message à travers le réseau afin de vérifier le fonctionnement des nœuds et nécessite donc des protocoles de communication plus ou moins complexes. Ainsi, l'envoi de ces messages à travers le réseau aura un impact fort sur l'autonomie des nœuds.

### **I.2.5.3. Le taux de collecte des données**

Il est possible de définir pour chaque application une périodicité de la transmission des données. Le but des réseaux de microcapteurs est de mesurer un phénomène physique, de détecter un événement et de transmettre des messages à travers un réseau. Un nombre d'envois de données par unité de temps est donc défini, le nombre d'échantillons collectés et transmis étant dépendant de l'application. Ainsi, pour des applications de collectes de données environnementales, l'envoi des données peut s'effectuer à des intervalles de quelques minutes. Dans le cas de détection d'événement, l'envoi des données se fait régulièrement mais seulement pour vérifier la connectivité du réseau. L'espacement de l'envoi des données est plus long et peut atteindre des dizaines de minutes voire des heures.

Pour augmenter la collecte des données, il suffit d'utiliser des méthodes de compression des données mais aussi des moyens de stockage et d'en faire une synthèse [1] [7]. Cette méthode est fréquemment utilisée dans le cas de réseaux avec des transmissions de nœud à nœud. Dans ce cas, les réseaux sont généralement organisés en cluster dans lequel un chef collecte les données des nœuds du cluster et en fait une synthèse : c'est le principe de l'agrégation [21]. L'augmentation de la collecte des données issues de chaque nœud aura une influence sur son autonomie.

Les données à transmettre au sein d'un réseau de microcapteurs sont essentiellement des mesures ou des alertes. Ainsi, les microcapteurs ont généralement besoin d'envoyer de petits paquets de données avec une vitesse de transmission non critique. Le débit de ces applications est donc assez faible [3].

### **I.2.5.4. Le temps de réponse**

Notamment dans le cas d'une application de détection d'un événement type feu de forêt ou détection d'intrusion, il est important de pouvoir transmettre le message vers la base de traitement en priorité. Dans ce cas, le temps de réponse du nœud est donc un paramètre très important. De la même manière, dans le cas d'un réseau dense avec une périodicité des mesures très élevée, l'intervalle de temps entre la transmission de la mesure et la réception par la base de traitement devra être très court du fait de la multitude de messages devant être traités par le réseau et reçus par la base.

Ce temps de réponse est donc dépendant de la vitesse de traitement des différents éléments du réseau :

- Temps de conversion du CAN ;
- Vitesse d'exécution du microcontrôleur ;
- Débit de transmission des données et longueur de la trame à transmettre.

Mais, il est aussi lié à la densité du réseau et à la périodicité de l'envoi des mesures. Il est donc nécessaire d'incorporer des moyens de gérer la priorité de certains messages, la densité du réseau et la vitesse de traitement de ce type de message. Il faudra également prendre en compte la gestion de la topologie du réseau et du routage des données [7] : plus le routage sera optimisé, plus le temps de réponse du système sera court.

### I.2.5.5. Synthèse

Le Tableau I-4 est une synthèse des principales spécifications d'un réseau de microcapteurs. En comparaison avec les applications de téléphonie mobile, nous constatons bien que l'accent de ces applications est mis sur la durée de vie et d'autonomie et non sur les performances en termes de communication.

Spécifications	Réseaux de microcapteurs	Téléphonie mobile
Portée	Dizaines de mètres	Quelques kilomètres
F <sub>canal</sub>	Bande ISM	Bande définie (GSM)
Débit	Débit instantané faible – kb / s	Elevé – peut atteindre le Mb/s
Taille des paquets	Centaines de bits	Variable
Autonomie	> 1 année	Quelques jours - rechargeable

Tableau I-4 : Comparatif réseaux de microcapteurs et téléphonie.

## I.3. Simulation d'un nœud

L'autonomie étant la problématique principale de ce type d'application, il apparaît de plus en plus important de pouvoir estimer la consommation d'un nœud afin de pouvoir adapter la source d'alimentation et le choix des différents éléments du nœud en fonction de l'autonomie requise. Il est nécessaire de trouver des moyens afin d'augmenter l'autonomie d'un nœud tout en répondant aux spécifications de l'application visée. Les solutions consistent à :

- Déterminer comment gérer l'énergie au niveau système (mise en veille ou en fonctionnement des différents éléments) afin d'obtenir une énergie consommée en fonction des ressources disponibles et d'atteindre l'autonomie requise par l'application. Cette gestion passe par le choix des protocoles et la gestion de l'alimentation de chaque bloc afin de rendre le nœud énergétiquement efficace d'où le développement de protocoles adaptés à ces applications de microcapteurs [7] [8] [21];
- Trouver la configuration des blocs permettant d'obtenir une puissance consommée minimum tout en assurant les performances requises par les spécifications de l'application. Depuis quelques années, nous assistons à la mise en place de méthodes d'optimisation de certains éléments en fonction des performances requises [22]. Le but serait d'adopter ces méthodes en ajoutant une contrainte de consommation afin de faire le bon choix des éléments ou d'en concevoir des plus efficaces.

Le développement d'un outil est devenu nécessaire et doit permettre de déduire, en combinant les différents éléments du nœud, une estimation de sa consommation moyenne. Ainsi, en fonction des spécifications de l'application, cet outil pourra s'avérer utile afin de choisir une source d'énergie mais aussi les différents éléments du nœud. Le problème du développement de cet outil est lié à la complexité d'un nœud. En effet, la description d'un nœud nous a permis de démontrer que c'est un système hétérogène alliant différents domaines.

Dans un premier temps, nous allons donc mettre en place un modèle afin d'estimer la consommation du nœud mais également d'analyser l'influence des différents éléments du nœud sur l'autonomie. Ensuite, après avoir implémenté ce modèle sous Matlab-Simulink, nous allons utiliser des exemples afin de démontrer l'intérêt de celui-ci. Enfin, cette étude haut-niveau nous permettra d'identifier la part de chaque élément du nœud dans la consommation moyenne, et donc, de fixer, en fonction des spécifications de l'application, les critères de choix de chacun de ces éléments.

### I.3.1. Modélisation

La première étape consiste à développer un modèle permettant d'estimer l'énergie ou la puissance consommée par un nœud [5]. En effet, l'autonomie est dépendante de l'énergie disponible et donc de la source d'énergie utilisée et de l'énergie consommée par chaque élément du nœud selon son mode de fonctionnement.

#### I.3.1.1. Influence du choix de la batterie sur l'autonomie

Comme nous l'avons montré précédemment, l'autonomie sera plus grande en maintenant le nœud le plus longtemps possible en état de veille. Nous avons donc défini la notion de rapport cyclique de fonctionnement d'un nœud. De plus, nous avons déterminé les spécifications typiques des applications réseaux de microcapteurs dans le Tableau I-4, nous avons donc vu que l'autonomie requise pouvait atteindre plusieurs années.

Fixons donc l'autonomie à une année et prenons l'exemple d'une batterie lithium CR2477 d'une capacité de 950mAh. La Figure I-11 est obtenue d'après (3), elle représente la consommation moyenne en fonction du rapport cyclique de fonctionnement pour une autonomie d'une année.

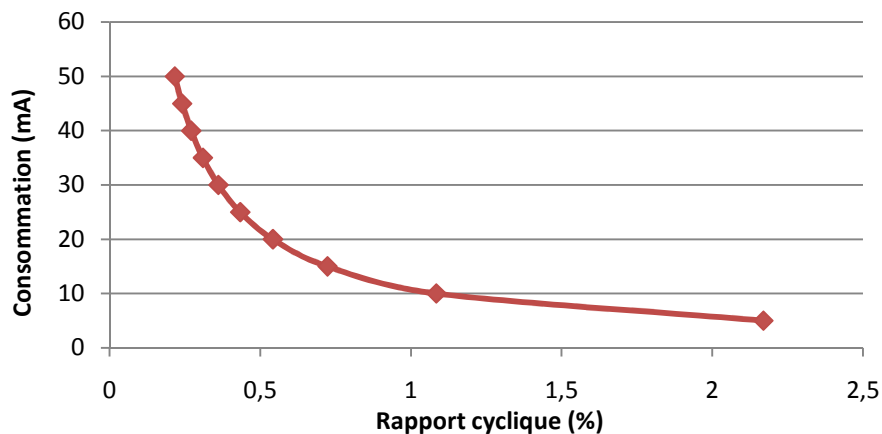


Figure I-11 : Courant en fonction du rapport cyclique pour une autonomie de 1 an.

Si le nœud fonctionne 10ms toutes les secondes soit un rapport cyclique de fonctionnement de 1%, le courant consommé moyen devra être environ de 10mA afin d'atteindre une année d'autonomie. Néanmoins, cette caractéristique est idéale et ne tient pas compte des caractéristiques de la batterie considérée. En effet, comme nous l'avons vu précédemment (cf. § I.2.3.4), la densité d'énergie d'une batterie lithium diminue avec le temps. Si nous considérons cette caractéristique, en ayant un courant moyen de 10mA avec un  $\alpha$  de 1%, l'autonomie obtenue devient seulement une demi-année. Afin de tenir compte de cette

caractéristique, nous décidons d'inclure dans (4) un coefficient  $K$  dépendant du choix de la batterie. Nous obtenons ainsi :

$$I = \frac{C_{bat} \times K}{\alpha \times t} \quad (I-5)$$

### I.3.1.2. Modèle simplifié

Une première approche consiste à mettre en place un modèle simplifié dans lequel nous considérerons que chaque élément sera actif pendant le temps  $t_{on}$  et inactif pendant  $t_{off}$ . En tenant compte de la caractéristique d'une batterie lithium type CR2477 [4] [23], nous obtenons la Figure I-12. Nous prenons  $K$  égal à 0,5.

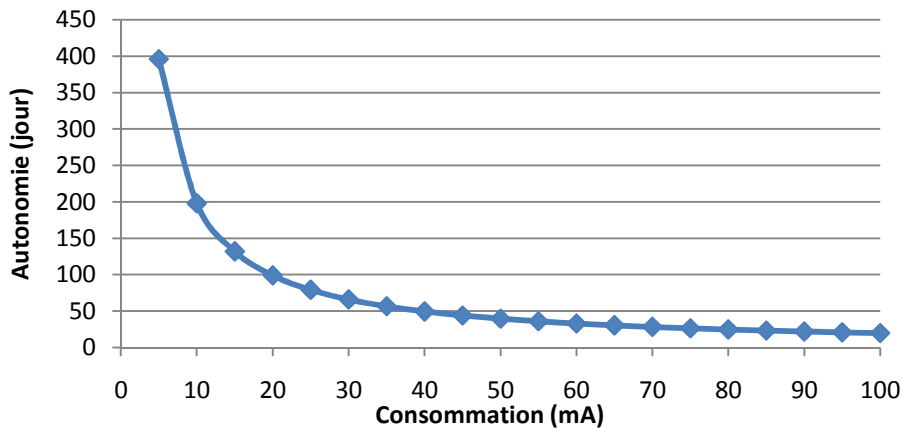


Figure I-12 : Courant en fonction de l'autonomie.

Ainsi, nous constatons que pour obtenir une autonomie d'une année, la consommation moyenne doit être de 5mA environ pour un rapport cyclique de fonctionnement de 1% soit deux fois moins que précédemment. La définition de  $\alpha$  suppose que pendant le temps de l'état ON, la consommation est maximale et s'exprime par :

$$P_{on} = P_{on_{capteur}} + P_{on_{CAN}} + P_{on_{\mu C}} + P_{on_{\text{émetteur}}} + P_{on_{\text{récepteur}}} \quad (I-6)$$

L'énergie consommée pourrait s'exprimer de la manière suivante :

$$E_{cons} = P_{on} t_{on} \quad (I-7)$$

Ce modèle ne tient pas compte de la consommation de chaque élément d'un nœud à l'état OFF. Or, nous avons vu précédemment que le rapport cyclique de fonctionnement d'un nœud devait être très faible afin d'assurer une longue autonomie. Cela implique que le nœud se trouve la majorité de son temps de fonctionnement à l'état OFF. L'énergie consommée dans cet état par le nœud peut avoir un impact sur la consommation moyenne du nœud. Il est donc important d'en tenir compte. Ainsi, l'énergie consommée s'écrit :

$$E_{cons} = P_{on} t_{on} + P_{off} t_{off} \quad (I-8)$$



La puissance  $P_{on}$  correspond à la puissance totale consommée en fonctionnement (ON) par les différents éléments du nœud.  $P_{off}$  représente la puissance totale consommée par les éléments du nœud à l'état OFF.

### I.3.1.3. Les phases de fonctionnement d'un nœud

En utilisant (I-4), le modèle de consommation reste simple et plutôt minimaliste. Il est donc peu précis. En effet, nous avons vu que l'énergie consommée était dépendante du mode de fonctionnement du nœud. Il est possible, afin de rendre plus précis le modèle, de décomposer le fonctionnement du nœud en différentes phases. Dans la plupart des applications de réseaux de microcapteurs, le nœud suit un cycle de fonctionnement qui est dépendant de l'application visée. Pendant ce cycle, il est possible de gérer indépendamment chaque élément de ce nœud suivant les spécifications requises par l'application. Il est donc possible de définir plusieurs phases de fonctionnement. La Figure I-13 présente ces phases de fonctionnement du nœud en fonction du temps ainsi que les éléments en fonctionnement pour chaque phase dans le cas le plus courant.

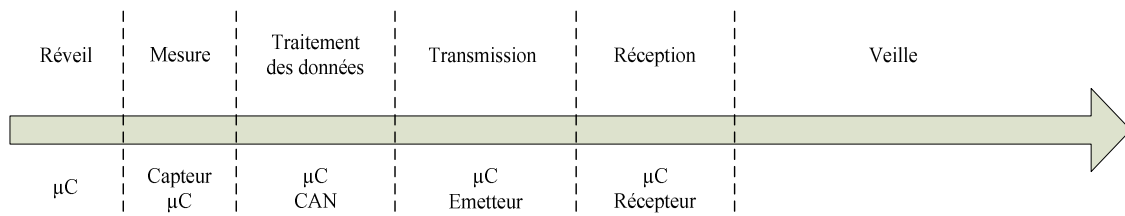


Figure I-13 : Phases de fonctionnement d'un nœud.

- Réveil

Le réveil de chacun des éléments du nœud peut se gérer de façon indépendante. C'est son élément central généralement le microcontrôleur qui va avoir la tâche de gérer le réveil de ses différents sous-blocs. Il va donc, à intervalle de temps régulier et comme le montre la Figure I-13, gérer la phase de fonctionnement du nœud. Il est très important de bien gérer cette phase de réveil car certains éléments peuvent avoir un temps d'établissement relativement long comme le capteur ou le module de communication. La mauvaise gestion de cette phase peut entraîner une mauvaise gestion de l'énergie et donc avoir une répercussion sur l'autonomie du nœud.

- Mesure

Pendant cette phase, le capteur a pour fonction d'effectuer une ou plusieurs mesures qui devront ensuite être converties en données numériques par un convertisseur analogique-numérique.

- Traitement

Cette phase inclut la conversion de la mesure issue du capteur par le convertisseur analogique-numérique (CAN) puis son traitement par le microcontrôleur : mise en forme des données, adaptation au protocole de communication, codages. La durée de cette phase de traitement va dépendre de la vitesse d'exécution du microcontrôleur, du temps de conversion du CAN et de la complexité du protocole utilisé.

- Transmission et réception

Les données mises en forme peuvent ensuite être transmises vers un relais ou vers la base de traitement. Comme nous l'avons vu précédemment, la transmission des données ne se fait pas forcément à chaque mesure mais plutôt en fonction de l'application (envois de plusieurs données en même temps, détection d'un événement). La durée de cette phase d'émission  $t_{trans}$  dépend du nombre de bits à transmettre  $N_{bits\_trans}$  et du débit instantané  $D_{inst}$  tel que :

$$t_{trans} = \frac{N_{bits\_trans}}{D_{inst}} \quad (I-9)$$

La phase de réception peut servir à recevoir des données venant d'autres capteurs, dans ce cas le nœud sert de relais mais il peut aussi servir à recevoir des données de la base de traitement (accusés de réception, requête). De la même manière que pour la transmission de données, la durée de la phase de réception est liée au nombre de bits à recevoir  $N_{bits\_récep}$  et au débit instantané. Ainsi, nous pouvons écrire :

$$t_{récep} = \frac{N_{bits\_récep}}{D_{inst}} \quad (I-10)$$

La durée pendant laquelle le récepteur est en fonctionnement dépend aussi du délai d'attente du premier bit à recevoir  $t_{délai}$ . L'équation (I-9) devient :

$$t_{récep} = t_{délai} + \frac{N_{bits\_récep}}{D_{inst}} \quad (I-11)$$

$t_{délai}$  est lié à la vitesse de transmission d'un message à travers le réseau et donc à la densité du réseau. Dans le cas de l'attente d'un accusé de réception par le nœud, le temps de traitement de la base ou du relais a aussi une influence sur  $t_{délai}$ . Le nombre de bits émis et reçus va varier selon les protocoles utilisés et le possible ajout de redondances d'information, de cryptage et de codages des données afin d'assurer une certaine qualité de la transmission.

- Veille

Pendant cette phase le nœud est considéré comme inactif. Il existe une consommation d'énergie minimale de chacun des éléments. La part la plus importante de cette consommation d'énergie est liée au microcontrôleur qui doit maintenir une certaine activité pendant la veille du nœud comme la gestion de la mémoire ou de l'oscillateur permettant son réveil complet à intervalle de temps régulier.

### I.3.1.4. Modèle complet

Ces constatations nous permettent de modéliser chacun des éléments du nœud indépendamment les uns des autres. L'énergie consommée dépend du temps d'activité de chacun des éléments et de sa puissance consommée dans chacun des modes de fonctionnement. Par exemple, pour le capteur, nous pouvons écrire que l'énergie consommée vaut :

$$E_{capteur} = P_{on_{capteur}} \cdot t_{on_{capteur}} + P_{off_{capteur}} \cdot t_{off_{capteur}} \quad (I-12)$$

Pour chaque élément du nœud, nous pouvons écrire une relation équivalente à l'équation précédente. L'énergie consommée totale s'écrira :

$$E_{total} = E_{capteur} + E_{\mu C} + E_{CAN} + E_{\text{émetteur}} + E_{\text{récepteur}} \quad (\text{I-13})$$

Ainsi, l'énergie consommée par l'émetteur et le récepteur en fonctionnement est donc respectivement dépendante des temps  $t_{trans}$  et  $t_{récep}$  définis en (I-9) et (I-11). Le temps de fonctionnement du microcontrôleur est aussi dépendant de ces temps. Nous pouvons donc écrire :

$$E_{on\text{émetteur}} = P_{on\text{émetteur}} \cdot \frac{N_{bits\ trans}}{D_{inst}} \quad (\text{I-14})$$

$$E_{on\text{récepteur}} = P_{on\text{récepteur}} \cdot \left( t_{délai} + \frac{N_{bits\ récep}}{D_{inst}} \right) \quad (\text{I-15})$$

Enfin, le mode actif de chacun des éléments du nœud doit aussi tenir compte du temps d'établissement et d'extinction de ces éléments. En effet, pour certains éléments notamment le capteur ou le module radiofréquence, ce temps d'établissement peut être conséquent. Ainsi, l'énergie consommée pendant ces deux phases peut représenter une part conséquente de l'énergie globale consommée. Pour chaque élément du nœud, nous définissons :

$$t_{on} = t_{start} + t_{stop} + t_{fonctionnement} \quad (\text{I-16})$$

Par exemple, aussi bien l'émetteur que le récepteur utilise une PLL. La stabilisation de la fréquence en sortie de PLL nécessite un temps non-négligeable [5]. Dans le cas du module RF CC1100 de chez Chipcon, ce temps d'établissement atteint 0,8ms [24]. L'énergie consommée pendant ce temps peut s'écrire :

$$E_{start} = P_{on} \cdot t_{start} \quad (\text{I-17})$$

De la même manière, nous pouvons écrire l'énergie consommée pendant l'extinction de l'élément tel que :

$$E_{stop} = P_{on} \cdot t_{stop} \quad (\text{I-18})$$

Le temps d'extinction est généralement moins gênant car plus court. Suivant la périodicité des mesures ou de l'envoi des données, l'énergie consommée pendant les différents temps d'établissement  $t_{start}$  et  $t_{stop}$  des éléments peut constituer une part prépondérante de l'énergie globale consommée. Ces temps sont non-négligeables et immuables alors que  $t_{fonctionnement}$  peut être optimisé en fonction du protocole utilisé et des instructions à exécuter par l'unité de traitement.

### 1.3.1.5. Calcul de la consommation moyenne

Ainsi, à partir du modèle de l'énergie consommée, nous pouvons calculer la puissance consommée moyenne  $P_{moy}$ . Elle s'écrit par définition :

$$P_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T E_{total} dt \quad (\text{I-19})$$

avec  $E_{total}$  l'énergie totale consommée par l'ensemble des éléments du nœud dans les différents modes de fonctionnement que contient une période  $T$ . En fonction de la tension d'alimentation, il est donc possible de déterminer la consommation moyenne  $I_{moy}$  du nœud et donc d'en déduire une estimation de son autonomie en tenant compte de l'expression (I-5).

La mise en place de ces équations va nous permettre de réaliser une simulation haut-niveau permettant en fonction de l'évaluation de la puissance consommée par les principaux éléments et en tenant compte de leur temps d'établissement, de fonctionnement et d'extinction d'en déduire une consommation moyenne.

### **I.3.2. Implémentation**

Nous avons décidé d'implémenter ce modèle avec le logiciel Matlab-Simulink. Il peut constituer ensuite une passerelle vers le langage SystemC qui a pour objectif de pouvoir modéliser des systèmes matériels mais aussi mixtes ou hétérogènes. L'intérêt de SystemC est de pouvoir modéliser entièrement le système en utilisant plusieurs niveaux comportementaux tout en gardant le même langage de programmation. De plus, l'intérêt de l'utilisation du logiciel Matlab-Simulink est de pouvoir faire le lien avec d'autres travaux comme la simulation de récupération d'énergie à l'aide de la librairie SimPower (TIMA) ou encore la simulation d'un accéléromètre capacitif et de son convertisseur  $\Sigma\Delta$  (ESTIA-Recherche et IMS). Enfin, l'utilisation de Matlab-Simulink permet la simulation de systèmes hétérogènes ce qui est le cas d'un nœud d'un réseau de microcapteurs.

En effet, comme nous l'avons vu précédemment, un nœud d'un réseau de microcapteurs combine :

- Des capteurs et des modules de récupération d'énergie ;
- De l'électronique analogique (module RF, convertisseur AC/DC ou DC/DC) et numérique (CAN, microcontrôleur) ;
- De l'informatique (protocoles de communication, codage des données).

Le but de l'implémentation de ce modèle est de pouvoir calculer une consommation moyenne, de pouvoir observer l'évolution de la consommation en fonction du temps mais aussi de pouvoir faire une estimation de l'autonomie du nœud.

#### **I.3.2.1. Développement du modèle**

##### **I.3.2.1.1. Initialisation des paramètres de l'application**

Comme le montre la Figure I-14, dans un premier temps, pour que notre modèle fonctionne, il nous faut définir les paramètres correspondant aux spécifications de l'application tels que :

- Le débit instantané  $D_{inst}$  ;
- Le nombre de bits émis  $N_{bits\_trans}$  et reçus  $N_{bits\_récep}$  ;
- La périodicité des mesures  $N_{b\_mes}$ .

Ces différents paramètres seront définis dans un fichier d'initialisation.

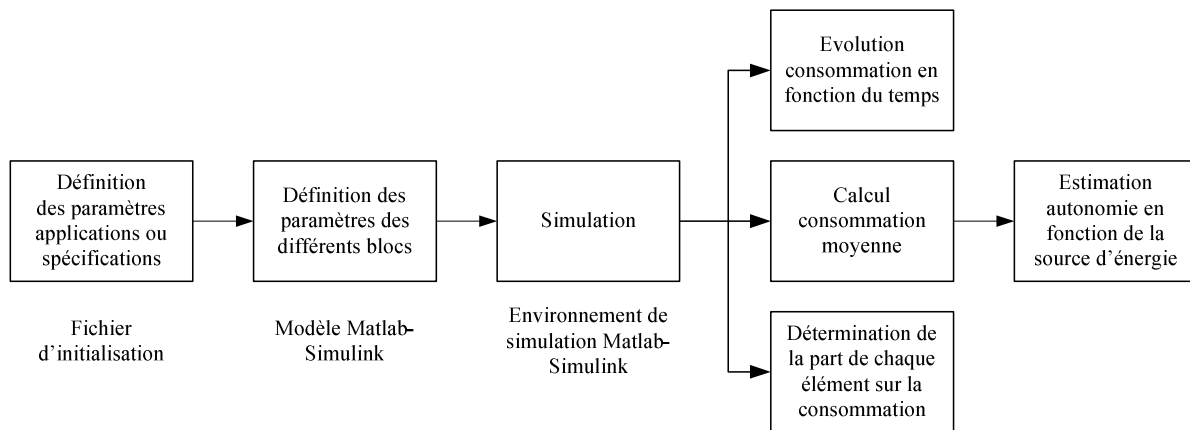


Figure I-14 : Principe de notre modèle.

### I.3.2.1.2. Les blocs

Ensuite, des blocs systèmes correspondant aux différents éléments d'un nœud de microcapteur ont été modélisés sous le logiciel Matlab-Simulink :

- Microcontrôleur ( $\mu C$ ) ;
- Convertisseur Analogique Numérique (CAN) ;
- Capteur ;
- Module Radiofréquence (RF).

Dans chacun de ces blocs, nous devons pouvoir spécifier les temps d'établissement  $t_{start}$ , de fonctionnement  $t_{fonctionnement}$  et d'extinction  $t_{stop}$ . Ces différents temps sont dépendants :

- Des spécifications de l'application, ce qui est le cas de l'émission et de la réception ;
- Du type de capteurs utilisés ;
- Du choix des différents éléments du nœud.

De la sorte, afin d'activer ou d'éteindre un bloc, chacun d'entre eux possède deux entrées « ON » et « OFF » sur lesquelles seront appliqués des signaux de commande comme le montre la Figure I-15. La génération de ces signaux permettra la gestion du cadencement des différentes phases de fonctionnement du nœud.

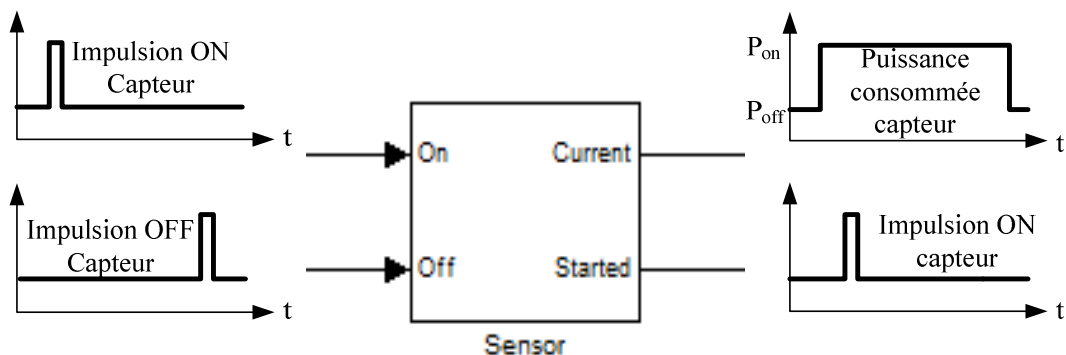


Figure I-15 : Fonctionnement d'un bloc, cas du capteur.

De plus, pour chaque élément, nous devons aussi spécifier les puissances consommées en mode actif  $P_{on}$  et en mode veille  $P_{off}$ . Ainsi, comme l'illustre la Figure I-15, lors de l'application d'une commande sur l'entrée « ON », la consommation de notre bloc basculera

de  $P_{off}$  à  $P_{on}$ . Cette consommation sera maintenue à  $P_{on}$  pendant le temps  $t_{on}$  en tenant compte de (I-16). Un signal appliqué sur l'entrée « OFF » du bloc permettra de ramener la consommation de  $P_{on}$  à  $P_{off}$ .

Globalement, la définition d'une périodicité des mesures nous permet de gérer le réveil du microcontrôleur qui sera ensuite chargé de gérer l'ensemble du cycle de fonctionnement du nœud. La Figure I-16 illustre un cycle possible de fonctionnement d'un nœud. Nous observons les phases de réveil, de fonctionnement et d'extinction des différents éléments du nœud.

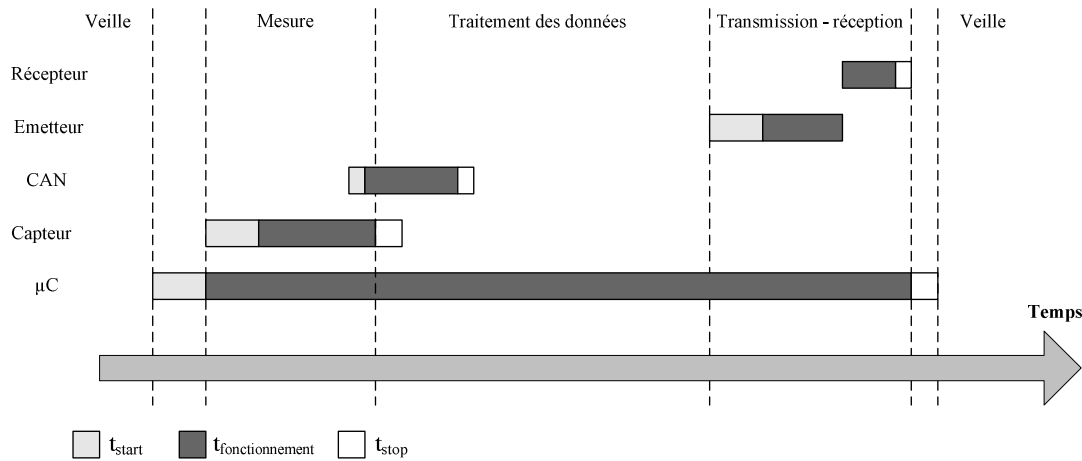


Figure I-16 : Exemple de cycle de fonctionnement d'un nœud.

### I.3.2.1.3. Le modèle d'un nœud

La Figure I-17 représente le modèle d'un nœud développé sous Matlab-Simulink. Une impulsion dépendante de  $Nb_{mes}$  (périodicité des mesures) va déclencher l'allumage du microcontrôleur qui va ensuite devoir gérer l'ensemble des autres éléments du nœud.

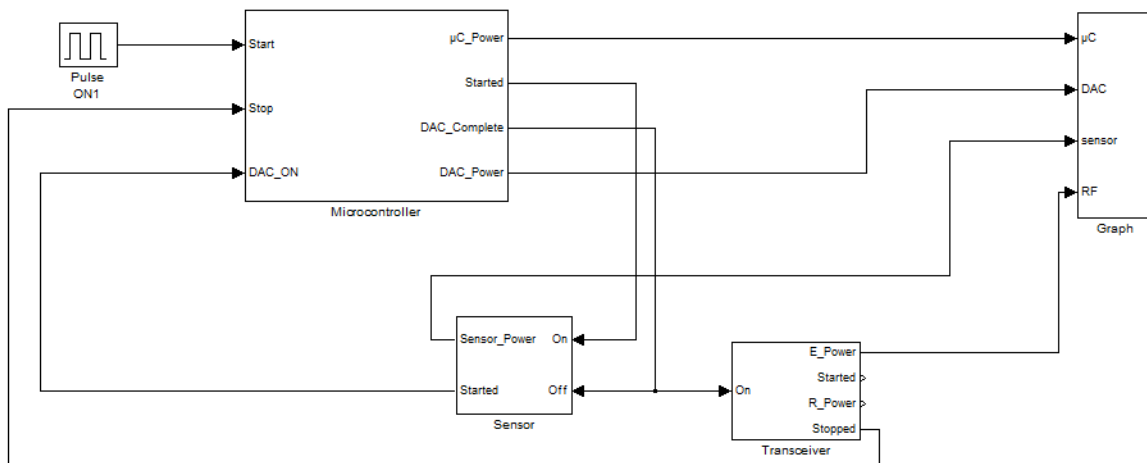


Figure I-17 : Modèle d'un nœud développé sous MATLAB-Simulink.

Dans le cas du microcontrôleur, comme le montre la Figure I-18, le fonctionnement est plus complexe. En effet, l'impulsion sur l'entrée ON du microcontrôleur entraîne la mise en route de celui-ci, la puissance consommée passant de  $P_{off_{\mu C}}$  à  $P_{on_{\mu C}}$ . Le microcontrôleur doit

ensuite gérer l'ensemble du nœud. Sa mise en fonctionnement entraîne la génération d'une impulsion permettant de commander l'allumage du capteur. Le capteur étant actif et prêt à effectuer une mesure, le CAN est mis en route par une nouvelle impulsion sur l'entrée DAC\_ON du microcontrôleur entraînant le passage de  $P_{off\_CAN}$  à  $P_{on\_CAN}$ . A la fin de la conversion, le microcontrôleur envoie une commande permettant d'éteindre le CAN et le capteur mais aussi d'allumer le module RF. Le microcontrôleur s'éteint à la fin du cycle de fonctionnement.

Le bloc « Graph » permet de mettre en forme les données issues de chacun des blocs. Il va permettre de faire le cumul des puissances consommées par chaque bloc (Figure I-17) afin de calculer la puissance moyenne consommée ainsi que d'observer la variation de la puissance consommée dans le temps. A partir de ces calculs, la part, en pourcentage, de chaque bloc sur la puissance moyenne consommée pourra être affichée.

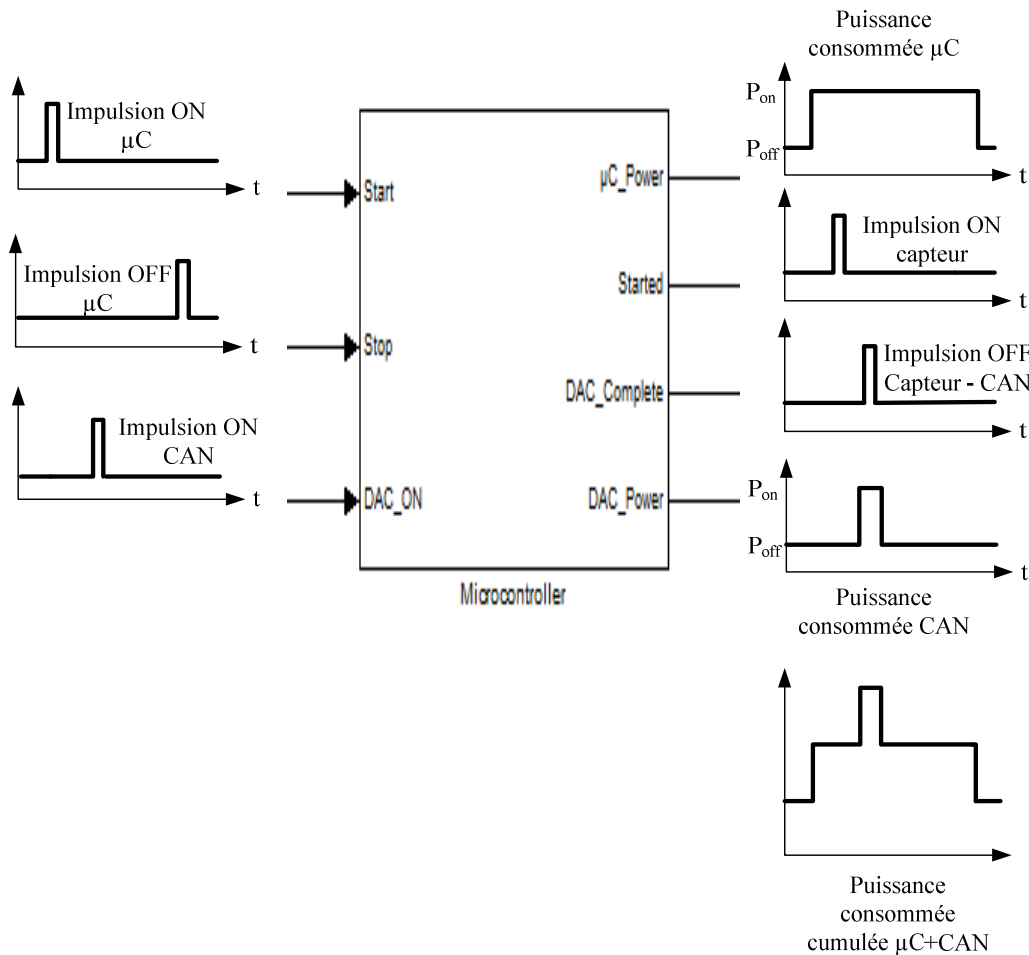


Figure I-18 : Fonctionnement du microcontrôleur.

La possibilité de pouvoir régler les spécifications de l'application mais aussi les paramètres des différents éléments du nœud va nous permettre de pouvoir observer l'influence des spécifications de l'application et l'influence du choix des éléments et des fonctionnalités sur la consommation moyenne du nœud et sur son autonomie en fonction du type de batterie choisie.

Nous pourrions ainsi observer l'influence sur la consommation moyenne et donc sur l'autonomie :

- Des temps d'établissement et d'extinction des éléments critiques comme le module RF ou le capteur ;
- Du temps de traitement du microcontrôleur et donc de l'ajout de fonctionnalités au niveau de cet élément et notamment l'ajout de couches protocolaires ;
- De la vitesse de transmission des données : débit instantané ;
- De la quantité de bits transmis notamment l'influence du stockage et du regroupement de données (taux de collecte différent du taux de transmission par exemple).

### I.3.2.2. Résultats

Dans cette partie, nous allons illustrer le fonctionnement de notre outil en effectuant plusieurs simulations. Nos travaux portant sur la conception d'un émetteur-récepteur faible consommation pour des applications de réseaux de microcapteurs, nous allons donc nous intéresser particulièrement à l'impact du module radiofréquence et de ses caractéristiques sur la consommation globale du nœud.

#### I.3.2.2.1. Détails des composants

Nous prendrons comme exemple deux types d'émetteur-récepteur que nous trouvons sur le marché : le TR1000 produit par RFM et le CC1100 de Chipcon. Le Tableau I-5 présente les caractéristiques principales des deux émetteurs-récepteurs considérés [24] [25]. Les deux modules présentés peuvent fonctionner à la fréquence de 915MHz avec une modulation OOK. Dans les caractéristiques du Tableau I-5, nous remarquons que les temps d'établissement  $t_{on}$  et d'extinction  $t_{off}$  du TR1000 sont plus courts que ceux du CC1100. Cette différence s'explique par le fait que le module TR1000 n'utilise pas de PLL pour générer la fréquence porteuse. Ceci explique également la différence de consommation entre les deux modules aussi bien en émission qu'en réception.

Caractéristiques	TR1000	CC1100
$I_{on\_émission}$ (mA)	12	17
$I_{on\_réception}$ (mA)	4,8	15
$I_{off}$ ( $\mu$ A)	0,5	0,4
$V_{alim}$ (V)	2,2 – 3,7	1,8 – 3,6
$t_{start}$ (ms)	0,02	1
$t_{stop}$ (ms)	0,01	1
$t_{tx-rx}$ ( $\mu$ s)	10	21,5

Tableau I-5 : Caractéristiques principales des émetteurs-récepteurs TR1000 et CC1000 en configuration OOK.

Le débit maximum pour une modulation OOK est de 30kb/s pour le module TR1000. Nous avons donc décidé de fixer le débit à 30kb/s pour nos simulations avec les deux modules.



Après une étude des différents composants du marché pouvant constituer un nœud, nous obtenons le Tableau I-6 qui récapitule les caractéristiques principales des autres éléments du nœud pour une application spécifique. Les temps de fonctionnement et les consommations exprimées dans ce tableau sont issues d'une application déjà développée par ESTIA-Recherche (cf. § I.2.4.2.). Au niveau du microcontrôleur, le temps de traitement est dépendant de sa vitesse d'exécution mais aussi du temps de mise en forme des données (codage, compression, ajout de redondance) ainsi que du choix et de la gestion des protocoles de communication.  $t_{on\_capteur}$  est quant à lui dépendant du type de capteur utilisé.

Eléments du nœud	Nom du composant	$I_{on}$ (mA)	$I_{off}$ (mA)	$t_{on}$ (ms)	$t_{start}$ (ms)	$t_{stop}$ (ms)	Réf.
Capteur magnétique	HMC1053	10	0,001	1	2	1	[26]
Microcontrôleur $F_{osc} = 20MHz$	PIC16F690	5	0,001	?	1	1	[27]
CAN	PIC16F690	1	0	0,03	0,01	0,01	[27]

Tableau I-6 : Paramètres des éléments du nœud d'après [26] [27].

Le temps de fonctionnement  $t_{on\_µC}$  correspond à la durée de fonctionnement de l'ensemble du nœud car le microcontrôleur gère l'ensemble des fonctions du nœud.  $t_{on\_CAN}$  est le temps de conversion du CAN, il est généralement spécifié dans la documentation délivrée par le constructeur. Dans notre cas, le CAN utilisé est celui intégré au microcontrôleur, cela explique que nous considérons  $I_{off\_CAN}$  égale à 0.

### I.3.2.2.2. Simulations

Nous considérerons, pour effectuer ces simulations, que notre nœud doit réaliser une mesure et la transmettre toutes les 30 secondes. La trame comprenant les données à transmettre est composée de 200 bits. Elle contient l'identifiant du nœud, l'état de ce nœud et la mesure du capteur. La communication est bidirectionnelle. En effet, à la réception du message, la base envoie un accusé de réception faisant 50 bits. Le Tableau I-7 récapitule les paramètres importants nécessaires au fonctionnement de notre modèle.

Paramètres	Valeur
Paquet à l'émission (bits)	200
Paquet à la réception (bits)	50
Périodicité des mesures (s)	30

Tableau I-7 : Paramètres applications.

A partir de notre modèle et des paramètres de l'application, nous pouvons simuler la consommation du nœud.

### Cas du TR1000

La Figure I-19 illustre le cumul du courant consommé en fonction du cycle de fonctionnement du nœud dans le cas du module TR1000. Nous remarquons sur ces résultats de simulation les différentes phases de fonctionnement du nœud expliquées précédemment et leurs durées respectives.

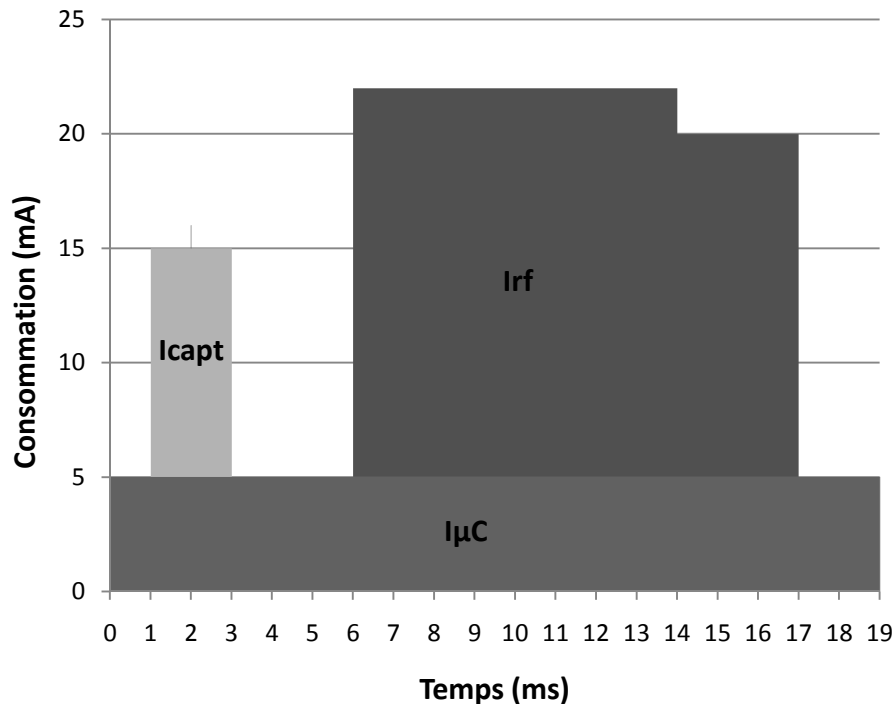


Figure I-19 :  $I_{cons}$  en fonction du cycle de fonctionnement d'un nœud avec le module TR1000.

Nous calculons, grâce à notre modèle,  $t_{trans}$  égal à 6,7ms et  $t_{récep}$  à 1,7ms. A partir de cette simulation, nous pouvons déterminer la consommation moyenne du nœud ainsi que le rapport cyclique de fonctionnement. Nous obtenons ainsi :

$$I_{moy} = 9\mu A \text{ et } \alpha = 0,06\%$$

A chaque mesure, le temps de fonctionnement du nœud est légèrement supérieur à 19ms. Si nous prenons comme alimentation une batterie type pile bouton lithium d'une capacité de 950mAh et délivrant une tension de 3V, l'autonomie estimée est d'environ 2150 jours, c'est-à-dire proche de 6 ans.

### Cas du CC1100

Dans le cas de l'utilisation du module CC1100, nous obtenons la Figure I-20. Les temps de transmission et de réception sont identiques au cas précédent car le débit est resté le même. Nous obtenons ainsi :

$$I_{moy} = 12\mu A \text{ et } \alpha = 0,06\%$$

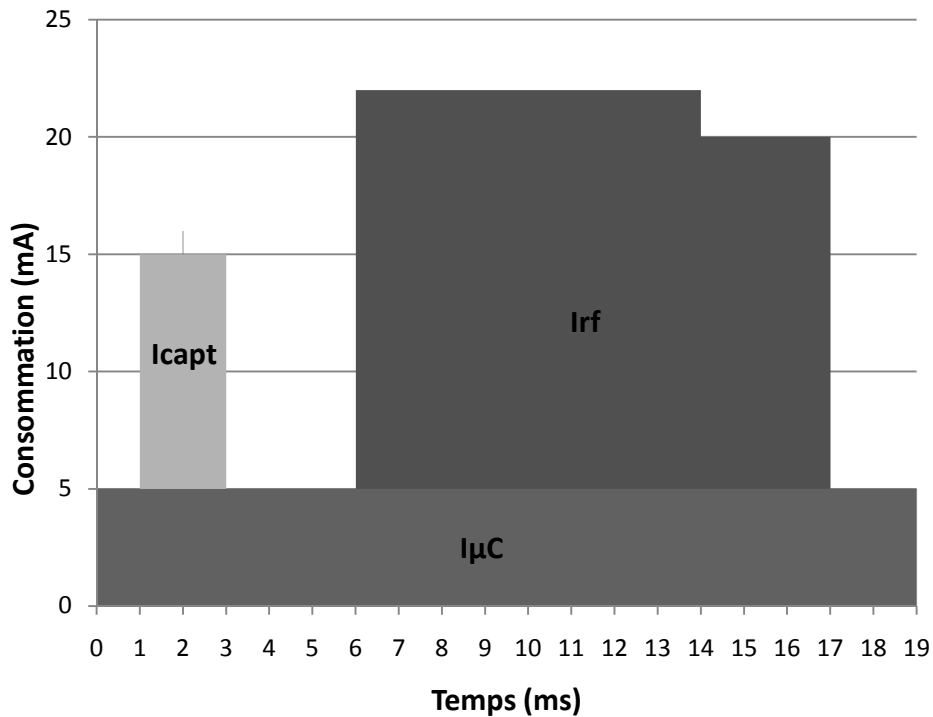


Figure I-20 : Icons en fonction du cycle de fonctionnement d'un nœud avec le module CC1100.

Avec le même type de batterie que précédemment, l'autonomie calculée est d'environ 1624 jours soit environ 4 ans et demi.

### Comparatifs et part prépondérante de la RF

Les résultats des deux simulations sont récapitulés dans le Tableau I-8. L'autonomie est donc plus élevée avec le module TR1000 avec un rapport cyclique  $\alpha$  de fonctionnement quasiment identique.

	$\alpha$ (%)	Autonomie (jours)
TR1000	0,06	2150
CC1100	0,06	1624

Tableau I-8 : Comparatif résultats.

Dans le cas du CC1100, le coût en consommation du module ainsi que le temps d'établissement de la PLL, nous démontre que le débit n'est pas assez élevé pour rendre l'utilisation de ce module intéressant. Si nous élevons le débit à 60kb/s, les résultats démontrent que l'utilisation du CC1100 serait équivalente à celle du TR1000. En effet, dans ce cas, nous obtenons :

$$I_{moy} = 9\mu A \text{ et } \alpha = 0,05\%$$

Soit une autonomie estimée d'environ 2154 jours, ce qui correspond à presque 6 ans. Ainsi, l'augmentation du débit compense, au niveau de l'autonomie, la consommation plus élevée et le plus grand temps d'établissement du module CC1100 vis-à-vis du TR1000.

**Les premiers résultats de nos simulations haut niveau nous permettent de mettre en évidence la part prépondérante de la RF sur la consommation globale et donc sur l'autonomie du système.** En reprenant le premier cas d'utilisation du module CC1100, la Figure I-21 présente la répartition de la consommation en fonction des différents éléments. Nous constatons que la consommation du module RF représente 50% de la consommation globale.

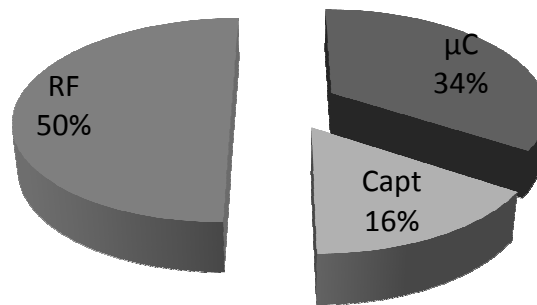


Figure I-21 : Répartition de la consommation en fonction des éléments.

Dans le cadre des réseaux de microcapteurs, il est donc utile de s'intéresser à la diminution de l'influence de la RF sur la consommation globale d'un nœud dans l'optique d'obtenir de meilleures performances en termes d'autonomie.

Les spécifications ont généralement un impact sur les performances du nœud (notamment sur les performances du module RF) et donc sur la contrainte de consommation. Dans le Tableau I-4, nous avons vu que les spécifications des applications réseaux de microcapteurs n'étaient pas très élevées comparées à celles appliquées à la téléphonie mobile.

Par l'intermédiaire de nos simulations, nous avons constaté que le débit a un impact sur la consommation de même que les temps d'établissement et d'extinction. Ainsi, nous avons démontré que pour compenser l'effet des temps  $t_{start}$  et  $t_{stop}$ , il serait nécessaire d'augmenter le débit. Cependant, l'augmentation du débit passe par le choix d'un schéma de modulation plus complexe. Cela se traduit, à performances égales en termes de qualité de transmission, à une complexité accrue du démodulateur et donc une plus forte consommation.

### **Influence du temps de traitement par le microcontrôleur**

Notre modèle nous permet aussi de nous intéresser à d'autres caractéristiques du nœud comme l'influence du temps de traitement et de la vitesse d'exécution du microcontrôleur. Prenons le cas d'un microcontrôleur de la famille PIC de Microchip [27] fonctionnant à deux vitesses différentes suivant le choix de la fréquence de fonctionnement. Dans le cas 1, le microcontrôleur fonctionnera en mode faible-consommation (mode LP : Low Power) grâce à l'utilisation d'un oscillateur faible-consommation. Dans le second cas, nous utiliserons un résonateur afin de générer la fréquence de fonctionnement du microcontrôleur, le microcontrôleur fonctionnera en mode haute vitesse (HS : High Speed).

	Fréquence	Ion
<b>Cas 1 (mode LP)</b>	32 kHz	33 $\mu$ A
<b>Cas 2 (mode HS)</b>	20 MHz	4 mA

Tableau I-9 : Cas d'études – influence de la vitesse d'exécution.

Le Tableau I-9 démontre que la vitesse d'exécution du microcontrôleur et donc le mode d'utilisation a une influence sur la consommation. Dans les deux cas, la tension d'alimentation est de 3V. Pour le module RF, nous avons choisi le module CC1100 fonctionnant à 60kb/s.

A partir de notre modèle, nous calculons le  $\alpha$  et l'autonomie à partir des temps de traitement du microcontrôleur pour les deux fréquences de fonctionnement. Entre les deux fréquences de fonctionnement choisies, nous avons un rapport de 625. Le temps de traitement pour le premier cas (mode LP) sera donc 625 fois plus long que pour le second cas (mode HS). Les résultats obtenus sont récapitulés dans le Tableau I-10.

	$\alpha$ (%)	Autonomie (jours)
<b>Cas 1 (mode LP)</b>	6,3	2036
<b>Cas 2 (mode HS)</b>	0,05	2042

Tableau I-10 : Comparatifs résultats.

Grâce à cet outil, nous pouvons démontrer l'influence de la vitesse d'exécution sur l'autonomie du nœud. La réduction du temps de traitement au prix d'une plus grande consommation va permettre au nœud d'être plus longtemps en mode inactif. Cependant, comme le montre les résultats du Tableau I-10, **la réduction du temps de fonctionnement n'est pas synonyme de gain en autonomie car l'augmentation de la vitesse de traitement est souvent liée à une consommation plus grande du microcontrôleur.** En comparant les deux cas, nous constatons qu'au prix d'une forte augmentation de la consommation du microcontrôleur en mode HS, l'autonomie du nœud se trouve très peu dégradée. **Nous avons donc démontré qu'il est utile, en fonction des caractéristiques du microcontrôleur, de faire un compromis entre augmentation de la vitesse de traitement et diminution du rapport cyclique de fonctionnement afin d'atteindre les spécifications requises par l'application visée.**

Enfin, notre modèle peut nous permettre d'analyser l'impact de l'ajout de temps de fonctionnement au niveau du microcontrôleur et donc de prendre en compte l'aspect logiciel du nœud. La notion d'efficacité énergétique des réseaux de microcapteurs étant d'actualité avec le développement de nombreux protocoles adaptés à ce type d'application [7]. Ces protocoles comme l'agrégation de données ou l'ajout de code correcteur d'erreur permettent de gérer plus efficacement l'énergie afin d'éviter l'envoi de messages répétitifs ou erronés et donc de préserver de l'énergie. Ainsi, notre outil permet d'analyser l'impact de l'ajout de ces protocoles en confrontant l'énergie préservée par leur mise en œuvre avec leur coût énergétique. En effet, l'ajout de fonctionnalités au niveau protocolaire entraîne généralement un temps de traitement plus long et donc une augmentation du rapport cyclique de fonctionnement.

### I.3.3. Conclusion

Le développement de notre outil nous permet de multiples possibilités. Il nous permet de mettre en relief l'influence du choix des différents éléments et de leurs caractéristiques sur l'autonomie du nœud comme nous l'avons démontré avec les différentes simulations réalisées.

De plus, cet outil nous permet de prendre en compte l'hétérogénéité du nœud, nous pouvons démontrer l'influence du choix de l'électronique, du type de capteur mais aussi du rajout de temps de traitement et donc d'instructions au niveau du microcontrôleur.

Enfin, le développement de cet outil nous a aussi permis de mettre en évidence la part importante de la RF dans la consommation globale d'un nœud et nous démontre donc la nécessité de concevoir un émetteur-récepteur adapté à ce type d'applications. La première étape va consister à démontrer l'influence des contraintes liées aux réseaux de microcapteurs sur le choix d'une architecture système. Malgré l'impossible généralisation d'un émetteur-récepteur pour l'ensemble des applications de réseaux de microcapteurs, nous allons fixer, en fonction de ces contraintes, des choix architecturaux pour la suite de notre étude.

## I.4. Choix de l'architecture système

Les deux contraintes principales pour le développement des réseaux de microcapteurs sont donc l'encombrement et l'autonomie. Ces critères vont devoir s'appliquer au choix d'une architecture système pour l'émetteur-récepteur appliqué aux réseaux de microcapteurs.

Dans un premier temps, **une étude des communications numériques présentée en Annexe va nous permettre de faire une synthèse des architectures systèmes existantes.** Nous allons donc pouvoir déterminer, en fonction de notre cadre d'étude, les paramètres influant sur le choix d'une architecture système : architecture de l'émetteur-récepteur, schéma de modulation.

La tâche d'un système de communication est d'acheminer l'information d'une source vers un destinataire. Comme le montre la Figure I-22, dans un système de communication numérique sans fil, une séquence de symboles générée par la source doit être transmise à un destinataire via un canal de transmission.

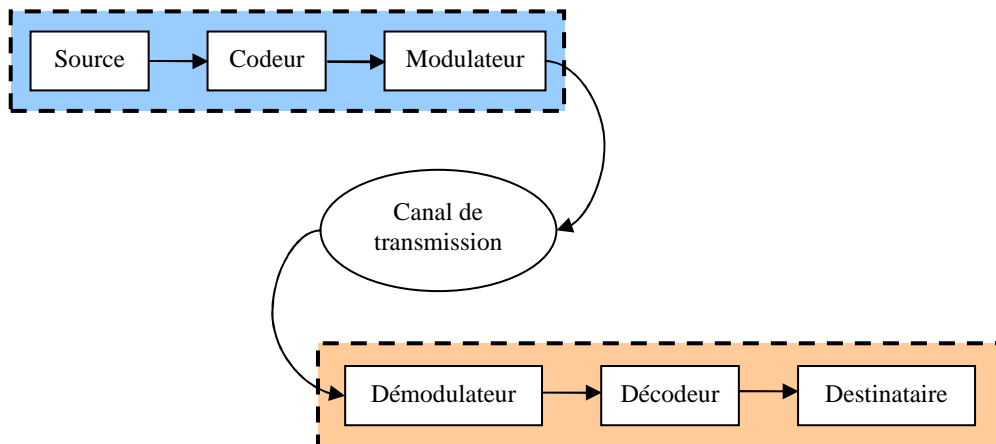


Figure I-22 : Schéma de principe d'un système de transmission.

Cette séquence va moduler un signal à la fréquence porteuse. Le signal ainsi modulé est alors adapté au canal de transmission et se présente sous la forme d'un signal à bande étroite situé autour de la fréquence porteuse.

### I.4.1. Les modulations numériques

Dans cette première partie, nous allons aborder un élément central des communications numériques sans fil : les modulations numériques. En effet, le type de modulation va fortement influencer sur les performances de la communication mais aussi sur le choix de l'architecture utilisée et sa complexité de mise en œuvre. Cette partie est une synthèse des articles [28], [29], [30], [31] et [32].

#### I.4.1.1. Principe

L'opération de modulation consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse afin de transmettre l'information. Cette onde porteuse de fréquence  $f_0$  correspondant est de la forme :

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (I-20)$$

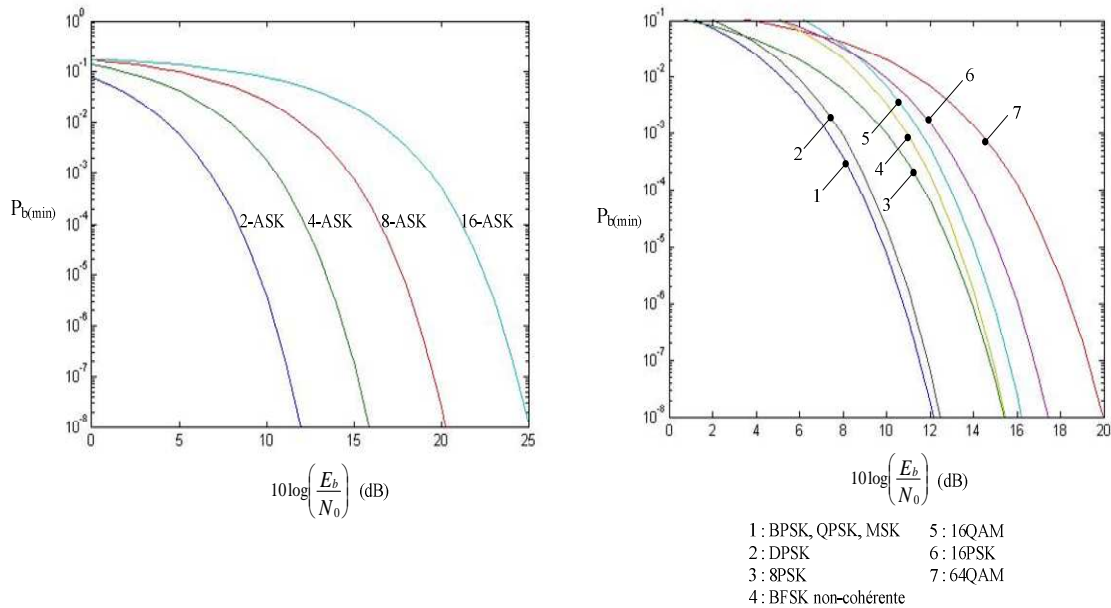
Elle est centrée sur la fréquence du canal de transmission. Les paramètres modifiables de cette onde porteuse sont l'amplitude  $A$ , la fréquence  $f_0$  ou la phase  $\phi_0$ .

Ainsi, suivant la technique utilisée, l'information à transmettre sera associée à un ou plusieurs de ces paramètres. Différentes caractéristiques permettent de comparer entre elles les différentes modulations existantes. Ces caractéristiques sont :

- La sensibilité aux imperfections du système. Elle est évaluée par le Taux d'Erreur Bit (TEB) qui permet donc d'estimer la qualité de la transmission. Le TEB est le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre de bits envoyés.
- L'occupation spectrale. Elle définit l'efficacité d'utilisation de la bande passante du canal de transmission. Elle est égale au rapport du débit sur la largeur de la bande occupée autour de la porteuse.
- La complexité. Suivant le choix du type de modulation, la complexité des modulateurs ou démodulateurs sera plus ou moins grande. Ce choix va donc avoir une influence sur la qualité de la transmission mais aussi sur la surface occupée, sur le nombre de composants mis en œuvre et donc sur le coût et la consommation. C'est donc un critère important à considérer.

#### I.4.1.2. Comparatif des différentes modulations

Nous allons aborder l'impact du choix de la modulation sur les performances mais aussi sur les critères de choix liés à notre cadre d'étude : l'encombrement et la consommation. Les performances sont généralement liées à la sensibilité des modulations aux imperfections d'une chaîne de communication : non-linéarités, bruits, décalage de fréquences. La Figure I-23 présente les performances des principales modulations en termes de TEB en fonction du rapport  $E_b/N_0$  mais aussi leur efficacité spectrale théorique maximale.  $E_b$  représente l'énergie transmise par bit et  $N_0$  la densité spectrale de puissance de bruit.  $P_{b(\min)}$  est la probabilité minimum d'erreur par bits.  $M$  définit le nombre de bits par symbole.



Modulation	Efficacité spectrale $\eta$	Probabilité d'erreur minimale
M-ASK	$\frac{\log_2 M}{1 + \alpha}$	$\frac{M - 1}{M \log_2 M} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{M^2 - 1 N_0}} \right)$
M-PSK	$\frac{\log_2 M}{1 + \alpha}$	$\frac{1}{\log_2 M} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\log_2 M \frac{E_b}{N_0} \sin \frac{\pi}{M}} \right)$
2-DPSK	$\frac{1}{1 + \alpha}$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{1E_b}{2N_0}}$
M-QAM	$\frac{\log_2 M}{1 + \alpha}$	$\frac{4(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M} \log_2 M} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{M - 1 N_0}} \right)$
BFSK	$\frac{1}{2 + \frac{f_2 - f_1}{D_b}}$	$\operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$

Figure I-23 : Performances des modulations numériques [28] [30].

Généralement, le TEB augmente avec le nombre d'états de modulation ce qui entraîne donc un compromis avec l'efficacité spectrale. Ainsi les modulations les plus performantes en termes de TEB sont les modulations les plus simples : 2-ASK (ou BPSK), QPSK par exemple. La modulation QPSK semble le meilleur compromis entre l'efficacité spectrale  $\eta$  et le TEB ensuite viennent les modulations BFSK, 8-PSK et 16-QAM.

L'avantage des modulations à sauts d'amplitude (ASK) est qu'elles ne mettent en œuvre qu'une seule porteuse en phase. Elles sont donc simples à mettre en œuvre et donc faible coût. Cependant, en raison de leur sensibilité aux bruits et aux non-linéarités, les modulations ASK restent très peu utilisées, hormis la modulation OOK et 2-ASK (équivalent à BPSK) par rapport aux autres modulations. En effet, leur sensibilité aux non-linéarités ajoute des contraintes sur la conception de l'amplificateur de puissance. Ces contraintes comme l'implémentation de techniques de linéarisation nécessitent l'utilisation de nouvelles fonctions [33]. Ces techniques sont donc gourmandes en termes de consommation. Ces



modulations sont utilisées dans des systèmes de transmission grand public mais aussi pour des liaisons à fibres optiques.

Les modulations à sauts de phase (PSK) présentent une meilleure efficacité énergétique et aussi de bonnes performances en termes de TEB car elles sont notamment moins sensibles aux non-linéarités. Elles sont fréquemment utilisées pour  $M$  allant de 2 à 16. Au-delà, la dégradation de la probabilité d'erreur qui augmente avec  $M$ , conduit à choisir d'autres types de modulations. Un autre inconvénient des modulations PSK, c'est l'existence de sauts de phase importants qui font apparaître des discontinuités d'amplitude. Il existe des modulations auxquelles il est associé une transition de phase plutôt qu'une phase propre (DPSK) qui permettent d'éviter ces discontinuités. Elles s'appliquent aux transmissions satellites ou aux radiocommunications mobiles.

L'avantage de la modulation QAM est qu'elle utilise plus efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de bits par symbole augmente. En effet, dans la modulation par sauts d'amplitude, les points de la constellation sont sur une droite alors que, pour les modulations par sauts de phase, ils sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est dépendante de la distance minimale entre les points de la constellation. La meilleure solution consiste donc à maximiser cette distance pour une puissance moyenne donnée. Les modulations QAM permettent d'obtenir une meilleure efficacité spectrale et un plus grand débit binaire au prix cependant d'une complexité de réalisation des modulateurs et démodulateurs. Tout comme les modulations ASK, ces modulations restent très sensibles aux non-linéarités. Elles s'appliquent à des systèmes nécessitant un grand débit dans un environnement peu bruyant comme les faisceaux hertziens.

Pour les modulations à sauts de fréquence (FSK), l'augmentation du nombre de symbole va permettre la diminution du TEB mais aussi augmenter l'occupation spectrale, au prix cependant d'une certaine complexité des circuits de modulation et de démodulation. De plus, les modulations FSK sont à enveloppe constante et donc peu sensibles aux non-linéarités. Elles restent cependant très sensibles aux déséquilibres entre voies en quadrature. Les modulations FSK à phase discontinue sont simples de réalisation mais présentent le défaut de produire des sauts de phase. Bien que plus complexe à réaliser, la modulation FSK avec continuité de phase requiert une bande passante plus étroite. Enfin, le principal défaut de ces modulations est leur faible efficacité spectrale. De nouvelles modulations type MSK et GMSK ont été développées afin de pallier à ce problème et donc augmenter l'efficacité spectrale. Ces modulations sont appliquées aux systèmes de transmissions de données types (MODEM), à des systèmes montés en réseau mais aussi pour les télécommunications mobiles, par exemple, le GSM qui utilise la modulation GMSK.

Le Tableau I-11 présente une synthèse des différentes modulations numériques.

Modulation	Nombre d'états	Efficacité spectrale	$E_b/N_0$ pour un TEB = $10^{-3}$	Avantages	Inconvénients
ASK	2	1	7	- Simple à mettre en œuvre - Intéressante pour $M < 2$	- Sensible aux bruits et non-linéarités : performances limitées en TEB
	4	2	10,5		
	8	3	14,5		
PSK	4	2	7,5	- Simple à réaliser - Enveloppe constante - Bonnes performances en TEB et en efficacité spectrale	- Existence de sauts de phase - Limitée pour $M > 8$
	8	3	10		
	16	4	14		
DPSK	2	1	8	- Identique à PSK sans sauts de phase	- Légèrement moins performante que PSK en termes de TEB
	4	2	8		
QAM	4	2	7,5	- TEB meilleur que PSK - Plus performante si M augmente ( $M > 8$ )	- Enveloppe non constante - Complexe à réaliser si M augmente
	16	4	11,5		
	64	6	14,5		
FSK		Dépendante des fréquences porteuses		- Peu sensible aux non-linéarités - Simplicité de réalisation	- Performances moins bonnes que PSK et QAM en termes de TEB et d'occupation spectrale
MSK	2	1,334	7,5	- Bonne efficacité spectrale	- TEB moins bon

Tableau I-11 : Comparatif des différentes modulations numériques.

## I.4.2. Les architectures radiofréquences

Cette seconde partie sera consacrée à la présentation des architectures radiofréquences et à la synthèse de leurs avantages et inconvénients. L'objectif est d'analyser l'influence des éléments caractéristiques d'un système RF sur l'encombrement et la consommation.

### I.4.2.1. Les récepteurs

Le Tableau I-12 présente un récapitulatif des avantages et inconvénients des architectures de récepteurs présentées en Annexe I ainsi que des exemples de récepteurs en technologie CMOS. De la sorte, il est facile de constater que le choix de l'architecture du récepteur va dépendre des performances requises par l'application mais aussi du besoin d'intégrabilité, de simplicité qui est souvent lié à la consommation de l'architecture.

Topologie	Intégrabilité	Problème de la fréquence image	Sensibilité aux distorsions	Sensibilité aux bruits	Problème des tensions d'offset	Consommation
Conversion directe	++	++	-	-	-	++
Hétérodyne classique	-	--	+	+	+	-
Faible fréquence intermédiaire	+	-	+	+	+	+

Référence	Technologie	Topologie	Taille	$I_c$	$F_{canal}$	$S_{in}$	NF	IIP3
[30]	CMOS 1 $\mu$ m	Conversion directe	2,6 mm <sup>2</sup>	9 mA @ 3V	1 GHz	NC	3,2 dB	+8 dBm
[31]	CMOS 0,6 $\mu$ m	Fréquence intermédiaire	2,2 mm <sup>2</sup>	24 mA @ 3V	900 MHz	NC	4,7 dB	-8 dBm
[32]	CMOS 0,25 $\mu$ m	Faible FI	6 mm <sup>2</sup>	33 mA @ 3,3V	860-963 MHz	-80 dBm	5 dB	-8 dBm

Tableau I-12 : Récapitulatif des architectures de récepteurs et exemples en technologie CMOS [34] [35] [36].

Ainsi, dans un contexte d'intégration élevée mais aussi de faible consommation, l'architecture à conversion directe est très intéressante mais ses performances restent limitées par sa sensibilité aux perturbations (bruits [37], distorsions [37] [38] [39] et tensions d'offset [40] [41]). L'architecture à faible fréquence intermédiaire est une alternative aux récepteurs à conversion directe. Elle permet notamment d'éviter le problème de génération de tensions d'offset au prix de l'utilisation d'un filtre à réjection d'image difficilement intégrable [42] [43]. Le choix d'une architecture à conversion directe ou à faible fréquence intermédiaire reste donc cohérent si les performances requises notamment en termes de sélectivité et de sensibilité ne sont pas très contraignantes. Ces architectures sont notamment utilisées pour des applications ne nécessitant pas des performances élevées types téléphones sans fil (DECT) et réseaux de microcapteurs.

Si l'application visée nécessite des performances trop importantes afin d'assurer une qualité de service élevée comme c'est le cas typiquement pour la téléphonie mobile ou les télécommunications par satellite, les architectures hétérodynes classiques [40] seront plus adaptées malgré leur faible taux d'intégration. En effet, l'architecture hétérodyne nécessite deux transpositions en fréquence, d'où généralement l'emploi de deux oscillateurs locaux (OL). De plus, les architectures hétérodynes sont soumises au problème de la fréquence image nécessitant l'utilisation d'un filtre à réjection d'image de grande qualité donc difficile d'intégration. Cette architecture nécessite plus de fonctions RF que la topologie à conversion directe.

#### I.4.2.2. Emetteurs

Comme le présente le Tableau I-13 issu d'une synthèse de l'Annexe I, les architectures à conversion directe classique ou avec décalage d'OL sont simples à mettre en œuvre contrairement aux architectures à fréquence intermédiaire qui utilisent plus de composants. Ces deux architectures permettent d'obtenir de bonnes performances au prix de l'utilisation de filtres difficilement intégrables afin d'éliminer les nombreux parasites générés (fréquence image, distorsions, couplages parasites [44]) mais aussi d'une plus forte consommation.

Topologie	Intégrabilité	Sensibilité aux couplages PA-OL	Sensibilité à la fréquence image	Sensibilité aux distorsions	Limitation en largeur de bande	Consommation
Conversion directe classique	+	--	+	-	+	+
Conversion directe à décalage d'OL	-	+	+	-	+	-
Hétérodyne	--	-	-	-	+	--
A base de PLL	++	-	+	+	--	++

Référence	Technologie	Topologie	Taille	I <sub>c</sub>	F <sub>canal</sub>	P <sub>out</sub>
[42]	CMOS 0,18μm	Conversion directe	5,75 mm <sup>2</sup>	9,5 mA @ 1,8V	2,4 GHz	-4 dBm
[43]	CMOS 0,18μm	Fréquence intermédiaire	14,7 mm <sup>2</sup>	27 mA @ 1,8V	2,4 GHz	0 dBm
[44]	CMOS 0,35μm	A base de PLL	5,4 mm <sup>2</sup>	14 mA @ 2,7V	915 MHz	0 dBm

Tableau I-13 : Récapitulatif des architectures d'émetteurs et exemples en technologie CMOS [45] [46] [47].

Ainsi, l'utilisation d'émetteurs à base de boucle à verrouillage de phase [48] [49] semble plus intéressante dans une optique de faible encombrement et faible consommation [50]. En effet, ces topologies utilisent moins de fonctions, elles sont donc plus facile à intégrer mais aussi sont à plus faible consommation. Le choix d'une de ces architectures impose la modulation PSK ou FSK et limite donc les performances notamment en termes de débit. Néanmoins, ces limitations en performances n'ont pas de conséquence sur l'application de tels émetteurs pour les réseaux de microcapteurs qui requiert des débits très peu élevés par exemple.

### I.4.3. Conclusion sur le choix de l'architecture système

Nous avons démontré un lien entre encombrement, consommation et performances. En effet, en ce qui concerne le choix d'un schéma de modulation, nous avons constaté que les performances sont liées à la complexité de mise en œuvre notamment du démodulateur ou de techniques de linéarisation au niveau de l'amplificateur de puissance. Cela influe donc sur l'encombrement mais aussi la consommation globale du système. Pour les architectures d'émetteur et de récepteur, nous avons dégagé les mêmes tendances, plus le nombre de fonctions et les performances requises sont élevés, plus l'encombrement sera grand de même que la consommation.

Dans le contexte des applications de réseaux de microcapteurs, le choix de l'architecture système s'oriente en fonction des critères d'encombrement et de consommation. Du fait de ces critères, les performances au niveau communication seront moins élevées que dans le cas d'une application de téléphonie mobile :

- Plus faible débit instantané ;
- Nombre de bits à transmettre par message moins élevé ;
- Portée beaucoup plus courte.

En fonction de ces constats, nous avons choisi de nous orienter vers un émetteur à base de PLL et un récepteur à conversion directe. Le choix de la modulation est contraint par le choix de l'émetteur : M-FSK, M-PSK, OOK ou 2-ASK. Ainsi, nous orientons notre choix vers une modulation M-FSK car elle réduit les contraintes sur l'amplificateur mais aussi sur le démodulateur. Elle est donc plus intéressante dans un contexte faible encombrement et faible consommation.

La Figure I-24 présente un schéma de l'architecture système qui au vu de nos critères de sélection convient le mieux à une application réseaux de microcapteurs, c'est-à-dire faible encombrement, faible coût et grande autonomie.

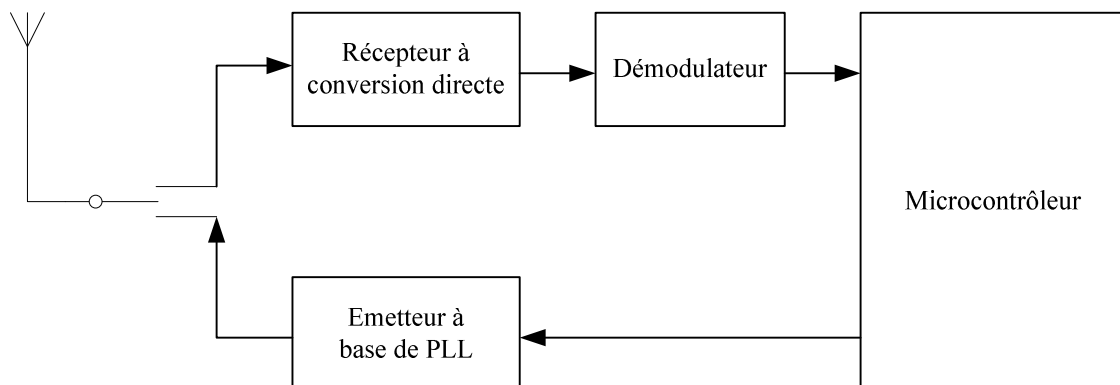


Figure I-24 : Choix architecturaux pour l'émission-réception.

Les solutions actuelles de module RF appliquées aux réseaux de capteurs utilisent ces choix architecturaux. Ainsi, le projet WiseNET de CSEM [51] visant à réduire la consommation d'énergie d'un réseau de capteurs sans fil utilise un module CC1010 du fabricant Chipcon qui propose exactement l'architecture présentée à la Figure I-24 [52]. L'accent de ce projet est mis sur l'optimisation des protocoles de communication afin de diminuer les erreurs, les collisions et donc les pertes de paquets. Le nœud obtenu consomme en moyenne  $25\mu\text{W}$  en communiquant un paquet de 56 octets toutes les 100 secondes. De la même manière, le module PicoRadio développé au Berkeley Wireless Research Center [53] et dédié aux réseaux de capteurs utilise, comme le montre la Figure I-25, un récepteur à conversion directe.

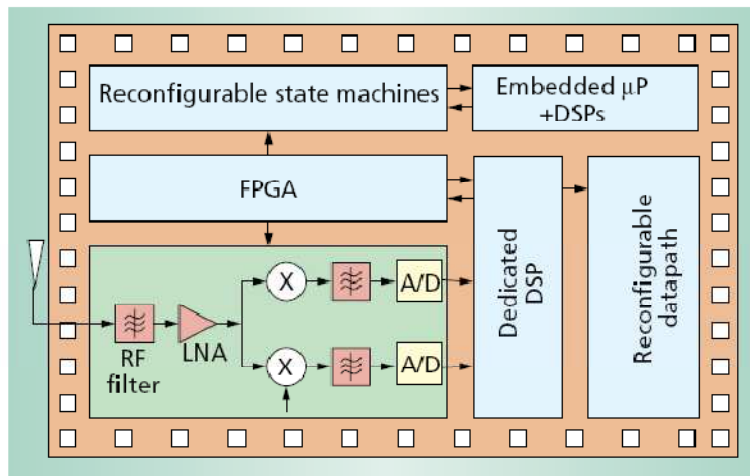


Figure I-25 : Architecture d'un module PicoRadio [53].

Le projet WYP développé au sein d'Estia-Recherche utilise un module RF CC1100 du fabricant Chipcon [24]. L'exemple développé précédemment (cf. I.3.2.2.2) se basant sur ce projet nous a démontré que nous pouvons obtenir une consommation moyenne du nœud de  $9\mu\text{A}$  en envoyant toutes les 30s une trame de 200bits et en traitant un accusé de réception de 50 bits. Enfin, il existe des systèmes émetteur-récepteur de très faible consommation en énergie. Ces solutions mettent aussi bien l'accent sur la consommation en mode actif qu'en mode veille, ce qui est très important dans notre cas d'étude. Ainsi, la société Zarlink propose un dispositif consommant moins de  $2\text{mA}$  en mode actif sous une tension d'alimentation de  $1,2\text{V}$  à  $1,8\text{V}$  et moins de  $500\text{nA}$  en mode veille [54]. Ce module RF utilise une modulation FSK et son originalité réside dans l'utilisation d'un récepteur à  $2,45\text{ GHz}$  afin de réveiller l'ensemble du dispositif.

## I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit notre contexte d'étude pour la conception de notre émetteur-récepteur : les réseaux de microcapteurs. Nous en avons déduit les différentes contraintes de ce type d'applications et fait une synthèse de leurs spécifications. Le développement d'un outil de simulation système nous a permis de confirmer la part prépondérante de la RF dans la consommation globale d'un nœud d'un réseau de microcapteurs. Cet outil s'inscrit dans une démarche de conception d'un nœud mais aussi dans une démarche de conception d'un émetteur-récepteur en fonction de l'application visée.

Ce chapitre nous a donc permis de déterminer des critères de sélection d'une architecture système pour des applications type réseaux de microcapteurs. Nous avons pu définir, en fonction de ces critères, une architecture RF et une modulation adaptée à ce type d'applications très faible consommation.

## Bibliographie

- [1] **I. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam and E. Cayirci.** "A Survey on Sensor Networks". *IEEE Communications Magazine*. Août 2002, Vol. 40, 8, pp. 102-114.
- [2] **D. Culler, D. Estrin and M. Srivastava.** "Overview of Sensor Networks". *IEEE Computer*. 2004, Vol. 37, 8, pp. 41-49.
- [3] **Hill, Jason Lester.** "System Architecture for Wireless Sensor Networks". *Mémoire de Thèse*. University of California, Berkeley, 2003.
- [4] **Roundy, S.** "Power Sources for Wireless Sensor Networks". *Proceedings 1st European Workshop on Wireless Sensor Networks (EWSN'04)*. Berlin, Germany, 2004.
- [5] **C. Sodini, A. Wang.** "A Simple Energy Model for Wireless Microsensor Transceivers". *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '04)*. 2004, Vol. 5, pp. 3205-3209.
- [6] **A. Sadat, J. Yuan and H. Kie.** "Integrated Wireless MEMS Accelerometer for Physiological Activity Monitoring". *8th World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics (WMSCI 2004)*. Juillet 2004.
- [7] **M. Perillo, W. Heinzelman.** "Wireless Sensor Network Protocols". *Fundamental Algorithms and Protocol for Wireless and Mobile Networks*. CRC Hall, 2005.
- [8] **I. Demirkol, C. Ersoy and F. Alagöz.** "MAC Protocols for Wireless Sensor Networks : a Survey". *IEEE Communications Magazine*. Avril 2006, Vol. 44, 4, pp. 115-121.
- [9] **S. Roundy, B. Otis, Y-H. Chee, J. Rabaey and P. Right.** "A 1,9 GHz RF Transmit Beacon using Environmentally Scavenged Energy". *IEEE International Symposium on Low Power Electronic Devices*. Seoul, Korea, 2003.
- [10] **S. Oukassi, X. Gagnard, R. Salot, S. Bancel and J.P. Pereira-Ramos.** "Above IC Micro-Power Generators for RF-MEMS". *Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP 2006)*. TIMA editions, 2006, pp. 349-353.
- [11] **Marczenki, M.** "Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes". *Mémoire de Thèse*. Université Joseph Fournier, Grenoble, 2007.
- [12] **M. Marzenki, S. Basrour, B. Charlot, A. Grasso, M. Colin and L. Valbin.** "Design and fabrication of piezoelectric micro power generators for autonomous microsystems". *Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP'05)*. TIMA editions, Juin 2005, pp. 299-302.
- [13] **Strasser, M.** "Miniaturized thermoelectric generators based on poly-Si and poly-SiGe surface micromachining". *Sensors and Actuators*. 2002, Vol. 97-98, pp. 535-542.
- [14] **S. Kumar, C. Chong.** "Sensor Networks: Evolution, Opportunities, and Challenges". *Proceedings of the IEEE*. Août 2003, Vol. 91, 8, pp. 1247-1256.
- [15] **Werner-Allen, G.** "Monitoring Volcanic Eruptions with a Wireless Sensor Network". *Proceedings 2nd European Workshop on Wireless Sensor Networks (EWSN'05)*. Janvier - Février 2005, pp. 108-120.
- [16] **Y. Zhang, L. Cheng and C. Naito.** "A Study of Wireless MEMS Accelerometers for Civil Infrastructure Monitoring". *IEEE International Workshop on Measurement Systems Homeland Security, Contraband Detection and Personal Safety*. 2005.
- [17] **Mainwaring, A.** "Wireless Sensor Networks for Habitat Monitoring". *Proceedings of the 1st ACM International Workshop on Wireless Sensor Networks and Applications*. Septembre 2002, pp. 88-97.
- [18] **Santoni, A.T. Santucci, J-F de Gentili, Emmanuelle Costa.** "Using Wireless Sensor Network for Wildfire Detection. A Discrete Event Approach of Environmental Monitoring

- Tool". *First International Symposium on Environment Identities and Mediterranean Area, 2006 (ISEIMA '06)*. Corte - Ajaccio, Juillet 2006.
- [19] **Geer, D.** "Pervasive Medical Devices : Less Invasive, More Productive". *IEEE Pervasive Computing*. Avril-Juin 2006, Vol. 5, 2, pp. 85-87.
- [20] **F. Mattern, K. Römer.** "The Design Space of Wireless Sensor Networks". *IEEE Wireless Communications*. Décembre 2004, Vol. 11, 6, pp. 54-61.
- [21] **W. Heinzelman, A. Chandrakasan and H. Balakrishnan.** "An Application-Specific Protocol Architectures for Wireless Microsensor Networks". *IEEE Transactions On Wireless Communications*. Octobre 2002, Vol. 1, 4, pp. 660-670.
- [22] **T-K. Nguyen, N-J. Oh, H-C. Choi, K-J. Ihm and S-G. Lee.** "CMOS Low-Noise Amplifier Design Optimization Technique". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2004, Vol. 52, 4, pp. 1433-1442.
- [23] **Panasonic.** "Manganese Dioxide Lithium Coin Batteries: Individual Specifications". *Datasheet - www.farnell.com*. 2003.
- [24] **Chipcon.** *Datasheet CC1100*.
- [25] **RFM.** *Datasheet TR100*.
- [26] **Honeywell.** *Datasheet HMC105X*.
- [27] **Microchip.** *Datasheet PIC16F6XX*.
- [28] **Dieuleveult, François de.** "Electronique appliquée aux hautes fréquences". Dunod, 2002.
- [29] **Agilent, Application Note.** *Digital Modulations in Communications Systems - An Introduction*. 1997. AN 1298.
- [30] **Kadionik, P.** *Les modulations numériques*. [<http://www.enseirb.fr/~kadionik>] s.l. : Cours en ligne de l'ENSEIRB.
- [31] **Morand, S.** *Cours de communications numériques - UFR Sciences et Techniques de Besançon*.
- [32] **Vallet, R.** "Introduction aux communications numériques". *Site ENST département Comelec*. 2001.
- [33] **J-L. Lee, T-H. Dawson.** "Cartesian Feedback for RF Power Amplifier Linearization". *Proceedings of the 2004 American Control Conference (ACC)*. Juin-Juillet 2004, Vol. 6, pp. 361-366.
- [34] **A. Rofougaran, J. Chang, M. Rofougaran and A. Abidi.** "A 1 GHz CMOS RF Front-End IC for a Direct-Conversion Wireless Receiver". *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Juillet 1996, Vol. 31, 7, pp. 880-889.
- [35] **B. Razavi, S. Wu.** "A 900MHz/1.8GHz CMOS Receiver for Dual Band Applications". *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) - Digest of Technical Papers*. Février 1998, pp. 124-125.
- [36] **S. Cimin Li, H-S. Kao, C-P. Chen and C-C. Su.** "Low-Power Fully Integrated and Tunable CMOS RF Wireless Receiver for ISM Band Consumer Applications". *IEEE Transactions On Circuits and Systems - I: Regular Papers*. Septembre 2005, Vol. 52, 9, pp. 1758-1766.
- [37] **Razavi, B.** "RF Microelectronics". *Prentice Hall*. 1998.
- [38] —. "Architectures and Circuits for RF CMOS Receivers". *Proceedings of the IEEE 1998 Custom Integrated Circuits Conference*. Mai 1998, pp. 393-400.
- [39] **Laursen, S.** "Second Order Distorsion in CMOS Direct Conversion Receivers for GSM". *Proceedings of the 25th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*. Septembre 1999, pp. 342-345.



- [40] **Abidi, A.** "Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications". *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*. Décembre 1995, Vol. 30, 12, pp. 1399-1410.
- [41] **Razavi, B.** "Design Considerations for Direct-Conversion Receivers". *IEEE Transactions On Circuits And Systems II: Analog and Digital Signal Processing*. Juin 1997, Vol. 44, 6, pp. 428-435.
- [42] **M. Steyaert, J. Crols.** "Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers". *IEEE Transactions On Circuits And Systems - II: Analog and Digital Signal Processing*. Mars 1998, Vol. 45, 3, pp. 269-282.
- [43] —. "A Single-Chip 900 MHz CMOS Receiver Front-End with a High Performance Low-IF Topology". *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*. Décembre 1995, Vol. 30, 12, pp. 1483-1492.
- [44] **Razavi, B.** "RF Transmitter Architectures and Circuits". *Proceedings of the IEEE 1999 Custom Integrated Circuits Conference*. 1999, pp. 197-204.
- [45] **S. Kim, I. Nam, T. Kim, K. Kang and K. Lee.** "A Single-Chip 2,4GHz Low-Power CMOS Receiver and Transmitter for WPAN Applications". *Proceedings of Radio and Wireless Conference (RAWCON' 03)*. 2003, pp. 163-166.
- [46] **B-S. Song, V. Leung, T. Cho, D. Kang and S. Dow.** "A 2.4GHz Bluetooth Transceiver in 0,18 $\mu$ m". *Proceedings of IEEE Asia-Pacific Conference on ASIC*. 2002, pp. 117-120.
- [47] **P. Jacobs, J. Janssens, T. Geurts and J. Crols.** "A 0,35 $\mu$ m CMOS Fractional-N Transmitter for 315/433/868/915 MHz ISM Applications". *Proceedings of the 29th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC'03)*. 16-18 Septembre 2003, pp. 425-428.
- [48] **Galton, I.** "Delta-Sigma Data Conversion in Wireless Transceivers". *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techinques*. Janvier 2002, Vol. 50, 1, pp. 302-315.
- [49] **T. Riley, J. Kostamovaara.** "A Hybrid Detla-Sigma Fractional-N Synthesizer for Direct Modulation Applications". *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*. Juillet 2002, Vol. 50, 4, pp. 176-180.
- [50] **A. Carusone, D. Daly.** "A Sigma-Delta Based Open-Loop Frequency Modulator". *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. 2003, Vol. 1, pp. 929-932.
- [51] **Enz, C-C.** "WiseNET: An Ultralow-Power Wireless Sensor Network Solution". *Computer*. 2004, Vol. 37, pp. 62-70.
- [52] **Chipcon.** Datasheet CC1010.
- [53] **J-M. Rabaey, M. Josie Ammer, J-L. Da Silva, D. Patel and S. Roundy.** "PicoRadio Supports Ad Hoc Ultra-Low Power Wireless Networking". *IEEE Computer*. Juillet 2000, pp. 42-48.
- [54] **Zarlink.** Datasheet ZL70250.

## **Chapitre II. Démarche de conception d'un émetteur-récepteur sous contrainte de consommation**

<b>II.1. Introduction .....</b>	<b>47</b>
<b>II.2. Démarche de conception .....</b>	<b>47</b>
II.2.1. Objectifs .....	47
II.2.2. Principe.....	48
<b>II.3. Etude système.....</b>	<b>50</b>
II.3.1. Spécifications du module communicant .....	51
II.3.2. Détermination des spécifications du module RF.....	53
II.3.3. Conclusions .....	63
<b>II.4. Etude du module de communication .....</b>	<b>63</b>
II.4.1. Imperfections d'un émetteur-récepteur .....	63
II.4.2. Performances de l'émetteur-récepteur .....	72
II.4.3. L'outil PERFS RF .....	75
<b>II.5. Etude blocs .....</b>	<b>76</b>
II.5.1. Modélisation des blocs .....	77
II.5.2. La contrainte de consommation .....	82
II.5.3. Exemple d'utilisation .....	85
II.5.4. Synthèse .....	91
<b>II.6. Conclusion .....</b>	<b>91</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>93</b>

## II.1. Introduction

Du fait de la multiplicité des applications de microcapteurs décrites dans le chapitre précédent, il est difficile voire impossible de concevoir un émetteur-récepteur adapté et générique pour ces applications. L'idée est donc de concevoir des outils d'aide à la conception d'un émetteur-récepteur optimisé pour une application donnée. Ces outils doivent s'inclure dans une démarche complète de conception d'un nœud de réseaux de microcapteurs afin de déterminer l'impact des choix effectués sur l'autonomie en tenant compte des spécifications de l'application.

De nos jours, la plupart des techniques de conception ou d'optimisation se base sur l'obtention des meilleures performances possibles en communication : débits élevés, TEB très faibles [1] [2]. Or, dans notre cadre d'étude, ce ne sont pas les performances en termes de débit, de portée ou de qualité de transmission qui prédominent. En effet, comme nous l'avons démontré précédemment, la problématique de ce type de système concerne plus généralement leur autonomie. Il est donc nécessaire de trouver un moyen, une méthode afin d'intégrer cette problématique d'autonomie des réseaux de microcapteurs lors de la conception dans le but de maintenir la connectivité du réseau mais aussi d'éviter l'intervention trop régulière pour la maintenance [3].

L'objectif de ce chapitre est donc de proposer une démarche de conception permettant de faire les meilleurs choix possibles pour le module de communication en fonction de la contrainte de consommation et des spécifications de l'application. Après avoir développé les objectifs de notre démarche, dans une première partie, nous expliquerons le principe des différentes étapes que nous allons mettre en place. Puis, nous détaillerons chacune des étapes de cette démarche correspondant à la modélisation à différents niveaux de la chaîne de communication.

## II.2. Démarche de conception

### II.2.1. Objectifs

La définition des spécifications est primordiale car celles-ci constituent les attentes d'une application et elles permettent de dégager le cahier des charges. Il convient donc d'adapter le choix des différents éléments d'un nœud d'un réseau de microcapteurs en fonction de ces spécifications. L'autonomie étant primordiale, l'objectif de notre démarche, comme l'illustre la Figure II-1, est d'établir des liens entre les spécifications de l'application, les performances et la contrainte de consommation afin de faire un choix entre l'utilisation de composants existants ou la conception de nouveaux éléments.

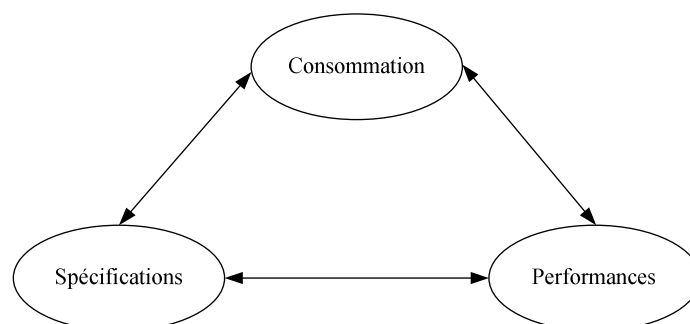


Figure II-1 : Objectif principal de notre démarche.

En effet, il est possible que nous puissions atteindre les spécifications requises par l'application avec des éléments existants sur le marché. Néanmoins, l'intérêt de la conception de nouveaux éléments est de pouvoir augmenter l'autonomie du nœud mais aussi de pouvoir ajouter ou changer les fonctionnalités du nœud en optimisant la consommation en fonction des performances requises. Nous pourrions ainsi envisager d'améliorer la qualité de transmission ou augmenter la quantité de mesures par exemple.

Dans le cas de la conception d'un nouvel élément, notre démarche devra proposer le moyen de valider les résultats obtenus en simulations ou en tests. Elle devra donc être réversible, c'est-à-dire que nous devrions pouvoir remonter les résultats obtenus à un bas niveau vers le niveau système pour vérifier leur concordance avec les spécifications système et la contrainte d'autonomie.

## II.2.2. Principe

Les spécifications de l'application constituent le point de départ de notre démarche. Le respect de ces spécifications implique d'inclure dans notre démarche une vision globale de notre système : le nœud d'un réseau de microcapteurs. La vision globale du système permet d'analyser rapidement l'influence des divers paramètres liés à l'application sur la contrainte de consommation et donc sur l'autonomie. De la sorte, en nous basant sur l'outil développé dans le chapitre précédent, il est possible d'établir une méthode bi-directionnelle (Top-Down et Bottom-Up) répondant aux objectifs de notre démarche. Ainsi, à partir de cet outil haut-niveau, d'autres outils correspondant à divers niveaux de modélisation ont été développés. La Figure II-2 présente le principe de notre méthode de conception.

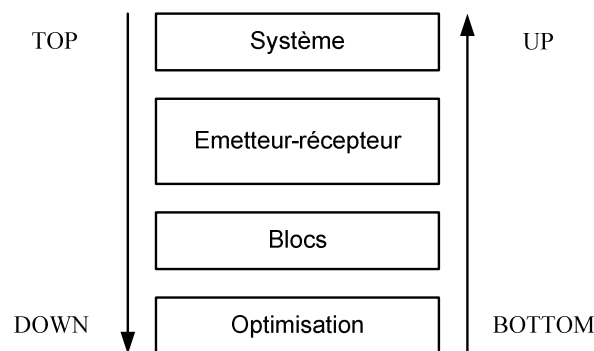


Figure II-2 : Principe de notre méthode de conception.

Avant de détailler le rôle de chacune des étapes, nous allons présenter les deux approches Top-Down et Bottom-Up.

### II.2.2.1. Approche Top-Down

La première approche est une étude descendante dite « Top-Down » dans laquelle nous allons nous attacher à spécifier les caractéristiques des différents éléments d'un nœud mais aussi des sous-systèmes tels que l'émetteur-récepteur. Cette approche est donc une étude prédictive permettant, à partir des spécifications de l'application, d'affiner les spécifications de chacun des éléments du système et donc de fixer les caractéristiques des différents éléments du nœud.

L'objectif de cette approche est de fixer un cadre pour les concepteurs des différentes parties du nœud. Pour le choix ou la conception de l'émetteur-récepteur, il est indispensable de déterminer les spécifications en termes de communication comme le débit, la portée mais aussi le TEB<sup>1</sup>. A partir de là, il sera possible de déterminer les performances à atteindre au niveau de l'émetteur-récepteur :

- Puissances émises et reçues ;
- Figure de bruit ;
- Contrainte de linéarité.

La nouveauté dans cette approche est de faire intervenir la contrainte de consommation au niveau système et donc d'analyser l'influence de cette contrainte sur le choix des spécifications du module de communication et donc sur les performances de celui-ci.

A partir de l'étude système puis de la détermination des performances à atteindre pour le module RF, il est possible soit de s'orienter vers une solution existante, soit de s'intéresser à la conception de blocs et à leur optimisation en fonction de la contrainte de consommation. La conception de nouveaux éléments doit se baser sur l'identification des blocs fonctionnels les plus contraignants en termes de consommation mais aussi de performances.

### **II.2.2.2. Approche Bottom-Up**

L'approche Bottom-Up va permettre de vérifier, à partir de résultats de simulations « bas niveau » (SPICE) effectuées sur les éléments conçus ou choisis, que les caractéristiques des différentes parties du système sont compatibles avec les spécifications de l'application. De plus, les caractéristiques obtenues à partir de mesures réalisées et de tests constituera un moyen d'affiner et de valider les résultats en offrant notamment la possibilité de faire remonter au niveau système des informations plus précises telles que la consommation. Enfin, cette approche permettra d'avoir un retour sur expérience afin de valider nos outils et éventuellement de les faire évoluer.

### **II.2.2.3. Les étapes**

A partir de la Figure II-2, nous allons définir les différentes étapes de notre démarche.

- L'étude système

L'étude système qui sera présentée dans la partie II.3, permet d'avoir une vision d'ensemble du fonctionnement du nœud. Elle aura pour but de s'intéresser à l'étude globale de l'application, de déterminer les spécifications de la partie communication et d'identifier les éléments ayant une part prépondérante dans la consommation du nœud et donc un impact sur son autonomie.

- L'étude de l'émetteur-récepteur

Dans cette partie détaillée au II.4, nous allons nous intéresser à la manière de définir les performances de l'émetteur-récepteur. A partir de cette étape, il sera possible de faire un choix entre conception ou utilisation de composants sur « étagères » (COTS). La partie conception d'un nouvel émetteur-récepteur passe dans un premier temps par des choix architecturaux puis par l'étude des différents blocs fonctionnels de ce module RF.

---

<sup>1</sup> TEB : Taux d'Erreur Bit

- L'étude des blocs fonctionnels de l'émetteur-récepteur

Dans l'optique de la conception d'un nouveau module RF, il est nécessaire d'étudier les différents blocs fonctionnels de l'émetteur-récepteur. Le but de cette étape, qui sera présentée à la partie II.5, est de pouvoir déterminer, à partir des performances de l'émetteur-récepteur, les performances de chacun des blocs et de voir l'influence de ces performances sur la consommation globale du module RF. Il sera ainsi intéressant, en fonction des performances, de déterminer les blocs les plus contraignants en termes de consommation.

- Le dimensionnement au niveau transistor

Cette dernière étape se propose de passer au niveau transistor et de trouver, pour une topologie donnée, la meilleure configuration afin de répondre aux performances demandées par l'étape précédente tout en déterminant la consommation la plus faible. Cette dernière étape sera plus précisément détaillée dans le troisième chapitre de ce document.

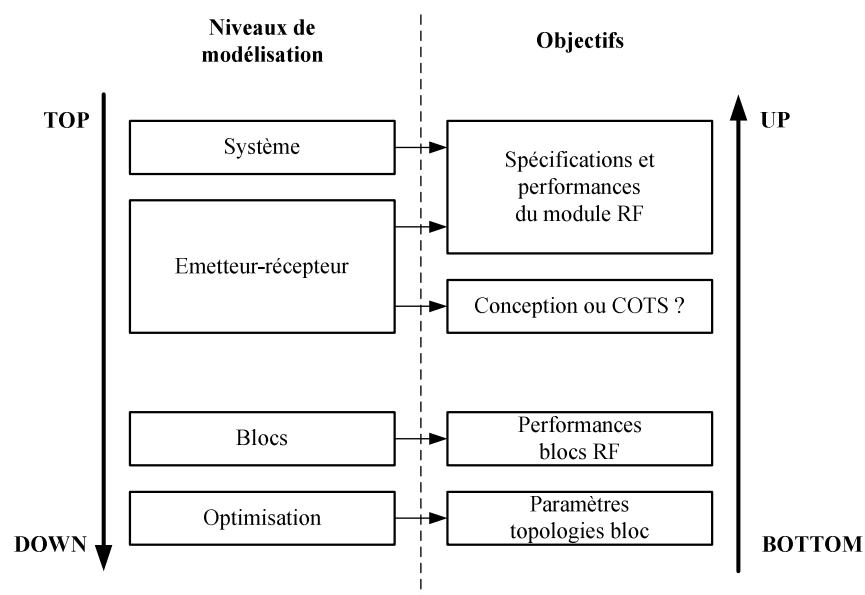


Figure II-3 : Schéma synoptique détaillée de notre démarche.

La Figure II-3 présente une version détaillée du principe de notre démarche. Elle présente les différents niveaux de modélisation et les objectifs de chacune d'elles. Dans la suite de ce chapitre, nous allons nous atteler à décrire chacune des étapes de notre démarche.

### II.3. Etude système

Dans le cadre d'une approche Top-Down, l'étude système permet d'avoir une vision globale du fonctionnement d'un système. L'objectif de l'étude système est de mettre à disposition du concepteur un moyen simple de simuler le comportement d'un nœud en tenant compte de ses différents éléments. Du fait de la prépondérance de la contrainte de consommation dans notre démarche, nous devons mettre en évidence le lien entre les spécifications de l'application et cette contrainte. Nous allons donc utiliser l'outil développé et présenté au premier chapitre afin d'analyser l'impact des spécifications de l'application sur la consommation globale du nœud et tout particulièrement analyser l'influence des spécifications du module RF sur cette autonomie. Cet outil sera, dans la suite de ce mémoire, nommé CONSO Système.

Dans une première partie, nous allons donc définir les spécifications du module communicant que sont :

- La fréquence du canal de transmission  $f_0$  et la bande allouée B ;
- Le débit D ;
- La portée d ;
- La qualité de la transmission (TEB).

Puis, nous analyserons l'impact de ces spécifications notamment sur la consommation. Nous verrons ainsi comment déterminer les spécifications du module communicant en fonction de l'autonomie à atteindre.

## II.3.1. Spécifications du module communicant

### II.3.1.1. La fréquence du canal et la bande allouée

#### II.3.1.1.1. Bande ISM

Le choix de la fréquence du canal de transmission n'est pas libre. Dans le cadre d'une application aux réseaux de microcapteurs, le choix de la fréquence du canal s'effectuera le plus souvent dans la bande de fréquence ISM<sup>1</sup>. Le Tableau II-1 présente les fréquences de la bande ISM.

Fréquences
6,765 – 6,795 MHz
13,553 – 13,567 MHz
26,957 – 27,283 MHz
40,66 – 40,7 MHz
433,05 – 433,79 MHz
868 – 870 MHz
2,4 – 2,5 GHz

Tableau II-1 : Fréquences de la bande ISM.

Le choix d'une fréquence dans la bande de fréquences disponibles va imposer des limites sur la bande allouée B mais aussi sur la puissance d'émission. Par exemple, pour la bande de fréquence à 868MHz, la puissance maximale d'émission est fixée à 10dBm et la bande allouée B maximale est de 100kHz.

#### II.3.1.1.2. Protocoles de communication

Pour certaines bandes de fréquences comme la bande située à 2,4 GHz, il existe de nombreux protocoles de communication sans fil permettant la mise en réseau d'éléments dont les plus connus sont le Wifi, le Bluetooth ou encore le Zigbee [4]. Ces protocoles, dont les

<sup>1</sup> ISM : Industrial, Scientific and Medical

principales caractéristiques sont répertoriées dans le Tableau II-2, embarquent toutes les fonctionnalités permettant la gestion d'un réseau.

Ainsi, le Bluetooth et le Zigbee (IEEE 802.15.4 standard) ont souvent été cités afin d'être utilisés pour des applications de réseaux de microcapteurs [3] [5]. Cependant, les fonctionnalités sont généralement complexes et sont pénalisantes au niveau de la consommation de l'application. Ce type de protocole est donc généralement peu adapté au besoin réduit d'une application réseau de microcapteurs et donc à la contrainte de faible consommation, c'est pourquoi le développement de protocoles spécialement adaptés à ces applications constitue, de nos jours, un défi majeur [6] [7].

Protocole	Zigbee	Bluetooth	Wi-Fi
Appellation IEEE	802.15.4	802.15.1	802.11 a/b/g
Besoins mémoire	4-32 Kb	250 Kb +	1 Mb +
Autonomie avec piles	Années	Jours	Heures
Nombre de noeuds	65000	7	32
Vitesse de transfert	250 Kb/s	1 Mb/s	11-54-108 Mb/s
Portée	100 m	10-100 m	300 m

Tableau II-2 : Caractéristiques des protocoles sans fil actuels [8] [9] [10].

### II.3.1.2. La portée

La portée représente la distance à laquelle le message doit être transmis. Elle est définie à partir de l'environnement dans lequel sera placé le réseau (aire couverte et densité du réseau) mais aussi des éléments perturbants de cet environnement (conditions météorologiques, obstacles). La portée est liée aux puissances transmises et reçues mais aussi à la fréquence du canal de transmission choisie. La portée  $d$  s'écrit selon l'équation des télécommunications [11] :

$$d^2 = \frac{P_{TX} G_{TX} G_{RX} \lambda^2}{P_{RX} (4\pi)^2} \quad (\text{II-1})$$

$P_{TX}$  et  $P_{RX}$  sont respectivement les puissances transmises et reçues,  $G_{TX}$  et  $G_{RX}$  les gains des antennes d'émission et de réception, très faibles pour des antennes intégrées sur puce. Ils sont inférieurs à 0dBi [12].  $\lambda = \frac{c}{f_0}$  est la longueur d'onde avec  $c$  la vitesse de la lumière,  $f_0$  la fréquence du canal de transmission.



### II.3.1.3. Le débit

Comme nous l'avons vu dans le développement du modèle système, les temps de transmission  $t_{trans}$  et de réception  $t_{récep}$  sont dépendants du débit instantané  $D$  mais aussi du nombre de bits à transmettre fixé par l'application. Or, par définition, le débit instantané est lié à la largeur de bande allouée au canal  $B$  et au nombre de bits par symbole  $M$  défini par le schéma de modulation.  $D$  s'écrit :

$$D = 2B \times \log(M) \quad (\text{II-2})$$

Le choix d'une modulation  $M$ -aire va augmenter le débit au prix d'une augmentation de la consommation, comme nous l'avons vu précédemment [13] [14], du fait d'une plus grande complexité du démodulateur. En termes d'autonomie d'un nœud, cela implique un compromis entre la diminution du temps d'activité du module RF et sa complexité. L'augmentation de la largeur de bande  $B$  autour d'une fréquence centrale  $f_0$  va aussi contribuer à l'augmentation du débit. Néanmoins, pour une bande de fréquence  $B$  allouée et dans un environnement donné, il est défini un débit maximum appelé capacité du canal. La capacité  $C$  s'écrit :

$$C = B \log_2(1 + SNR_{in,rec}) \quad (\text{II-3})$$

avec  $SNR_{in,rec}$  le rapport signal sur bruit en entrée du récepteur qui est dépendant du canal de transmission et donc de l'environnement.

### II.3.1.4. La qualité de la transmission

La qualité de la transmission est caractérisée par le Taux d'Erreur Bit (TEB). Le TEB définit le nombre moyen de bits erronés dans les données transmises tel que :

$$TEB = \frac{N_{err}}{N_{tot}} \quad (\text{II-4})$$

avec  $N_{tot}$  le nombre total de bits transmis et  $N_{err}$  le nombre de bits erronés transmis.

La définition d'un TEB et le choix d'un type de modulation va nous permettre de déterminer le ratio  $E_b/N_0$  (cf. Chapitre I) et de calculer le rapport signal sur bruit  $SNR_{out,récep}$  en sortie du récepteur suivant la relation :

$$SNR_{out,récep} = \frac{E_b D}{N_0 B} \quad (\text{II-5})$$

$E_b$  définit l'énergie transmise par bit et  $N_0$  la densité spectrale de bruit exprimée en W/Hz à la sortie du récepteur. Cette relation démontre l'influence du choix du TEB sur les performances du module RF. En effet, pour un schéma de modulation donné, il nous faudra augmenter l'énergie transmise par bit et donc  $SNR_{out,récep}$  afin de diminuer le TEB. Le choix d'un TEB impacte la performance en termes de génération de bruit de l'ensemble des éléments du module RF.

## II.3.2. Détermination des spécifications du module RF

Dans le chapitre précédent, nous avons modélisé le fonctionnement de l'ensemble d'un nœud d'un réseau de microcapteurs. Les équations du modèle développé et implémenté sous Matlab-Simulink mettent en relation la consommation avec les spécifications du module

RF. Ce modèle va nous donner la possibilité d'étudier l'impact des spécifications du module RF sur la consommation et donc de prédire les spécifications du module RF permettant d'atteindre notamment l'autonomie requise.

### II.3.2.1. Principe

En fonction des spécifications de l'application, il est possible, à partir de l'outil CONSO Système, de dégager des orientations concernant le choix des spécifications du module de communication et donc des tendances sur la nécessité de reconception de l'émetteur-récepteur. Nous pourrions réaliser les mêmes simulations en ce qui concerne les autres blocs d'un nœud mais ceci ne rentre pas dans le cadre de notre étude.

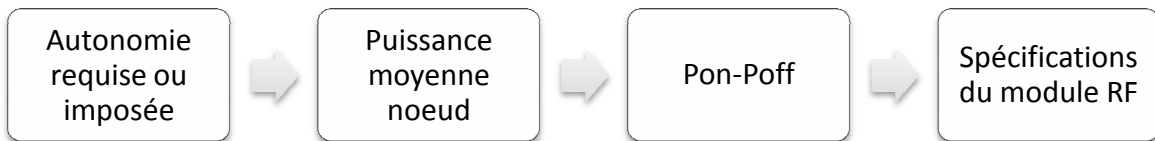


Figure II-4 : Démarche de détermination des spécifications du module RF grâce à l'outil CONSO Système.

Les spécifications d'une application définissent notamment l'autonomie à atteindre. A partir de notre outil et du modèle développé au chapitre I, nous devons déterminer les spécifications du module RF permettant d'obtenir l'autonomie requise. En effet, comme le montre la Figure II-4, la définition de l'autonomie va nous permettre de déduire la puissance moyenne consommée par le nœud. Ensuite, en fonction du choix des différents éléments du nœud, nous déterminerons la puissance maximum consommée pour le module RF dans ses deux modes de fonctionnement actif et inactif ce qui nous permettra d'en déduire ensuite ses spécifications.

De plus, cette démarche nous permettra de déterminer comment réduire la part de la RF dans la consommation du nœud à partir du changement des spécifications du module RF ou de l'application. Par exemple, comme l'illustre la Figure II-5, nous pouvons abaisser la part de la consommation de la RF dans la consommation moyenne du nœud seulement en passant le débit D de 30 kb/s à 60 kb/s. En gardant les autres spécifications fixes, nous constatons que la part de la RF passe de 50 à 41%. Dans le cas d'une approche montante, il est possible de vérifier si les caractéristiques d'un module RF existant ou conçu sont pertinentes dans le cadre de l'application visée.

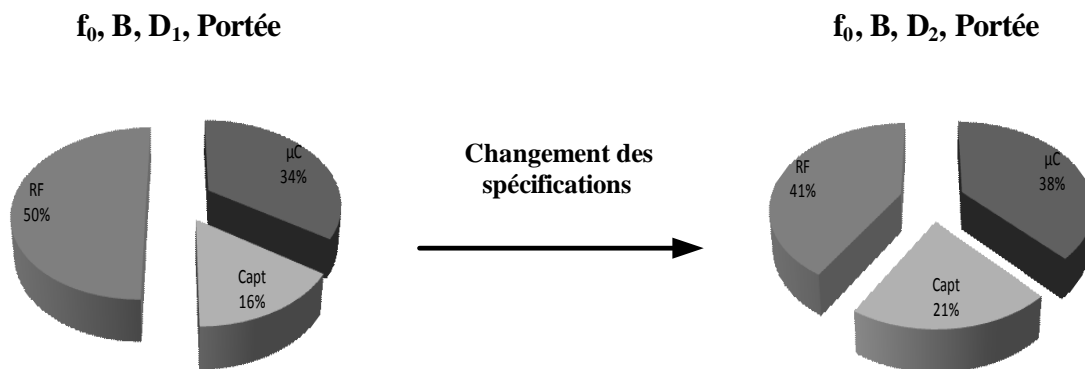


Figure II-5 : Minimisation de la part de la RF à partir de CONSO Système.

### II.3.2.2. Exemple

Le but de l'étude de notre exemple est de pouvoir illustrer le principe expliqué précédemment. Pour cela, reprenons l'exemple du chapitre précédent dont les spécifications et les caractéristiques des éléments du nœud sont rappelées dans le Tableau II-3.

Spécifications		Élément du nœud	μcapteur	μcontrôleur	CAN
Paquet à l'émission (bits)	200	$I_{on}$ (mA)	10	5	1
Paquet à la réception (bits)	50	$I_{off}$ (mA)	0,001	0,001	0,001
Périodicité des mesures (s)	30	$t_{start}$ (ms)	2	1	0,1
Autonomie (an)	3	$t_{stop}$ (ms)	1	1	0,1
Portée max. (m)	100	$t_{on}$ (ms)	1	?	0,5
Portée min. (m)	10				

(a) (b)

Tableau II-3 : (a) Spécifications de l'application, (b) Caractéristiques des composants.

Le temps  $t_{on}$  du microcontrôleur dépend du temps de fonctionnement de l'ensemble des éléments du nœud mais aussi du temps de traitement  $t_{traitement}$  de ce même microcontrôleur. Le temps de traitement est quant à lui dépendant de la vitesse d'exécution du microcontrôleur et du nombre d'instruction qu'il doit réaliser. En négligeant les temps  $t_{start}$  et  $t_{stop}$  de chaque élément, nous écrivons :

$$t_{on_{\mu C}} = t_{on_{capteur}} + t_{on_{CAN}} + t_{traitement_{\mu C}} + t_{on_{émet}} + t_{on_{récep}} \quad (II-6)$$

Cette définition implique que  $t_{on_{\mu C}}$  est dépendant du nombre de bits à transmettre et à recevoir mais aussi du débit du module RF, c'est pourquoi, dans le Tableau II-3, il ne peut pas être défini.

L'application visée requiert une autonomie  $d_{aut}$  minimale de 3 ans. Or, dans notre modèle, nous avons défini que :

$$I_{moy} = \frac{C_{bat} \times K}{d_{aut}} \quad (II-7)$$

Le coefficient K permet de prendre en compte la caractéristique non-idéale de l'évolution de la densité d'énergie d'une batterie en fonction du temps. Ce coefficient permet donc de prendre une marge conséquente afin d'anticiper l'effet du vieillissement d'une batterie. Dans notre cas, nous prenons K égal à 0,5. En utilisant une pile bouton lithium CR2477 d'une capacité de 950mAh et délivrant une tension de 3V, nous calculons donc une consommation moyenne de 18μA maximum afin d'atteindre l'autonomie requise. Or, d'après notre modèle, nous pouvons écrire :

$$I_{moy} = I_{moy_{capteur}} + I_{moy_{CAN}} + I_{moy_{\mu C}} + I_{moy_{RF}} \quad (II-8)$$

Ainsi, nous devons déterminer les spécifications du module RF permettant d'obtenir l'autonomie requise et donc la consommation moyenne calculée.

### II.3.2.2.1. Le débit

En nous basant sur la littérature et les modules RF existants, nous avons considéré que l'émetteur en fonctionnement consommait une puissance  $P_{ton}$ . A l'état inactif, la puissance consommée  $P_{toff}$  est fixée à 0,01% de  $P_{ton}$ . La puissance consommée  $P_{ron}$  en fonctionnement par le récepteur est généralement plus faible que celle de l'émetteur. Elle est considérée égale à  $\frac{3}{4}$  de  $P_{ton}$ . A l'état inactif, nous prenons  $P_{toff}$  égale à  $P_{roff}$ . D'après le modèle développé dans le chapitre I, en négligeant les temps d'établissement et d'extinction, nous pouvons écrire la puissance moyenne consommée par le module RF de la manière suivante :

$$P_{moy\_RF} = P_{ton} \frac{t_{émet}}{T_{cycle}} + 0,75P_{ton} \left( t_{délai} + \frac{t_{récep}}{T_{cycle}} \right) + \frac{0,01}{100} P_{ton} \frac{2T_{cycle} - (t_{émet} + t_{récep})}{T_{cycle}} \quad (\text{II-9})$$

En tenant compte des caractéristiques des composants choisis et présentés précédemment, la Figure II-6 illustre l'évolution de la puissance moyenne  $P_{moy}$  consommée par le nœud en fonction du débit et de la puissance consommée par le module RF.

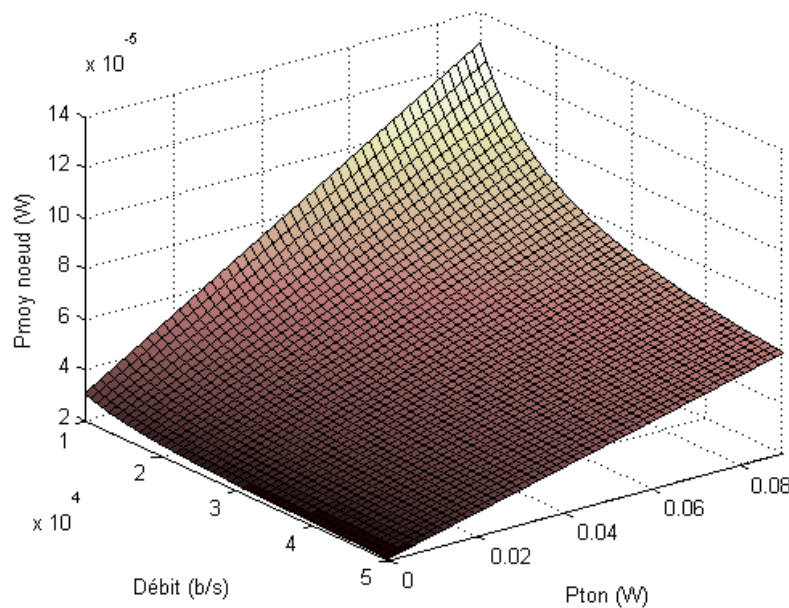


Figure II-6 : Evolution de la puissance moyenne consommée en fonction du débit et de la puissance  $P_{ton}$  consommée par le module RF.

Nous avons déterminé que la consommation moyenne du nœud devait être inférieure à  $18\mu\text{A}$  avec une alimentation de 3V soit  $54\mu\text{W}$ . Or, la caractéristique de la Figure II-6 démontre qu'il existe, pour chaque  $P_{ton}$ , un débit minimum  $D_{min}$  qui permet de ne pas dépasser la puissance moyenne calculée précédemment. Pour une consommation  $P_{ton}$  de  $45\text{mW}$ , la Figure II-7 démontre que le débit doit être au minimum égal à  $20\text{kb/s}$ . De plus, pour une consommation  $P_{ton}$  donnée, nous remarquons sur l'exemple de la Figure II-7 que l'augmentation du débit de quelques kilobits par seconde au-delà de  $D_{min}$  permet de diminuer la consommation moyenne du nœud. Dans notre simulation, la puissance consommée par le récepteur  $P_{ron}$  reste fixe en fonction du débit. Cependant, une large augmentation du débit entraîne généralement, pour

une bande allouée fixe, une augmentation de la consommation du récepteur [15]. Nous allons donc considérer une valeur maximum  $D_{\max}$  du débit à ne pas dépasser afin de prendre en compte cette caractéristique du récepteur. Ainsi, si la limite  $D_{\max}$  est fixée à 50kb/s, nous constatons qu'au-delà d'une puissance  $P_{\text{ton}}$  supérieure à 78mW environ, nous ne pouvons obtenir la puissance moyenne maximum calculée.

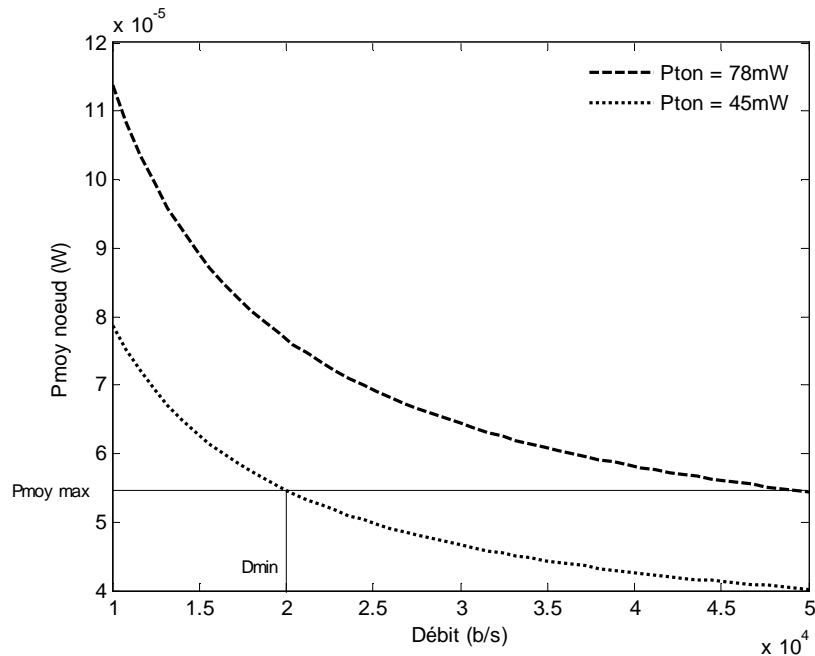


Figure II-7 : Evolution de la puissance moyenne consommée du nœud en fonction du débit pour une puissance  $P_{\text{on}}$  consommée fixe.

Afin d'atteindre l'autonomie fixée par une application, la caractéristique de la Figure II-6 nous permet de déterminer des limites de débit et de consommation pour le module de communication RF. Ainsi, en fonction du modèle et des hypothèses concernant les puissances consommées dans les différents modes par l'émetteur et le récepteur, nous obtenons donc les résultats présentés dans le Tableau II-4.

<b>Débit min. (kb/s)</b>	> 10
<b>Débit max. (kb/s)</b>	< 50
<b>Pon émetteur (mW)</b>	< 78
<b>Pon récepteur (mW)</b>	< 59
<b>Poff (mW)</b>	< 1,6

Tableau II-4 : Estimation débit et puissance.

### II.3.2.2. La portée

La portée maximum de l'application a été fixée à 100m et la portée minimum à 10m. D'après l'équation (II-10), le carré de la portée  $d^2$  est dépendant du rapport entre la puissance transmise  $P_{TX}$  et reçue  $P_{RX}$ .

$$d^2 = \theta \frac{P_{TX}}{P_{RX}} \text{ avec } \theta = \frac{G_{TX}G_{RX}\lambda^2}{(4\pi)^2} \quad (\text{II-10})$$

Pour évaluer la portée, il est donc nécessaire de fixer la fréquence  $f_0$ . Celle-ci a été choisie à 868MHz du fait notamment de l'encombrement par de nombreux standards de la bande 2,4GHz ainsi que de la bande 434MHz utilisée par les systèmes UHF-VHF.

La Figure II-8 présente l'évolution du rapport de puissance  $P_{TX}/P_{RX}$  en fonction de la portée pour différentes valeurs de fréquence de canal  $f_0$ . Les gains d'antenne ont été considérés égaux à 0dBi. Pour une même portée, comme le montre la caractéristique de la Figure II-8, nous constatons que plus la fréquence du canal est élevée, plus le rapport minimum des puissances  $P_{TX}/P_{RX}$  augmente. En effet, plus la fréquence est élevée, plus il y a de pertes. Cette caractéristique permet donc de définir les rapports de puissance  $P_{TX}/P_{RX}$  minimum en fonction de la portée requise par l'application.

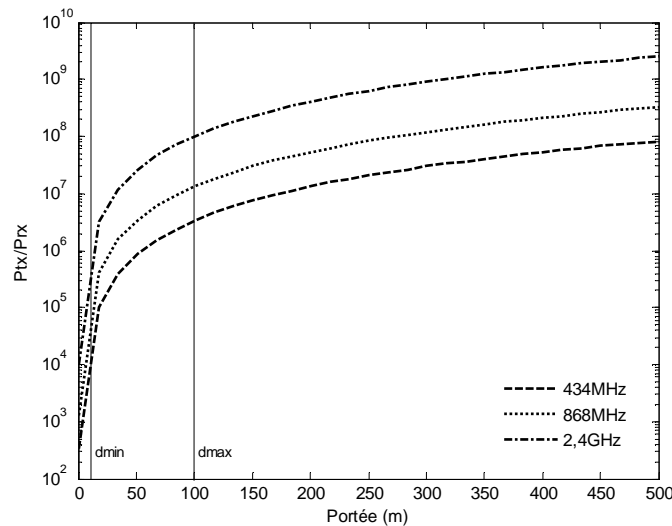


Figure II-8 : Rapport Ptx/Prx minimum en fonction de la portée.

Ainsi, pour  $f_0$  égale à 868MHz, en fonction des portées définies par l'application, nous obtenons les rapports  $P_{TX}/P_{RX}$  minimum récapitulés dans le Tableau II-5.

Portée (m)	$P_{TX}/P_{RX}$ min
10	$10^5$
100	$10^7$

Tableau II-5 : Rapport de puissance  $P_{TX}/P_{RX}$  minimum en fonction de la portée pour  $f_0 = 868$  MHz.

Pour cette même fréquence de canal et un débit donné  $D$  égale à 25kb/s, le Tableau II-6 présente la différence de consommation  $I_{on}$  en émission suivant la puissance transmise  $P_{TX}$  dans le cas du module RF CC1100 de chez Chipcon [16] mais aussi la consommation du récepteur en fonction de la puissance reçue  $P_{RX}$ .

Emetteur		Récepteur	
$P_{TX}$ (dBm)	$I_{on}$ (mA)	$P_{RX}$ (dBm)	$I_{on}$ (mA)
10	30,7	>> - 103 < - 16	14,4
0	16,9		
-6	13,5	- 103	15,2

Tableau II-6 : Puissance émise et reçue lien avec la consommation.

Pour cet exemple de module RF, nous constatons l'augmentation de la puissance consommée par l'émetteur avec la puissance transmise. En réception, pour un débit donné, la puissance consommée dépendra du niveau du signal reçu. En considérant la puissance d'émission égale à -6dBm, nous calculons une portée maximum idéale  $d_{max}$  supérieure à 1000m. En effet, ce calcul ne tient pas compte des problèmes d'évanouissement évoqué dans [4]. La portée minimum  $d_{min}$  est égale à 0,1m. En dessous de cette distance  $d_{min}$ , la puissance du signal reçu sera trop grande et entrainera la saturation du récepteur. Ainsi, en utilisant notre outil CONSO Système, nous évaluons, pour une portée égale à  $d_{max}$  et un débit de 25kb/s, la consommation moyenne du nœud à 12 $\mu$ A, c'est-à-dire très inférieure à la consommation moyenne que nous souhaitons atteindre pour notre application soit 18 $\mu$ A.

Nous avons donc démontré qu'il était envisageable d'obtenir la consommation moyenne voulue et de tenir la spécification en termes de portée et d'autonomie de l'application visée. Nous pouvons, en fonction de la caractéristique  $P_{TX}/P_{RX}$ , déterminer les puissances transmises et reçues. Pour la puissance minimale, nous prenons en fonction de la portée à atteindre une marge afin de se prémunir de phénomènes telles que le fading (ou évanouissement) [4]. Une marge de 15dB est donc envisagée. Nous fixons donc :

$$P_{TX} \leq 0 \text{ dBm d'où } P_{RX} \geq -85 \text{ dBm}$$

**Afin de minimiser la puissance moyenne consommée, il est donc important de bien choisir les puissances mises en jeu aussi bien au niveau de l'émetteur et du récepteur en fonction de la portée.**

### II.3.2.2.3. Influence de la qualité de la communication

La définition du TEB permet plus globalement de définir, en fonction du nombre de bits à transmettre, un taux de messages erronés que nous appellerons TEM<sup>1</sup> [14]. Nous le définissons de la manière suivante :

$$TEM = TEB \times Nb \text{ (II-11)}$$

<sup>1</sup> TEM : Taux d'Erreur Message

Dans notre cas, le nombre de bits  $N_b$  constituant les données à transmettre est défini par les spécifications de l'application soit 200 bits. Nous avons ainsi la possibilité d'observer l'impact de la qualité de la communication sur la consommation.

Dans le cas d'étude envisagé, l'émetteur envoie une seule fois le message. Un accusé de réception (ACK<sup>1</sup>) est envoyé par la base afin de déclarer que le message transmis a bien été reçu et n'est pas erroné. Après un certain délai, pendant lequel le récepteur du nœud attend, en cas de non réception de l'ACK, le message doit être réémis. Le pourcentage de réémission du message va donc dépendre du TEM dépendant lui-même du TEB. Dans ce cas, les hypothèses concernant les puissances consommées par l'émetteur et le récepteur en mode actif et inactif reste les mêmes que lors de l'étude de l'influence du débit. La consommation moyenne du module RF s'écrit :

$$P_{moy_{RF}} = P_{ton}(1 + TEM) \frac{t_{émet}}{T_{cycle}} + 0,75P_{ton} \left( t_{délai} + \frac{t_{récep}}{T_{cycle}} \right) + \frac{0,01}{100} P_{ton} \frac{2T_{cycle} - ((1+TEM)t_{émet} + t_{récep})}{T_{cycle}} \quad (II-12)$$

En prenant un débit de 25kb/s et un TEB de  $10^{-3}$ , nous calculons, pour une puissance de fonctionnement  $P_{ton}$  en mode émission du module RF égale à 45mW, une puissance moyenne consommée par le nœud de 54 $\mu$ W soit  $P_{moy_{RF}}$  égale à 32 $\mu$ W. Le délai de réception  $t_{délai}$  a été fixé à 1ms. Dans le cas où nous n'aurions pas de messages erronés et donc pas besoin de récepteur pour le message ACK, c'est-à-dire dans le cas idéal, (II-12) s'écrit :

$$P_{moy_{RF}} = P_{ton} \frac{t_{émet}}{T_{cycle}} + \frac{0,01}{100} P_{ton} \frac{2T_{cycle} - t_{émet}}{T_{cycle}} \quad (II-13)$$

Ainsi, en gardant les conditions de débit et de puissance consommée, nous calculons une puissance moyenne consommée par le nœud de 41 $\mu$ W. Le délai de réception, le traitement de l'ACK et l'éventuelle réémission du message a donc un coût énergétique.

D'autres solutions existent afin de se prémunir de messages erronés comme par exemple une émission multiple du message ou l'ajout de redondances. Dans ce cas, l'accusé de réception n'est pas nécessaire car l'envoi multiple du message est suffisant afin d'assurer la qualité de transmission. Considérons que l'émetteur envoie 2 fois de suite le message. En mode inactif, l'émetteur consomme une puissance  $P_{toff}$  égale à 0,01% de  $P_{ton}$ . Nous avons, par cycle, la relation suivante :

$$P_{moy_{RF}} = \frac{2N_b}{D} \frac{P_{ton}}{T_{cycle}} + \frac{T_{cycle} - 2N_b/D}{T_{cycle}} P_{toff} \quad (II-14)$$

Dans les mêmes conditions que précédemment, nous obtenons une puissance moyenne consommée égale à 55,5 $\mu$ W.

Pour un débit fixé à 25kb/s, la Figure II-9 permet de comparer les différents scénarii proposés.

---

<sup>1</sup> ACK : Acknowledge



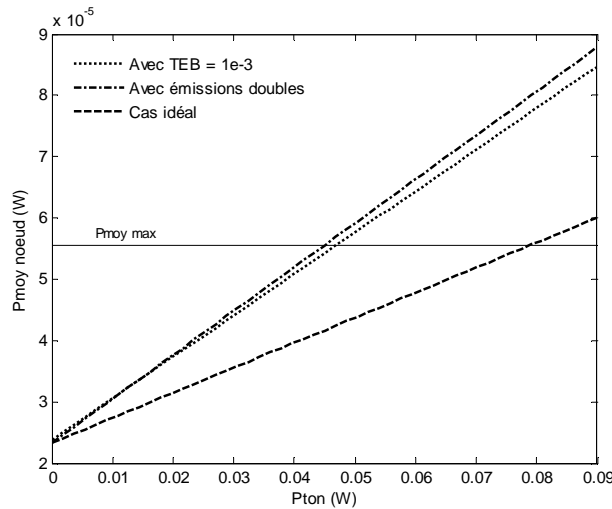


Figure II-9 : Comparatif entre consommation moyenne du nœud pour un système émetteur+récepteur avec TEB fixé à  $10^{-3}$  et un émetteur seul avec émissions multiples.

Grâce à cette caractéristique, nous constatons que l'utilisation d'un émetteur unique avec émission double des données est intéressante que si la puissance  $P_{ton}$  est prise inférieure à 45mW. Suivant les mêmes hypothèses de débit et de puissances à l'état actif et passif de l'émetteur et du récepteur, avec un TEB de l'ordre de  $10^{-3}$ , nous devons garantir  $P_{ton}$  inférieure à 50mW environ afin de ne pas dépasser la puissance moyenne maximum du nœud calculée grâce aux spécifications de l'application.

Un TEB plus faible entrainerait de meilleures performances au niveau du module RF. Cependant, une trop grande contrainte sur le TEB est synonyme d'une plus grande consommation du module RF : ajout de protocoles, plus grande puissance d'émission pour une même distance. Or, dans un réseau de microcapteurs, il faut aussi penser que les données peuvent éventuellement se recouper ou être regroupées afin d'éliminer les données erronées ou redondantes [6]. La Figure II-10 démontre qu'un TEB plus faible rend acceptable une puissance consommée en fonctionnement du module RF plus élevée pour une puissance moyenne du nœud donnée. Cette caractéristique démontre que le choix du TEB découle généralement d'un compromis entre l'efficacité énergétique et le coût de la mise en place de cette efficacité énergétique.

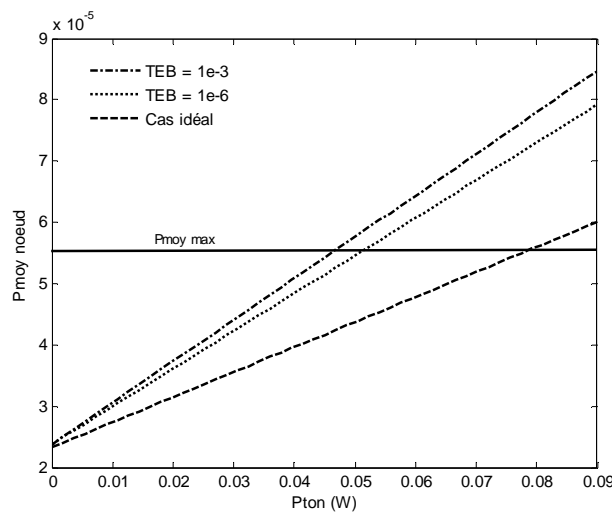


Figure II-10 : Consommation moyenne en fonction de  $P_{ton}$  pour plusieurs TEB.

Notre modèle permet donc de comparer différents scénarii et permet d'analyser la pertinence du choix d'un scénario en fonction de la puissance consommée par le module RF. Les différents scénarii présentés correspondent à la mise en forme de données, à de la gestion de données et donc indirectement à la mise en place de protocoles de communication : redondance, codage. Nous pouvons donc analyser l'influence du choix de protocoles de communication sur la consommation moyenne d'un nœud.

#### II.3.2.2.4. Synthèse

Etant donnée une consommation moyenne devant être inférieure à  $18\mu A$  soit  $54\mu W$  avec une alimentation de 3V, grâce aux simulations réalisées et aux hypothèses considérées, nous avons déterminé les tendances concernant le choix des spécifications du module RF dans le cadre de l'exemple étudié. Le Tableau II-7 présente le choix des spécifications du module RF. Le choix de la fréquence et de la bande allouée est arbitraire et fonction des bandes de fréquences disponibles. Nous avons choisi de travailler sur la bande ISM à 868MHz.

Spécifications module RF	
Débit (kbit/s)	25
TEB (%)	$10^{-3}$
Fréquence (MHz)	868
Bande allouée (kHz)	100
Ptx/Prx min	< 0 dBm
Ptx/Prx min	> -85 dBm

(a)

Puissance consommée	Pon (mW)	Poff (mW)
Emetteur	50	0,05
Récepteur	37,5	0,05

(b)

Tableau II-7 : (a) Spécifications du module RF, (b) Estimation de la consommation maximum admissible pour l'émetteur et le récepteur.

En réinjectant ces résultats dans CONSO Système, nous obtenons les résultats suivants :

$$I_{moy} = 14\mu A \text{ et } RC = 0,06\%$$

Ces résultats sont donc bien concordants avec les attentes en termes d'autonomie de l'application. La consommation moyenne obtenue est plus faible car nous ne tenons pas compte des réémissions dues au TEB, de ce fait l'autonomie obtenue est surévaluée.

### **II.3.3. Conclusions**

Le modèle et l'outil CONSO Système nous permettent donc de prédire les spécifications du module RF en fonction de l'autonomie et de l'application. Cet outil utilisant un modèle simple du nœud offre la possibilité :

- D'analyser l'évolution de l'autonomie en fonction du choix des différents éléments du nœud ;
- De déterminer et de valider les spécifications du module RF.

Cependant, cet outil présente certains inconvénients :

- La simplicité du modèle ne permet pas de tenir compte de l'ensemble des spécifications du module RF ;
- Cet outil est seulement prédictif dans le cadre d'une approche Top-Down. Les spécifications déterminées ne sont donc pas nécessairement « finales ». Cette constatation prouve la nécessité de l'approche « Bottom-Up » pour confirmer les résultats.

## **II.4. Etude du module de communication**

L'objectif de nos travaux étant de concevoir un module radiofréquence très faible consommation adapté aux applications de réseaux de microcapteurs, l'étude plus précise de ce module est nécessaire afin de déterminer les performances de l'émetteur et du récepteur que nous désirons atteindre en fonction des spécifications déterminées précédemment.

### **II.4.1. Imperfections d'un émetteur-récepteur**

Les imperfections d'un système électronique [11] [17] comme le bruit, les distorsions ou les couplages parasites, vont limiter les performances globales d'un système de communication. Elles ont pour effet de dégrader la qualité du signal utile et vont donc perturber la récupération de celui-ci notamment lors de son traitement en bande de base.

#### **II.4.1.1. Bruits**

Dans chaque système électronique et donc dans une chaîne de communication, chaque étage produit du bruit et va contribuer à la dégradation de la qualité de la transmission [11]. Il existe plusieurs sources de bruit :

- Le bruit thermique ;
- Le bruit en  $1/f$  ;
- Le bruit de grenaille ;
- Le bruit de scintillement (Flicker Noise).

##### **II.4.1.1.1. Bruit d'un étage**

Le bruit généré par un étage va corrompre le signal utile en s'ajoutant à celui-ci comme le montre la Figure II-11 dans laquelle  $n(t)$  est un signal aléatoire représentant le bruit généré par l'étage.

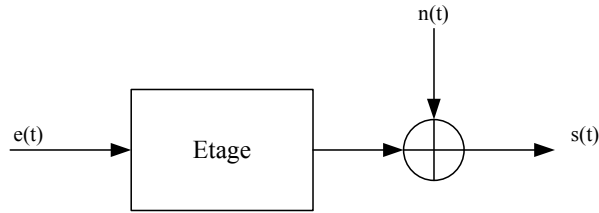


Figure II-11 : Ajout de bruit sur un étage.

Le signal  $s(t)$  récupéré à la sortie est donc perturbé par le signal aléatoire  $n(t)$ . Le bruit généré par un étage va donc gêner la récupération des données transmises. Afin d'assurer une certaine qualité de transmission, il est donc nécessaire de se fixer des contraintes sur les niveaux de bruit générés par chaque étage, notamment au niveau récepteur. Le facteur de bruit ( $F$ ) et la figure de bruit (Noise Figure ou NF) sont des critères permettant d'apprécier la qualité d'un système en fonction du bruit qu'il génère. Autrement dit, ils permettent de quantifier la dégradation d'un signal par un système électronique. Le facteur de bruit peut-être défini comme étant égal au rapport entre le rapport signal sur bruit en sortie ( $SNR_{out}$ ) sur le rapport signal sur bruit en entrée ( $SNR_{in}$ ).

Il peut aussi s'exprimer comme le rapport entre le bruit total en sortie et le bruit total uniquement dû à la source.

$$F = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} = \frac{\text{Bruit total en sortie}}{\text{Bruit en sortie dû à la source}} \quad (\text{II-15})$$

La figure de bruit s'écrit :

$$NF = 10 \log(F) \quad (\text{II-16})$$

La seconde définition du facteur de bruit  $F$  est intéressante afin de modéliser le bruit  $n(t)$  généré par un étage. Chaque étage peut être considéré comme un quadripôle. Un quadripôle est généralement caractérisé par son gain en tension  $G_v$  et ses impédances d'entrée  $Z_{in}$  et de sortie  $Z_{out}$  considérées non-bruyantes. Il est attaqué, comme le présente la Figure II-12, par une source bruyante modélisée par une impédance  $Z_s$  et une source de bruit de densité spectrale de puissance (DSP)  $\overline{V_s^2}$ .

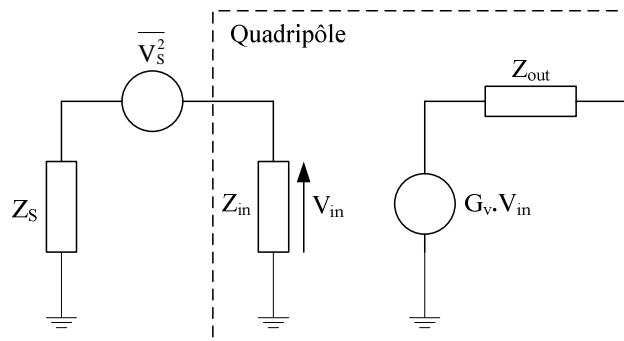


Figure II-12 : Modèle d'un quadripôle.

Afin de modéliser le bruit généré par un quadripôle à partir de la connaissance de sa NF, il est nécessaire de modéliser le bruit généré par chaque étage par des sources de bruit en tension ou en courant. Une méthode illustrée par la Figure II-13 consiste à ajouter une source de bruit ramenée à l'entrée de l'étage [11].

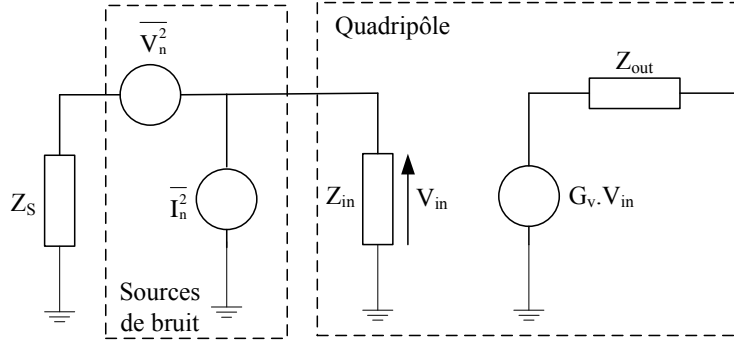


Figure II-13 : Modélisation du bruit d'un étage.

Les sources de bruit en tension et en courant sont généralement corrélées. Néanmoins, la difficulté de quantifier la corrélation entre les deux sources de bruit va complexifier la modélisation du bruit du quadripôle. De la sorte, pour simplifier la modélisation du bruit, nous considérerons une seule source de bruit en tension ramenée en entrée du quadripôle.

En reprenant la définition du facteur de bruit donnée par la relation en (II-15), nous pouvons écrire :

$$F = \frac{\overline{V_{out}^2}}{\overline{V_g^2} \left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} \right|^2 G_v^2} \quad (\text{II-17})$$

avec  $\overline{V_{out}^2}$  la densité spectrale du bruit en sortie et  $\overline{V_g^2}$  la densité spectrale de la source équivalente de bruit de l'impédance de source  $Z_g$ . Nous avons donc :

$$\overline{V_{out}^2} = \overline{V_g^2} \left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} \right|^2 G_v^2 + (F - 1) \overline{V_g^2} \left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} \right|^2 G_v^2 \quad (\text{II-18})$$

Grâce à l'équation (II-17), la source de bruit équivalente ramenée en entrée est de densité spectrale :

$$\overline{V_{eq}^2} = (F - 1) \overline{V_g^2} \quad (\text{II-19})$$

L'expression de la source de bruit équivalente ramenée en entrée du quadripôle est donc dépendante de la figure de bruit du quadripôle mais aussi de l'impédance de source. La DSP de la source de bruit de l'impédance de source  $Z_g$  s'écrit :

$$\overline{V_g^2} = 4kT\Re(Z_g) \quad (\text{II-20})$$

Cette DSP est donc considérée constante en fonction de la fréquence car seule la partie réelle de l'impédance intervient dans (II-20). Ce modèle ne permet donc pas de considérer les variations du bruit en fonction de la fréquence notamment dues aux sources de bruit en  $1/f$ .

#### II.4.1.1.2. Bruit d'un système

Selon la formule de FRIIS [18], il est possible d'obtenir le facteur de bruit global d'un système composé d'étages en cascade.

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (\text{II-21})$$

avec  $F_k$  le facteur de bruit de l'étage  $k$  et  $G_k$  son gain en puissance. Cependant, généralement chaque étage d'une chaîne de communication est modélisé par son gain en tension, une source équivalente de tension de bruit ramenée en entrée, une impédance d'entrée et de sortie non-bruyantes. Il nous faudra donc réécrire (II-21) en fonction des paramètres décrivant un étage. La mise en cascade de plusieurs étages est modélisée par la Figure II-14.

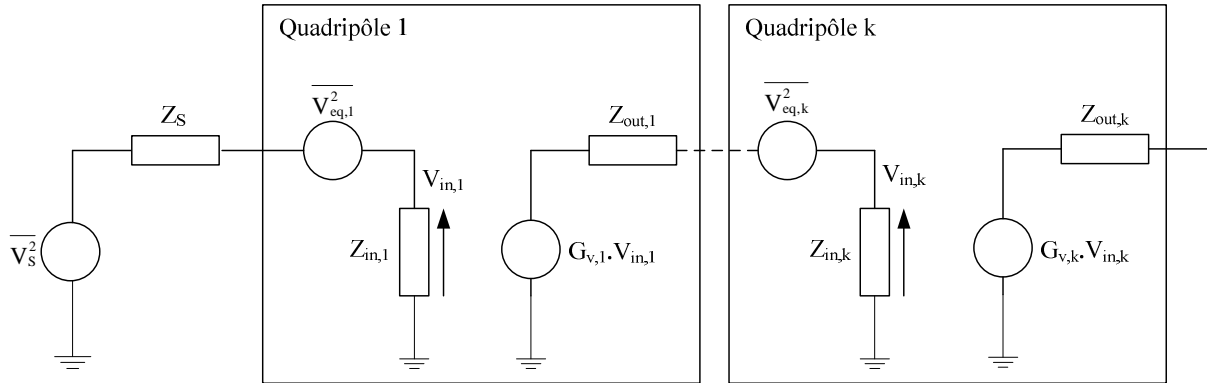


Figure II-14 : Modèle d'une chaîne à  $k$  étages.

Nous posons :

$$\beta_1 = \left| \frac{Z_{in,1}}{Z_{in,1} + Z_s} \right|^2 \text{ et } \beta_k = \left| \frac{Z_{in,k}}{Z_{in,k} + Z_{out,k-1}} \right|^2 \quad (\text{II-22})$$

Le facteur de bruit de l'ensemble de la chaîne s'écrit :

$$F_{tot} = 1 + \frac{\overline{V_{eq,1}^2}}{V_s^2} + \frac{\overline{V_{eq,2}^2}}{V_s^2 \cdot G_{v,1}^2 \cdot \beta_1} + \frac{\overline{V_{eq,3}^2}}{V_s^2 \cdot G_{v,1}^2 \cdot \beta_1 \cdot G_{v,2}^2 \cdot \beta_2} + \dots + \frac{\overline{V_{eq,k}^2}}{V_s^2 \cdot \prod_{i=1}^{k-1} G_{v,i}^2 \cdot \beta_i} \quad (\text{II-23})$$

Nous n'utilisons donc qu'une seule source équivalente de bruit en tension ramenée en entrée. En effet, cette source de bruit est suffisante afin de connaître le niveau de bruit maximum acceptable et donc d'obtenir le facteur de bruit défini par l'étude système. L'équation (II-23) met en évidence l'importance du facteur de bruit et du gain du premier étage. Le premier étage conditionne donc le facteur de bruit du système. **L'effort à effectuer afin de réduire au maximum la figure de bruit consiste à s'intéresser plus précisément au premier étage du système.**

#### II.4.1.2. Non-linéarités

Dans le cas idéal, les systèmes et composants électroniques sont souvent assimilés à des structures linéaires. Or, dans la réalité, tous les composants, notamment le transistor, entraînent une distorsion des signaux qui les traversent. Dans une chaîne de communication, les non-linéarités participent à la dégradation de la qualité de transmission. Au niveau de l'émetteur, c'est l'amplificateur de puissance (PA<sup>1</sup>) qui est le plus gênant car il travaille à un niveau de puissance élevé. En ce qui concerne le récepteur, les non-linéarités de chaque étage participent à la dégradation du signal reçu.

1 PA : Power Amplifier

La fonction de transfert d'un système électronique n'est donc pas linéaire. Elle est généralement écrite sous la forme d'un polynôme du troisième degré :

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) \quad (\text{II-24})$$

avec  $x(t)$  un signal d'entrée et  $y(t)$  la réponse du système.  $\alpha_n$  sont les coefficients de non-linéarité. Il existe plusieurs conséquences des non-linéarités d'un système : la compression du gain, la génération d'harmoniques et la distorsion d'intermodulation [11] [19].

#### II.4.1.2.1. Compression du gain

En considérant un signal d'entrée de la forme  $x(t) = A \cos(\omega t)$ , nous avons à la sortie du système :

$$y(t) = \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left( \alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos(\omega t) + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos(2\omega t) + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos(3\omega t) \quad (\text{II-25})$$

Dans le cas de forts signaux et en négligeant les harmoniques, le gain du fondamental ne dépend pas que de  $\alpha_1$  et n'est donc pas linéaire. En effet, il s'écrit de la manière suivante :

$$G = \alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \quad (\text{II-26})$$

Ainsi le gain est modifié par la présence du terme du troisième ordre. Si l'amplitude du signal d'entrée est trop grande, ce terme ne peut plus être négligé. Afin de considérer cet effet, il a été défini le point de compression à 1dB (ICP1). Il correspond à la puissance en entrée pour laquelle le gain du fondamental chute de 1dB par rapport à sa valeur petit signal. A partir de ce point de compression, le gain du système devient une fonction décroissante de l'amplitude d'entrée  $A$  ce qui explique les phénomènes de saturation et correspond donc à  $\alpha_3$  négatif. ICP1<sup>1</sup> peut s'exprimer en fonction des coefficients  $\alpha_1$  et  $\alpha_3$  :

$$ICP1 = \sqrt{0,145 \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (\text{II-27})$$

La Figure II-15 illustre le phénomène de compression du gain.

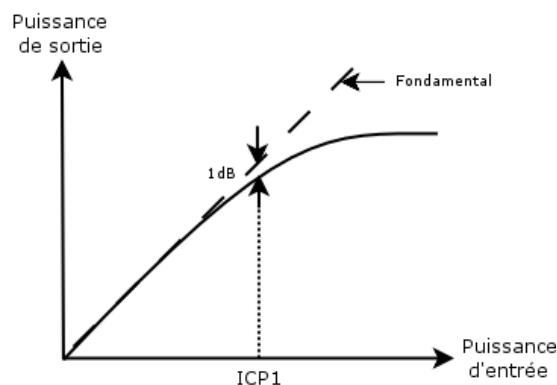


Figure II-15 : Compression du gain.

<sup>1</sup> ICP1 : 1dB Input Compression Point

### II.4.1.2.2. Harmoniques

Comme le montre l'équation (II-25), en présence d'un signal sinusoïdal en entrée, un système non-linéaire génère en sortie une composante continue, un terme de fréquence fondamentale et des termes dits harmoniques. Ces harmoniques sont des termes de fréquences multiples du fondamental.

La distorsion causée par un harmonique est généralement caractérisée par  $HD_n$ , distorsion harmonique d'ordre n. C'est le rapport entre l'amplitude de l'harmonique d'ordre n et l'amplitude du fondamental. Les distorsions harmoniques de second et de troisième ordre s'expriment donc de la manière suivante :

$$HD_2 = \frac{1}{2} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} A \text{ et } HD_3 = \frac{1}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} A^2 \quad (\text{II-28})$$

Les harmoniques ont généralement peu d'effet sur le fonctionnement du système car elles se retrouvent souvent hors de la bande passante du système.

### II.4.1.2.3. Intermodulations

Dans le cas où le signal d'entrée du système non-linéaire est de la forme suivante :

$$x(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t) \text{ avec } \omega_2 > \omega_1 \quad (\text{II-29})$$

Nous obtenons alors en sortie :

$$\begin{aligned} y(t) = & \alpha_1 A [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \\ & + \alpha_2 A^2 \left[ 1 + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_2 t) + \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] \\ & + \alpha_3 A^3 \left[ \frac{9}{4} \cos(\omega_1 t) + \frac{9}{4} \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_1 t) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_2 t) \right] \\ & + \alpha_3 A^3 \\ & \left[ \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \right] \end{aligned} \quad (\text{II-30})$$

A la sortie du système, nous retrouvons une composante continue, les deux fondamentaux mais aussi leurs harmoniques et des termes d'intermodulation. Ces termes d'intermodulation sont issus du mélange entre les fréquences des deux signaux d'entrée et leurs harmoniques.

Contrairement aux harmoniques, la génération de fréquences d'intermodulations peut perturber le fonctionnement du système. Généralement les produits d'intermodulations d'ordre 3 sont les plus perturbants car, si  $\omega_2$  et  $\omega_1$  sont proches, alors les fréquences  $2\omega_1 - \omega_2$  et  $2\omega_2 - \omega_1$  se retrouvent très proches des deux signaux fondamentaux.

Les points d'interception de second ordre et de troisième ordre permettent de quantifier les distorsions dues aux intermodulations du même ordre. Ils définissent la puissance du signal d'entrée pour laquelle la puissance des intermodulations est égale à celle du fondamental.



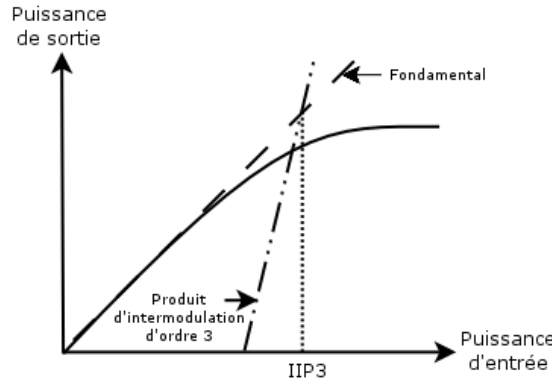


Figure II-16 : Interprétations graphique du point d'interception d'ordre 3 (IIP3).

Nous pouvons donc écrire  $IIP2^1$  et  $IIP3^2$  :

$$IIP2 = \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \text{ et } IIP3 = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (\text{II-31})$$

#### II.4.1.2.4. Non-linéarités dans un système

Pour un système constitué de  $k$  étages fonctionnant en régime d'amplification, nous démontrons qu'il existe une relation entre l'IIP3 global d'un système et l'IIP3 de chaque bloc de ce système. Cette relation est donnée par [11] :

$$\frac{1}{IIP3^2} = \frac{1}{IIP3_1^2} + \frac{G_1^2}{IIP3_2^2} + \frac{G_1^2 G_2^2}{IIP3_3^2} + \dots + \frac{\prod_{j=1}^{k-1} G_j^2}{IIP3_k^2} \quad (\text{II-32})$$

$G_i$  et  $IIP3_i$  représentent respectivement le gain en tension et le point d'interception d'ordre 3 de l'étage  $i$ . Cette équation permet donc de caractériser l'IIP3 global du récepteur à partir de l'IIP3 et du gain de chaque étage.

#### II.4.1.3. Particularités de l'oscillateur local

L'oscillateur local (OL) doit fournir une fréquence stable et précise. Cependant, il existe deux particularités liées aux OL qui entraînent des perturbations au niveau des chaînes de communication : le bruit de phase et les décalages de fréquence entre deux OL.

##### II.4.1.3.1. Bruit de phase

Idéalement, le signal fourni par l'OL est représenté par le spectre de la Figure II-17 (a). Cependant, du fait d'imperfections dues aux composants électroniques, le signal d'OL s'écrit [20] :

$$v_{OL} = A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \quad (\text{II-33})$$

1 IIP2 : Second Order Input Intercept Point

2 IIP3 : Third-Order Input Intercept Point

où l'amplitude  $A(t)$  et la phase  $\phi(t)$  sont dépendantes du temps. Du fait de ces variations représentées par  $A(t)$  et  $\phi(t)$ , le spectre obtenu en sortie n'est pas idéal et est représenté par la Figure II-17 (b). Ces fluctuations sont caractérisées en termes de densité spectrale par :

$$\mathcal{L}_{total}(\Delta\omega) = 10 \log \left[ \frac{P_{sideband}(\omega_0 + \Delta\omega, 1Hz)}{P_{carrier}} \right] \quad (\text{II-34})$$

avec  $\mathcal{L}_{total}(\Delta\omega)$  s'exprimant en dBc/Hz et  $P_{sideband}(\omega_0 + \Delta\omega, 1Hz)$  représentant la puissance du signal à un offset de fréquence de 1 Hz. La part prépondérante de  $\mathcal{L}_{total}(\Delta\omega)$  est due au bruit de phase [20]. Les bruits thermiques et de scintillement (Flicker Noise) contribuent à ce bruit de phase.

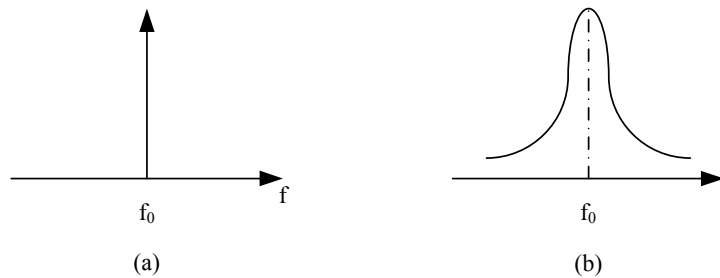


Figure II-17 : (a) spectre de sortie idéal, (b) spectre de sortie de l'OL avec bruit de phase.

Le bruit de phase perturbe aussi bien le système en émission qu'en réception. Dans les deux cas, il va modifier la phase du signal modulé ou démodulé et donc va participer à la dégradation des performances de la communication. La part du bruit de phase se dénote simplement  $\mathcal{L}(\Delta\omega)$ . Partant de la définition de la densité spectrale de puissance de  $\phi(t)$ , il est possible d'écrire :

$$\phi(f) = \sqrt{\mathcal{L}(\Delta\omega)} \quad (\text{II-35})$$

En fonction du modèle de  $\mathcal{L}(\Delta\omega)$  et en appliquant une transformée inverse de Fourier, nous pouvons donc écrire l'expression de  $\phi(t)$ .

#### II.4.1.3.2. Décalage des fréquences d'OL

L'émetteur et le récepteur utilisent un OL qui génère leur fréquence à partir d'une référence  $f_{ref}$  très stable (quartz par exemple). Cependant, l'émetteur et le récepteur sont physiquement séparés et les références ne sont pas totalement identiques. Il se crée alors un décalage entre les fréquences générées par les OL respectifs de l'émetteur et du récepteur [11].

De la même manière que le bruit de phase, ce décalage entre les fréquences d'OL va avoir une influence sur la qualité de la communication. En effet, en considérant que la fréquence générée en réception par l'OL est décalée de  $\Delta f$  par rapport à la fréquence  $f_0$  générée à l'émission alors nous avons :

$$v_{OL,R}(t) = \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \Delta f t) \quad (\text{II-36})$$

Le décalage d'OL va, comme le bruit de phase, participer à la dégradation des données récupérées. En effet, à la démodulation, ce décalage de fréquence va modifier les signaux démodulés et participer à la dégradation des performances du module RF.

#### II.4.1.4. Appariement des architectures en quadrature

Ce phénomène concerne seulement les architectures d'émetteur-récepteur quadratique. Dans ce type d'architecture, la conversion de fréquence se fait en multipliant le signal à la fréquence RF ou en bande de base par deux sinusoïdes de même amplitude mais déphasées de  $90^\circ$ . Cependant, en pratique, il existe toujours des déséquilibres aussi bien en amplitude qu'en phase entre les deux signaux en quadrature [21].

En prenant le cas de la Figure II-18 (a), le signal reçu est converti en bande de base sur les deux voies en quadrature I et Q. Idéalement, le gain entre les deux voies devrait être identique mais en pratique ce n'est pas le cas. Des différences au niveau des circuits peuvent entraîner un problème d'appariement en gain entre les deux voies.

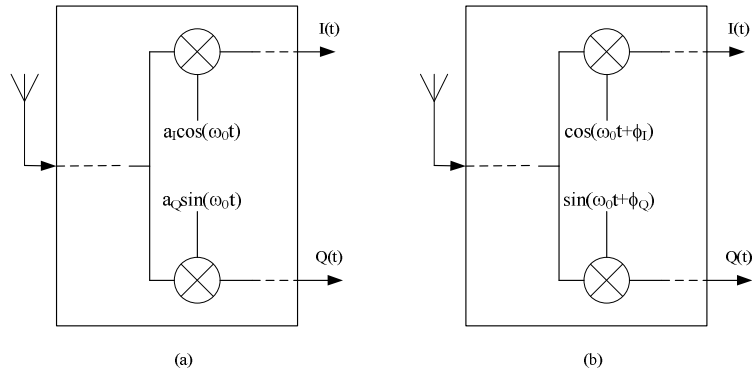


Figure II-18 : (a) déséquilibre de gain et (b) déséquilibre de phase entre les voies I et Q.

Soit  $a_I$  et  $a_Q$  les amplitudes du signal issu de l'OL sur les voies I et Q, nous posons :

$$a_0 = \frac{(a_I + a_Q)}{2} \text{ et } a_I - a_Q = \Delta g \quad (\text{II-37})$$

$\Delta g$  représente la différence de gain entre les deux voies.

De plus, comme l'illustre la Figure II-18 (b), il existe une erreur sur la quadrature des deux voies I et Q. Soit  $\phi_I$  et  $\phi_Q$  les phases respectives des signaux d'OL des voies I et Q tel que :

$$\phi_0 = \frac{(\phi_I + \phi_Q)}{2} \text{ et } \phi_Q - \phi_I = \Delta \phi \quad (\text{II-38})$$

Le déséquilibre de phase  $\Delta \phi$  et le déséquilibre de gain  $\Delta g$  entraînent un décalage des états de la constellation d'une modulation par rapport à leur position initiale.

#### II.4.1.5. Couplages parasites et isolation

La génération de tensions continues d'offset est notamment très gênante pour les architectures à conversion directe [22] [23] mais aussi pour les émetteurs. Elles peuvent corrompre le signal mais aussi entraîner la saturation des étages d'une chaîne de communication.

La Figure II-19 illustre le problème d'isolation dans un récepteur à conversion directe. Dans ce cas, il se crée en sortie sur les mélangeurs des voies I et Q un offset tel que :

$$I_R(t) = v_{RF} \cos(\omega_0 t) = I(t) + \Delta V_1 \quad (\text{II-39})$$

$$Q_R(t) = v_{RF} \sin(\omega_0 t) = Q(t) + \Delta V_2 \quad (\text{II-40})$$

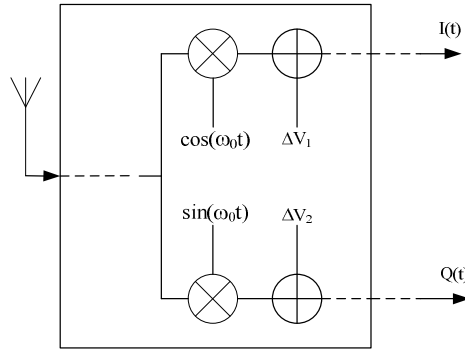


Figure II-19 : Illustration du problème d'isolation.

La présence de tensions continues sur les deux voies en quadrature va compliquer la démodulation et donc la récupération du signal utile. Ces générations de tensions continues sont généralement dues à des problèmes d'isolation entre les différents ports d'un étage ou à des couplages parasites entre différents étages [22]. L'isolation définit le niveau de puissance couplé d'un port 1 à un port 2 au niveau d'un bloc ou d'un composant tel que :

$$\Gamma = 20 \log \left( \frac{V_{port1}}{V_{port2}} \right) \quad (\text{II-41})$$

Ainsi, à partir de l'équation précédente, il est possible de prendre en compte l'atténuation d'une partie d'un signal et de le coupler à un autre.

## II.4.2. Performances de l'émetteur-récepteur

Le but de cette partie est de mettre à disposition les éléments nécessaires à la détermination des performances de la chaîne d'émission-réception. La notion de performances est vaste, au niveau d'un module communicant, elle est déterminée par la qualité de la communication et donc par le TEB. Le TEB aussi appelé probabilité d'erreur est la performance principale d'un module de communication, elle englobe l'ensemble des performances d'un émetteur-récepteur [24].

De la sorte, à partir des spécifications déterminées en fonction de la contrainte de consommation, nous pourrions déterminer les performances requises pour l'émetteur-récepteur :

- Puissances transmises  $P_{TX}$  et reçue  $P_{RX}$  ;
- Figure de bruit (NF) ;
- Linéarité (IIP3, ICP1).

### II.4.2.1. Un lien entre portée et puissances

L'étude de l'équation des télécommunications [11] (II-1) nous a permis de voir la relation existant entre les puissances émises et reçues en fonction du choix de la portée et de la fréquence du canal. En effet, en fonction de la puissance transmise  $P_{TX}$  et la portée  $d$ , nous pouvons calculer la puissance reçue  $P_{RX}$  au niveau du récepteur. La puissance transmise  $P_{TX}$  est globalement fournie par l'amplificateur de puissance.

Il nous faut donc faire le choix optimal concernant les puissances mises en jeu au niveau de l'émetteur-récepteur. Il existe un compromis entre consommation et performances. En effet, à partir de la définition du TEB (II-5), nous déduisons le rapport signal sur bruit minimum  $SNR_{out\_récep}$  acceptable à l'entrée du démodulateur.

$P_{RXmin}$  correspond au niveau minimum du signal à délivrer à l'entrée du récepteur afin de garantir un rapport signal sur bruit acceptable à l'entrée du démodulateur, c'est la sensibilité du récepteur exprimée en dBm. Cette limite basse appelée sensibilité est liée au facteur de bruit total du récepteur  $NF_{max\_récep}$  [24] telle que :

$$P_{RXmin} = NF_{max\_récep} + N_{plancher} + SNR_{out\_récep} \quad (II-42)$$

$N_{plancher}$  est le plancher de bruit présent à l'entrée du récepteur à 290K exprimé en dB.

### II.4.2.2. Figure de bruit

D'après la Figure II-20, le bruit présent à l'entrée du récepteur est dépendant du bruit apporté par le canal mais aussi du bruit en sortie de l'émetteur  $N_{émet}$ .  $N_{émet}$  est soumis, de la même manière que le signal utile transmis, à l'atténuation du canal de transmission.

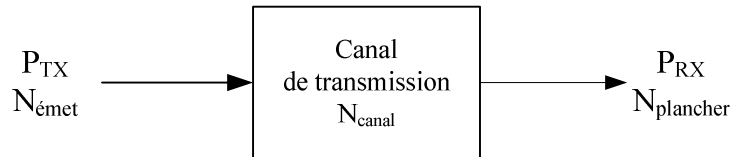


Figure II-20 : Influence du canal sur le bruit.

De la sorte, le niveau de bruit dû à l'émetteur reçu par le récepteur  $N_{émet \rightarrow récep}$  s'écrit :

$$N_{émet \rightarrow récep} = \frac{N_{émet}(4\pi d)^2}{G_{TX}G_{RX}\lambda^2} \quad (II-43)$$

En utilisant la Figure II-20, nous pouvons écrire :

$$N_{plancher} = N_{émet \rightarrow récep} + N_{canal} \quad (II-44)$$

Cependant, dans la définition du canal de transmission,  $N_{canal}$  est généralement défini comme étant proportionnel au bruit thermique et à la largeur de bande allouée  $B$  [24]. Il s'écrit sous la forme suivante :

$$N_{canal} = 10 \log(kTB) \quad (II-45)$$

$k$  est la constante de Boltzmann,  $T$  est la température absolue exprimée en Kelvin et  $B$  la largeur de bande allouée. Or, le bruit de plancher  $N_{plancher}$  est dans la littérature pris égal à  $N_{canal}$  [24]. Cette définition ne permet pas de prendre en compte la contribution de l'émetteur.

Or, il nous faut définir cette contribution afin de déterminer le  $SNR_{out\_émet}$  à atteindre pour que la contribution de l'émetteur ne dégrade pas les performances en réception. Afin de simplifier notre modèle et dans le même temps de tenir compte de l'effet de l'émetteur, nous décidons de poser :

$$N_{canal} \gg N_{émet \rightarrow récep} \quad (\text{II-46})$$

A partir de  $N_{émet \rightarrow récep}$ , nous pouvons calculer le rapport signal sur bruit  $SNR_{out\_émet}$  en sortie de l'émetteur. De la sorte, connaissant le rapport signal sur bruit à la sortie du modulateur  $SNR_{in\_émet}$ , nous pouvons déterminer la figure de bruit maximum de l'émetteur  $NF_{max\_émet}$ .

$$NF_{max\_émet} = SNR_{out\_émet} - SNR_{in\_émet} \quad (\text{II-47})$$

En introduisant la contribution de l'émetteur, nous pourrions aussi évaluer l'incidence du bruit de l'émetteur sur la réception.

Au niveau de la réception, l'équation (II-42) va nous permettre, en fonction du TEB et du choix de la détermination de  $P_{RXmin}$ , de calculer  $NF_{max}$  du récepteur tel que :

$$NF_{max\_récep} = P_{RXmin} - N_{plancher} - SNR_{out\_récep} \quad (\text{II-48})$$

### II.4.2.3. Linéarité

D'autre part, il est nécessaire de limiter l'influence des non-linéarités et notamment des produits d'intermodulation d'ordre 3. Soit  $P_{IM3\_récep}$  le niveau maximum de puissance des distorsions acceptable à l'entrée du récepteur. Les performances en termes de linéarité doivent donc être inférieures à la limite fixée par  $P_{IM3\_récep}$ . De la sorte, d'après l'équation (II-31) définissant IIP3, nous pouvons écrire :

$$IIP3 = (3P_{RXmax} - P_{IM3\_récep})/2 \quad (\text{II-49})$$

$P_{IM3\_récep}$  est généralement choisie égale au niveau de bruit maximum acceptable à l'entrée du récepteur tel que :

$$P_{IM3\_récep} = 10 \log(kTB) + NF_{max\_récep} \quad (\text{II-50})$$

En connaissant le niveau de puissance  $P_{IM3\_récep}$ , il est donc possible de déterminer l'IIP3 et d'en déduire l'ICP1 du récepteur à assurer afin d'atteindre les performances requises. Une relation équivalente peut être écrite pour quantifier l'IIP2.

En ce qui concerne l'émetteur, les distorsions à la sortie de l'émetteur doivent être assez faibles pour ne pas perturber le signal à la réception ou les canaux adjacents. Ainsi, de la même manière que pour la figure de bruit, il est possible de déterminer le niveau maximum acceptable de distorsions  $P_{IM3\_émet}$  créées par l'émetteur pour ne pas perturber la réception. Au même prix que le signal transmis, les distorsions en sortie de l'émetteur sont soumises à l'atténuation du canal. Ainsi, la puissance d'intermodulation d'ordre 3 à la réception  $P_{IM3\_récep}$  peut s'écrire :

$$P_{IM3\_récep} = \frac{P_{IM3\_émet}(4\pi d)^2}{G_{TX}G_{RX}\lambda^2} \quad (\text{II-51})$$

Nous écrivons  $P_{IM3\_émet}$  tel que :

$$P_{IM3\_émet} = \frac{G_{TX}G_{RX}\lambda^2}{P_{IM3\_récep}(4\pi d_{min})^2} \quad (\text{II-52})$$

Afin de calculer  $P_{IM3\_émet}$ , nous considérerons la portée minimum  $d_{min}$  de l'application. Cette condition fait que nous obtiendrons le niveau maximum des distorsions, acceptable en sortie de l'émetteur afin d'obtenir la qualité de transmission requise définie par le TEB.

### II.4.3. L'outil PERFS RF

Ayant établi dans la partie précédente les liens entre les performances et les spécifications, nous avons développé, comme l'illustre la Figure II-21, un outil permettant le calcul des performances de l'émetteur et du récepteur en fonction des spécifications de la communication.



Figure II-21 : Objectif de l'outil PERFS RF.

Cet outil nommé PERFS RF est développé avec le logiciel Matlab-Simulink. Son principe consiste à implémenter les différentes équations détaillées précédemment. PERFS RF utilise un programme qui permet de fixer les spécifications dans un premier temps puis, à partir des équations précédentes, d'en déduire les performances du module RF.

La Figure II-22 illustre la première version de l'outil PERFS RF développé sous Matlab-Simulink. Elle montre les différents paramètres caractéristiques des performances à atteindre calculées par le logiciel.

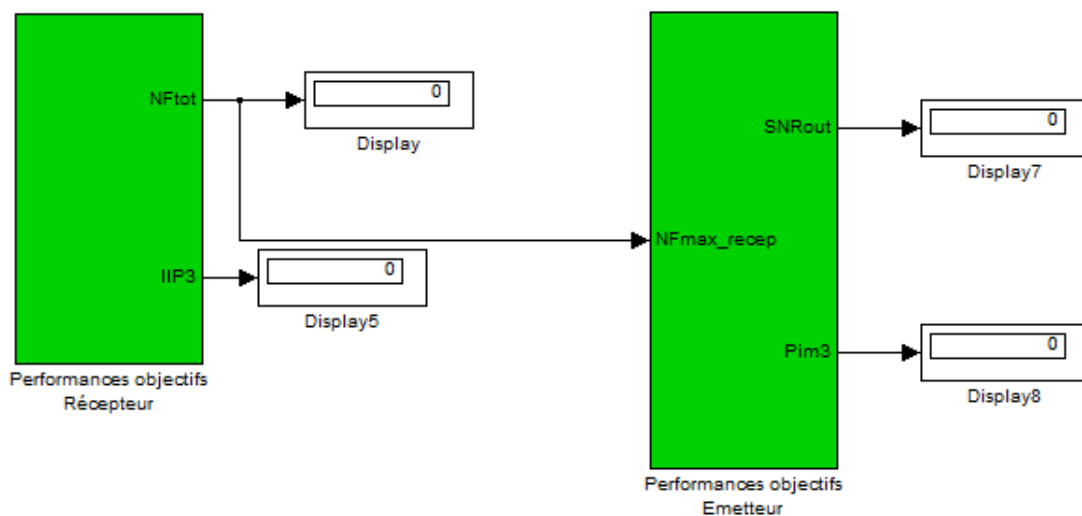


Figure II-22 : Outil PERFS RF sous Matlab-Simulink.

La démarche de détermination des performances, expliquée par la suite, est illustrée par la Figure II-23. A partir de la définition d'un TEB et d'un schéma de modulation, nous pouvons déterminer le rapport signal sur bruit  $SNR_{out,récep}$  à obtenir à l'entrée du démodulateur. Cependant, nous avons vu que la détermination de la figure de bruit  $NF_{récep}$  est dépendante de la sensibilité et donc de la puissance transmise. En utilisant la définition des portées minimale et maximale de l'application, nous pouvons en fixant la puissance transmise déterminer la sensibilité mais aussi la puissance maximale reçue. Cela va nous permettre ensuite de déterminer  $NF_{récep}$  ainsi que les autres performances du module RF.

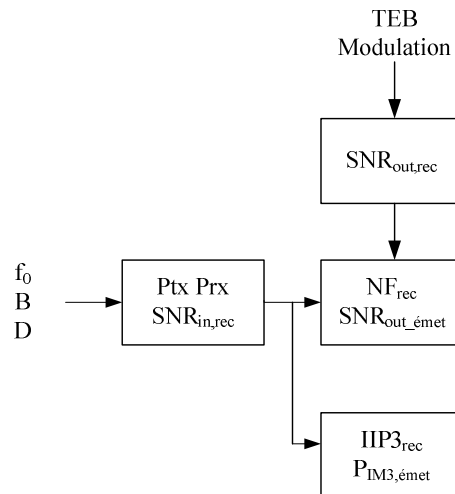


Figure II-23 : Illustration de la démarche de détermination des performances.

Grâce à PERFS RF, nous pouvons aussi faire le lien entre les spécifications, les performances et la contrainte de consommation. L'avantage de cet outil est de pouvoir calculer de façon simple et rapide les performances de l'émetteur-récepteur en fonction des spécifications du module RF déduites de celles de l'application. Cependant, du fait du lien entre les différentes performances de l'émetteur et du récepteur, la difficulté de cette démarche est de bien définir le point de départ de l'étude en tenant compte des spécifications et de la contrainte de consommation. Pour la détermination des performances de l'émetteur, l'outil PERFS RF reste très prédictif comme nous le verrons lors de son utilisation dans la partie II.5.3.1 et pose seulement les limites en termes de NF et de non-linéarités.

Dans l'optique d'une application Bottom-Up, les résultats au niveau des spécifications obtenus grâce à cet outil pourront être réinjectés au niveau de la simulation système afin de vérifier leur concordance avec la contrainte d'autonomie.

## II.5. Etude blocs

L'objectif est de modéliser le fonctionnement de chacun des blocs fonctionnels d'une chaîne de communication radiofréquence. Cette étape utilise un nouveau niveau de modélisation encore plus détaillé, réalisé sous Matlab-Simulink. Dans cet outil que nous appellerons PERFS Blocs, nous allons développer le modèle de chacun des blocs de l'émetteur-récepteur :

- Synthétiseur de fréquence ;
- Amplificateur de puissance (PA) ;
- Mélangeur ;
- Amplificateur faible-bruit (LNA).



L'aspect consommation sera traité en parallèle dans un outil nommé CONSO RF. En fonction des paramètres de chaque bloc et des performances requises pour l'émetteur-récepteur, nous allons pouvoir réaliser une simulation globale de la consommation de l'émetteur-récepteur en nous basant sur la démarche adoptée pour le développement du premier outil. La Figure II-24 illustre le principe de cette étape de modélisation des différents blocs d'un module RF.

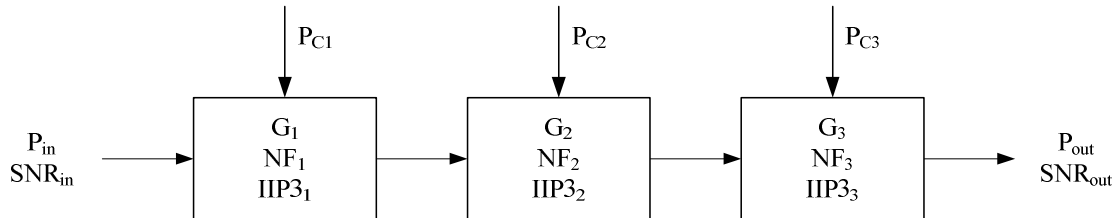


Figure II-24 : Principe de la modélisation des blocs fonctionnels.

La première partie va donc consister à savoir comment modéliser le fonctionnement de chacun des blocs. Puis, dans la seconde partie, nous nous intéresserons au développement de l'outil permettant de simuler la consommation globale du module RF.

## II.5.1. Modélisation des blocs

La modélisation de ces blocs va nous permettre de déterminer leurs performances afin de nous rapprocher des performances requises et déterminées à l'étape précédente. Pour modéliser chacun de ces blocs, nous devons tenir compte des imperfections des fonctions électroniques qui ont été décrites dans ce chapitre.

### II.5.1.1. Les amplificateurs

La modélisation d'un amplificateur dans le cas d'un système RF consiste donc en un gain dépendant de la fréquence. En simplifiant, la fonction de transfert s'écrit :

$$H(j\omega) = \frac{\alpha_1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (\text{II-53})$$

où  $\alpha_1$  représente le gain de l'amplificateur,  $\omega_0$  la pulsation centrale du filtre passe-bande et  $Q$  le facteur de qualité du filtre. Plus  $Q$  sera grand, plus l'amplification sera sélective.

Comme tout système électronique, l'amplificateur est soumis aux non-linéarités mais aussi aux bruits. Afin d'implémenter les phénomènes de non-linéarité, il suffit d'utiliser l'équation (II-24).

Pour ce qui est du bruit, nous allons utiliser la Toolbox Random Number de Matlab-Simulink et la définition faite par l'équation (II-20) mettant en relation le facteur de bruit avec la DSP de bruit d'un étage ramené à son entrée. Un bruit possède une variance généralement finie liée à la densité spectrale. Or, cette variance est le carré de la DSP. Elle s'écrit donc :

$$\sigma = \sqrt{V_{eq}^2} \quad (\text{II-54})$$

La Figure II-25 présente le principe du modèle d'un amplificateur.

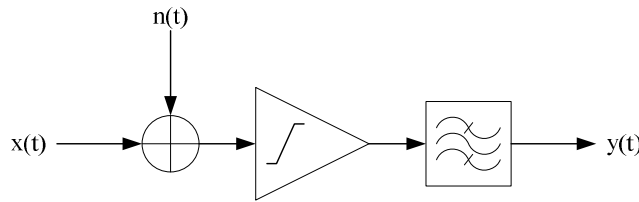


Figure II-25 : Modèle des amplificateurs.

### II.5.1.2. Les mélangeurs

Les mélangeurs sont des multiplieurs. Ils servent, grâce aux relations de trigonométrie, à translater le signal à une fréquence voulue telle que :

$$A \cos(\omega_1 t) \times B \cos(\omega_2 t) = \frac{AB}{2} [\cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + \cos[(\omega_1 + \omega_2)t]] \quad (\text{II-55})$$

Une multiplication temporelle de signaux aboutit à une addition et à une soustraction fréquentielle. Il suffit, ensuite, de sélectionner la fréquence voulue par un filtrage. Le mélangeur peut fournir un gain appelé gain de conversion. Suivant son rôle, transposition à l'émission ou en réception, et la topologie adoptée, passive ou active, ce gain de conversion, d'après [25], peut prendre des valeurs allant de -15dB à 10dB.

De la même manière que pour les amplificateurs, nous implémentons les phénomènes de bruits et de non-linéarités. Dans le cas des mélangeurs, nous avons aussi tenu compte des problèmes d'isolation entre ses différents ports.

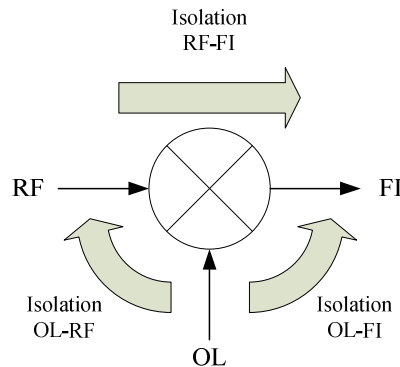


Figure II-26 : Isolation du mélangeur.

Pour cela, le signal a été couplé au signal utile en utilisant l'équation de modélisation du couplage (II-39). Nous avons vu que l'isolation entre les différents ports d'un étage est exprimée en dB. Au niveau du mélangeur, l'isolation peut atteindre la valeur de 40dB suivant les ports considérés [19]. Le couplage d'un signal entre les différents ports du mélangeur [22] va perturber le signal à la sortie du mélangeur d'où une influence sur le rapport signal sur bruit et une possible saturation des étages à cause de la génération d'offset.

Nous appliquons sur les entrées du bloc développé sous Matlab-Simulink un signal de fréquence 868 MHz d'amplitude 0,1V sur l'entrée RF et un signal de même amplitude et fréquence sur l'entrée OL. Pour le gain de conversion du mélangeur, nous prenons une valeur égale à 5dB. La Figure II-27 (a) présente le spectre obtenu en mélangeant les deux fréquences

sans phénomène de couplage. Nous avons bien une composante continue d'amplitude proche de -20dB, ce qui correspond au mélange des deux signaux avec le gain de conversion considéré. Les autres composantes présentes sont liées à la génération de fréquences harmoniques et d'intermodulations. La Figure II-27 (b) illustre le spectre obtenu sur la sortie du mélangeur en considérant une isolation de 40dB [19] entre le port RF et le port FI du mélangeur présenté à la Figure II-26. Nous constatons une composante supplémentaire à la fréquence de 868MHz correspondant au passage d'une partie du signal du port RF vers le port FI du fait de l'isolation imparfaite.

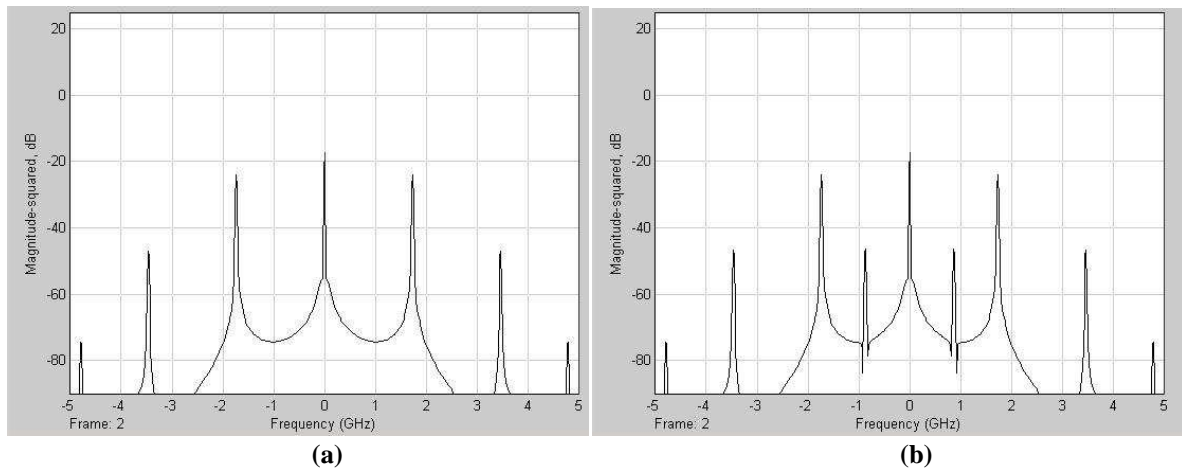


Figure II-27 : Spectre obtenu en simulation après mélange sans (a) et avec (b) phénomène de couplage.

### II.5.1.3. La synthèse de fréquence

Ce bloc sert à la génération de la fréquence de l'oscillateur local qui constitue le signal porteur de l'information [11]. La fréquence sert à transporter le signal utile de l'émetteur vers le récepteur. La fréquence de sortie de l'oscillateur local doit être la plus stable possible. Pour ce faire, nous utiliserons un synthétiseur de fréquence.

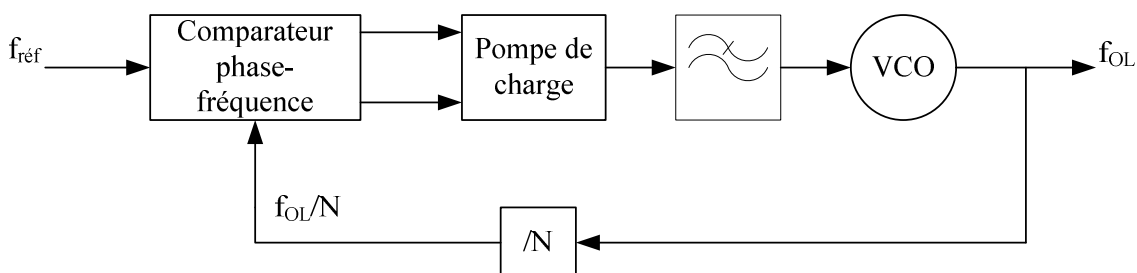


Figure II-28 : Synthétiseur de fréquence.

L'oscillateur contrôlé en tension (VCO) va fournir, en fonction de la tension de contrôle  $V_{cont}$ , un signal sinusoïdal de fréquence  $f_{OL}$  proportionnelle à  $V_{cont}$  tel que :

$$f_{OL} = f_0 + K_0 \times V_{cont} \quad (\text{II-56})$$

$f_0$  est la fréquence de sortie du VCO au repos,  $V_{cont}$  la tension variable de commande du VCO et  $K_0$  le gain du VCO en Hz/V. La tension  $V_{cont}$  est générée en fonction de la sortie du comparateur de fréquence par la pompe de charge. Les signaux UP et DOWN issus de la

comparaison vont entraîner la charge ou la décharge d'une capacité. La tension aux bornes de cette capacité après filtrage constitue la tension de contrôle  $V_{cont}$  du VCO.

La Figure II-29 représente le modèle que nous avons développé sous Matlab-Simulink pour une PLL.

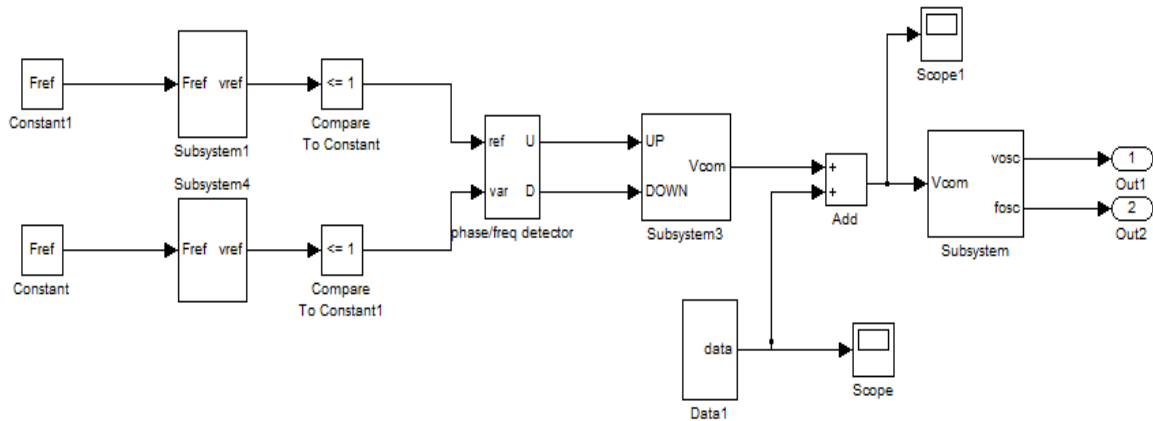


Figure II-29 : PLL développée sous Matlab-Simulink.

La génération du bruit de phase est interne au VCO de la Figure II-29. Pour cela, nous faisons l'hypothèse suivante. Nous considérons que la DSP  $\mathcal{L}(\Delta\omega)$  peut, comme le bruit, être liée à la variance de la Toolbox Random Number tel que :

$$\sigma = \sqrt{\mathcal{L}(\Delta\omega)} \quad (\text{II-57})$$

De nos jours, d'après [26], nous constatons que les performances en termes de bruit de phase d'un VCO sont inférieures à  $-80\text{dBc/Hz}$  à  $600\text{kHz}$ .

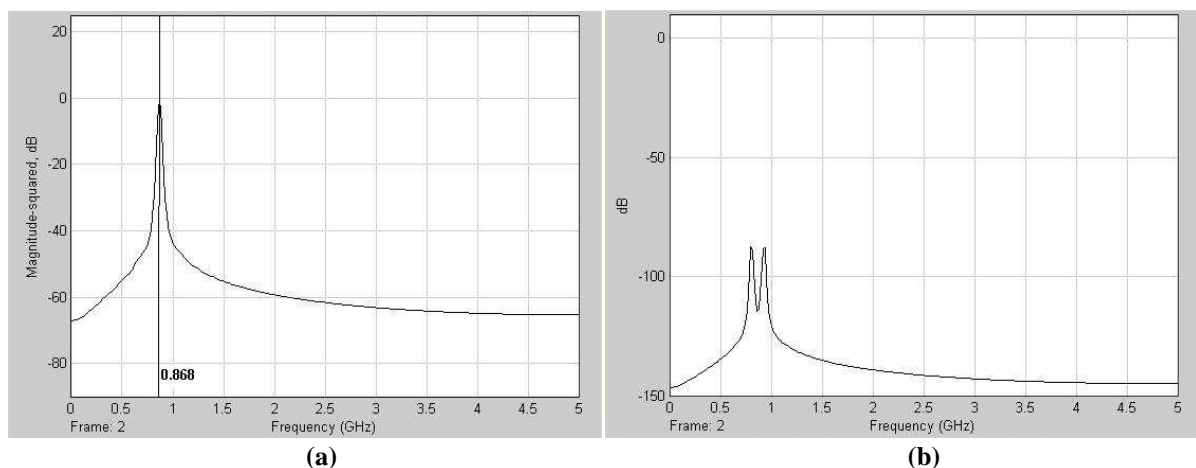


Figure II-30 : Spectre de sortie du VCO (a) sans bruit de phase et (b) composantes spectrales liées au bruit de phase.

Prenons le cas d'un VCO dont l'amplitude de sortie est de  $0,1\text{V}$ . La Figure II-30 (a) illustre le spectre simulé obtenu en réglant la fréquence du VCO à  $868\text{MHz}$  sans bruit de phase. En ajoutant un bruit de phase de  $-80\text{ dBc/Hz}$  @  $600\text{ kHz}$ , nous obtenons, en plus de la composante spectrale à  $868\text{MHz}$ , deux composantes latérales autour de la fréquence centrale comme l'illustre la Figure II-30 (b). Nous constatons que le bruit de phase crée deux composantes de part et d'autre de la fréquence  $f_0$ . L'influence du bruit de phase va donc se

traduire sur les contraintes d'intermodulation aussi bien au niveau de l'émetteur que du récepteur. Nous avons mis à part les deux composantes spectrales liées au bruit de phase car, en ajoutant la composante utile à 868MHZ, ces deux composantes seraient tellement proches que nous ne pourrions les distinguer.

Nous tenons compte aussi de la variation de l'amplitude de la sortie en fonction du temps. Au niveau de l'émetteur, ce bruit va se traduire par un rapport signal sur bruit à l'entrée du PA et donc influencer sur la figure de bruit de l'émetteur. En ce qui concerne le récepteur, le bruit en sortie de la PLL sera mélangé avec le signal reçu et aura donc aussi un impact sur la figure de bruit du récepteur et donc sur le TEB.

#### II.5.1.4. Le canal

Le modèle du canal de transmission retenu est simplement une atténuation du signal en fonction de la portée requise par l'application. L'ajout de signaux parasites est pris en considération par une simple sommation avec le signal utile.

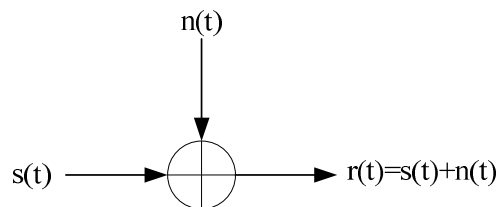


Figure II-31 : Modèle du canal de transmission.

#### II.5.1.5. Les outils SIM RF et PERFS Blocs

Le développement des différents blocs nous permet donc de modéliser l'ensemble d'une chaîne de communication en les assemblant dans l'outil de simulation SIM RF. La Figure II-32 montre l'architecture obtenue. Selon les pistes émises dans le premier chapitre, les contraintes de consommation et d'encombrement nous ont conduits à faire des choix architecturaux. Nous nous sommes donc orientés vers le choix d'un émetteur à base de PLL et d'un récepteur à conversion directe. Ces choix architecturaux semblent adaptés à une application faible consommation, faible encombrement. Néanmoins, si les performances requises par l'application au niveau du module RF sont élevées, une autre architecture pourrait être modélisée en assemblant nos blocs fonctionnels.

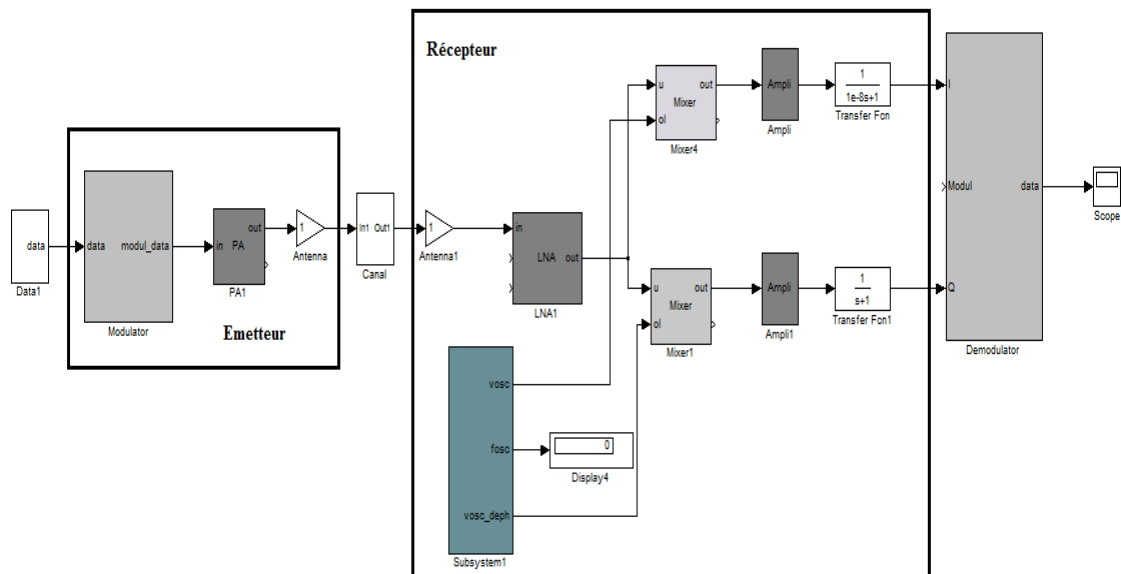


Figure II-32 : Architecture FSK modélisée sous Matlab-Simulink.

A partir de la modélisation de SIM RF, nous pouvons, en fonction des performances à atteindre au niveau de l'émetteur et du récepteur, simuler l'influence des performances de chaque bloc sur la qualité de la communication et donc sur le TEB.

Pour chaque bloc, il est possible de régler :

- Le gain en puissance ou en tension ;
- La figure de bruit ;
- Les coefficients de non-linéarités.

Les paramètres du synthétiseur de fréquence seront aussi réglables :

- La fréquence d'oscillation ;
- L'amplitude ;
- Le bruit de phase.

En parallèle, un outil permettant d'évaluer l'influence des performances de chaque bloc sur les performances du module RF nommé PERFS Blocs a été développé. Nous pourrions ainsi déterminer, en fonction du réglage de chacun des blocs, les performances en termes de NF et de non-linéarités de l'émetteur et du récepteur. Le réglage manuel des performances des différents blocs doit permettre d'atteindre les performances requises et calculées grâce à l'outil PERFS RF.

## II.5.2. La contrainte de consommation

La contrainte de consommation intervient dans cette étape en mettant en relation les performances de chaque bloc avec la consommation. Nous allons ainsi utiliser un modèle équivalent à celui développé dans le Chapitre I afin de modéliser la consommation de l'émetteur-récepteur. Cet outil adapté à l'émetteur-récepteur doit nous permettre de valider les performances de chacun des blocs fonctionnels et donc d'aborder la dernière partie de notre démarche, c'est-à-dire la partie conception et optimisation sous contrainte de consommation.

### II.5.2.1. Modélisation de la consommation

Le but est d'affiner notre modèle développé au premier chapitre pour le module RF en distinguant les différents éléments de l'émetteur-récepteur. L'intérêt est de pouvoir seulement considérer le module RF et donc de pouvoir gérer à part les différents éléments de ce module. **Nous pourrons, ainsi, gérer les temps d'allumage, d'extinction et de fonctionnement de chacun des éléments de l'émetteur-récepteur. Nous allons donc démontrer que grâce à la gestion de l'allumage de ces éléments et notamment de la PLL, il est possible d'économiser de l'énergie.**

#### II.5.2.1.1. Réveil

Lorsque le module RF est activé, la stabilisation de la fréquence de sortie du VCO peut prendre un certain laps de temps pouvant atteindre quelques millisecondes. Pendant ce temps, il n'est pas utile que les autres éléments de l'émetteur ou du récepteur fonctionnent [27]. Ainsi, l'énergie consommée peut s'écrire :

$$E_{start} = P_{OL} \cdot t_{start} \quad (\text{II-58})$$

Avec  $P_{OL}$  la puissance consommée par la synthèse de fréquence et  $t_{start}$  le temps d'établissement de la fréquence d'OL.

#### II.5.2.1.2. Mode émission

L'émetteur doit moduler les données, les transposer à la fréquence du canal et les amplifier. Un émetteur est donc composé d'un modulateur, d'un synthétiseur de fréquences (PLL) et d'un amplificateur de puissance (PA). Ainsi, il est possible de modéliser simplement l'énergie consommée par l'émetteur en fonctionnement par :

$$E_{émet\_ON} = (P_{OL} + P_{mod} + P_{PA}) \cdot t_{émet} \quad (\text{II-59})$$

D'après la définition de  $t_{émet}$ , nous obtenons donc :

$$E_{émet\_ON} = (P_{OL} + P_{mod} + P_{PA}) \cdot \frac{N_{émet}}{D} \quad (\text{II-60})$$

#### II.5.2.1.3. Mode réception

Comme nous l'avons vu précédemment, le rôle du récepteur est d'amplifier le signal reçu, de le transposer en bande de base et de le démoduler. Un récepteur est ainsi composé d'un amplificateur faible-bruit (LNA), d'un synthétiseur de fréquences, de mélangeurs et d'un démodulateur. L'énergie consommée en fonctionnement par le récepteur peut s'écrire :

$$E_{récep\_ON} = (P_{LNA} + P_{OL} + P_{mél} + P_{démod}) \cdot t_{récep} \quad (\text{II-61})$$

D'où, d'après la définition de  $t_{récep}$  :

$$E_{récep\_ON} = (P_{LNA} + P_{OL} + P_{mél} + P_{démod}) \cdot \left( t_{délai} + \frac{N_{récep}}{D} \right) \quad (\text{II-62})$$

#### II.5.2.1.4. Consommation globale

L'énergie consommée par le module RF est dépendant de son mode de fonctionnement mais aussi des spécifications de la communication. Cependant, le modèle global de consommation d'un module RF s'écrit :

$$E_{module\_RF} = E_{start} + E_{émet} + E_{émet \rightarrow récep} + E_{récep} + E_{off} \quad (II-63)$$

$E_{émet \rightarrow récep}$  désigne l'énergie consommée pendant le passage entre le mode émission et réception. Nous pouvons écrire :

$$E_{émet \rightarrow récep} = P_{émet \rightarrow récep} \cdot t_{émet \rightarrow récep} \quad (II-64)$$

La puissance  $P_{émet \rightarrow récep}$  est généralement égale à celle consommée par la PLL puisque les éléments servant à l'émission sont éteints et ceux servant à la réception encore en veille.

En mode inactif, nous avons vu précédemment que chaque élément d'un nœud consommait de l'énergie. L'énergie consommée en mode inactif par le module RF est désignée par  $E_{off}$  et dépend du temps pendant lequel le module RF est dans ce mode.

#### II.5.2.2. L'outil CONSO RF

Dans la continuité des outils développés précédemment, nous avons décidé d'utiliser le logiciel Matlab-Simulink afin de pouvoir combiner les simulations de l'ensemble de la chaîne de communication et l'estimation de la consommation.

De la même manière que pour l'outil CONSO Système, il nous faut définir les différents paramètres concernant le module RF. Un fichier d'initialisation des paramètres importants sera donc utilisé. Ensuite, les blocs correspondant aux différents éléments du module RF ont été modélisés dans lesquels nous pouvons spécifier les puissances consommées en mode actif ou en mode veille mais aussi les temps d'établissement, de fonctionnement. La Figure II-33 présente le modèle de l'émetteur obtenu sous MATLAB-Simulink.

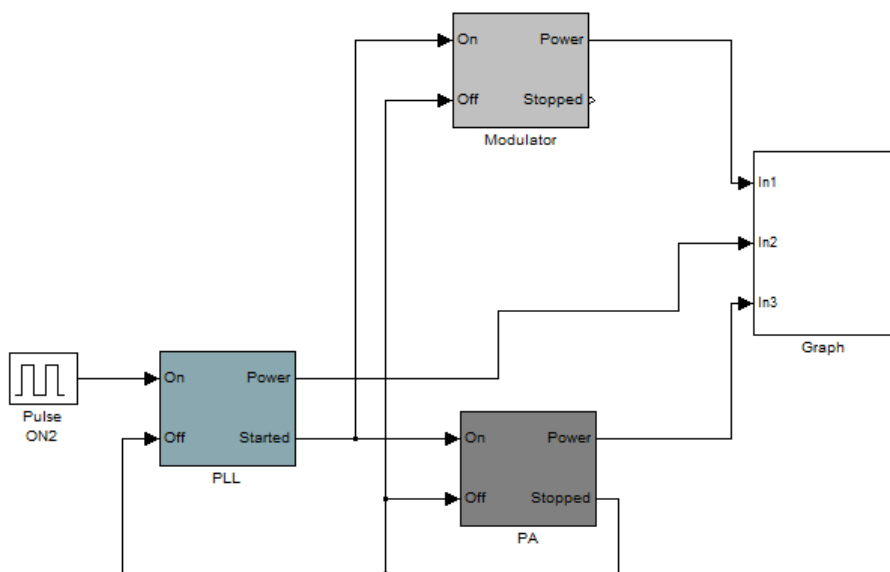


Figure II-33 : Modèle de l'émetteur développé sous MATLAB-Simulink.



Grâce à l'outil CONSO RF, nous pouvons mettre l'accent sur la part de chaque élément sur la consommation globale de l'émetteur-récepteur en tenant compte des performances de chaque bloc. Dans une approche Top-Down, cet outil servira à prédire sur quel bloc fonctionnel nous devrions porter notre attention afin de réduire la consommation globale de l'émetteur-récepteur.

### II.5.3. Exemple d'utilisation

Le Tableau II-7 récapitule les spécifications du module RF déterminées à partir du modèle CONSO Système. A partir de la définition d'une portée maximum et minimum, nous allons pouvoir déterminer, en fixant une puissance d'émission, les puissances reçues minimales et maximales. Comme détaillé au § II.4.2., la détermination des puissances reçues va permettre de déterminer les performances du récepteur.

#### II.5.3.1. Performances du module RF

Les résultats exposés dans ce paragraphe sont issus de l'outil présenté au § II.4.2. Les spécifications de l'application définissent des portées minimales et maximales respectivement à 10 et 100m. Nous fixons la puissance d'émission à 0 dBm. En fonction des rapports  $P_{TX}/P_{RX}$  calculés, nous obtenons les résultats présentés dans le Tableau II-8 pour la puissance reçue. Nous rappelons que, pour le calcul de  $P_{rx\_min}$ , nous avons considéré une marge de 15dB afin de se prémunir des effets de fading ou autres perturbations.

	Puissance reçue $P_{rx}$	Portée d
Min.	-50 dBm	10m
Max.	-86 dBm	100m

Tableau II-8 : Puissance reçue maximum et minimum.

Pour atteindre le TEB de  $10^{-3}$  avec une modulation FSK, nous devons assurer un rapport  $E_b/N_0$  de 11,5dB en utilisant les abaques présentés au Chapitre I. D'après (II-5), nous obtenons un rapport signal sur bruit  $SNR_{out\_min}$  à l'entrée du démodulateur de 4,7 dB avec une bande passante de bruit de 30kHz. Grâce à l'équation (II-48), cela nous permet de déduire la contrainte sur la figure de bruit du récepteur :

$$NF_{récep} \leq 33 \text{ dB}$$

La puissance maximale reçue va permettre de fixer le niveau minimal de l'IIP3 à atteindre par le récepteur d'après l'équation (II-49). Nous obtenons :

$$IIP3_{récep} \geq -31 \text{ dBm}$$

La puissance de bruit, due à l'émetteur, à l'entrée du récepteur doit être minimisée. Elle est prise très inférieure à  $N_{canal}$  comme le rappelle l'équation (II-46).

Connaissant la puissance émise en sortie de l'émetteur, nous déterminons :

$$SNR_{out\_emet} \geq 52 \text{ dB}$$

Enfin, grâce à (II-52), nous pouvons déterminer la puissance maximale des intermodulations en sortie de l'émetteur :

$$P_{im3\_out} \leq -49 \text{ dBm}$$

## II.5.3.2. Performances des blocs

### II.5.3.2.1. Particularités de l'émetteur

L'émetteur choisi est composé d'un modulateur à base de PLL et d'un amplificateur de puissance (PA). Le PA est le bloc de l'émetteur contribuant le plus à la consommation, c'est pourquoi son rendement est devenu un paramètre crucial pour optimiser l'efficacité énergétique de l'émetteur [28]. Ce rendement s'écrit :

$$\eta = \frac{P_{TX}}{P_c} \quad (\text{II-65})$$

$P_c$  représente la puissance consommée par le PA.

Cependant, le choix d'un rendement élevé est synonyme de dégradation des performances notamment en ce qui concerne la linéarité. L'ACPR<sup>1</sup> permet de caractériser la performance de linéarité du PA. Il existe plusieurs définitions de l'ACPR. La première manière de le définir est la suivante :

$$ACPR = \frac{P_{TX}}{P_{im3\_out}} \quad (\text{II-66})$$

En considérant cette définition, nous devrions assurer un ACPR supérieur à 49dB. Néanmoins, dans la littérature, l'ACPR est généralement exprimée en dBc/Hz. En effet, l'ACPR peut être défini comme étant le rapport de la puissance de sortie à une fréquence proche de  $f_0$  avec la puissance des intermodulations. Dans ce cas, nous pouvons fixer l'ACPR à -49dBc/Hz à 100kHz, ce qui signifie que les intermodulations d'ordre 3 à 100kHz de la porteuse sont atténuées de 49dB par rapport à la puissance de la porteuse.

Enfin, nous savons que :

$$SNR_{out\_emet} = \frac{P_{TX}}{P_{noise}} \quad (\text{II-67})$$

En fonction de la définition de  $P_{TX}$ , nous pouvons donc définir la puissance de bruit maximale  $P_{noise}$  acceptable à la sortie du PA.  $P_{noise}$  doit être inférieure à -52dBm.

Selon [29], il est possible d'obtenir une réjection des intermodulations d'ordre 3 de -70 dBc/Hz et un niveau de bruit en sortie de -165 dBc/Hz à 20MHz. Les performances que nous avons calculées dans notre cas sont donc largement atteignables avec les technologies actuelles. En ce qui concerne le modulateur à base de PLL, nous verrons, par la suite, comment caractériser le lien entre les performances d'une PLL et celles du module RF.

<sup>1</sup> ACPR : Adjacent Channel Power Ratio

### II.5.3.2.2. Performances des blocs

A partir du réglage des performances des différentes fonctions de l'émetteur-récepteur dans l'outil PERFS Blocs, nous cherchons à tenir les contraintes imposées aux niveaux des performances du module RF présentées dans le Tableau II-9 et déterminées par l'outil PERFS RF.

Récepteur	PERFS Blocs	PERFS RF	Emetteur	PERFS Blocs	PERFS RF
NF (dB)	28	< 33	SNR <sub>out</sub> (dB)	60	> 52
IIP3 (dB)	-10	> -31	P <sub>IM3</sub> (dBm)	-50	< -49

Tableau II-9 : Comparatifs des performances du module RF obtenus par PERFS RF et PERFS Blocs.

De la sorte, en nous basant sur les performances de différentes fonctions développées et publiées dans la littérature [1] [30] [25] [31] [29] [32], nous fixons grâce à l'outil PERFS Blocs les performances présentées dans le Tableau II-10.

Récepteur	LNA	Mélangeur	Traitement BdB	Emetteur	PA
Gain (dB)	15	5	30	P <sub>out</sub> (dBm)	0
NF (dB)	2,5	15	30	ACPR (dBc/Hz)	-49
IIP3 (dBm)	-10	5	15	P <sub>noise</sub> (dBm)	-52

(a)

(b)

Tableau II-10 : Performances des différents étages (a) du récepteur et (b) du PA de l'émetteur.

Avec ce réglage, les performances du module RF obtenues avec l'outil PERFS Blocs sont données dans le Tableau II-9 et recalculées à l'aide des équations (II-23) et (II-32). Comme indiqué, les caractéristiques du module RF obtenues avec le réglage manuel des blocs restent largement dans les limites fixées par l'outil PERFS RF. Cela nous permet d'avoir une marge afin de nous prémunir des effets de la PLL sur les performances du module RF.

### II.5.3.2.3. Particularités de la PLL

Sur un même circuit intégré, la PLL sera commune à l'émetteur et au récepteur. Dans cette partie, nous proposons d'extraire les performances du synthétiseur de fréquence grâce à l'outil SIM RF. Pour cela, nous allons étudier distinctement l'influence du bruit d'amplitude et du bruit de phase de la PLL sur le rapport SNR<sub>out</sub> de sortie du récepteur. Nous pourrions faire le travail équivalent en montrant l'influence de ces performances sur le SNR<sub>out</sub> et le P<sub>im3\_out</sub> de l'émetteur.

En considérant les résultats obtenus grâce à notre outil PERFS Blocs et présentés dans le Tableau II-10, nous réglons manuellement chaque bloc du module RF de l'outil SIM RF. Le signal reçu est à la puissance -80 dBm. La Figure II-34 présente l'influence du bruit en sortie du VCO sur le TEB. Logiquement, nous constatons que le TEB diminue lorsque le

rapport signal sur bruit augmente. Afin de garantir un TEB inférieur à  $10^{-3}$ , le rapport signal sur bruit en sortie du VCO ne doit pas être inférieur à 10 dB.

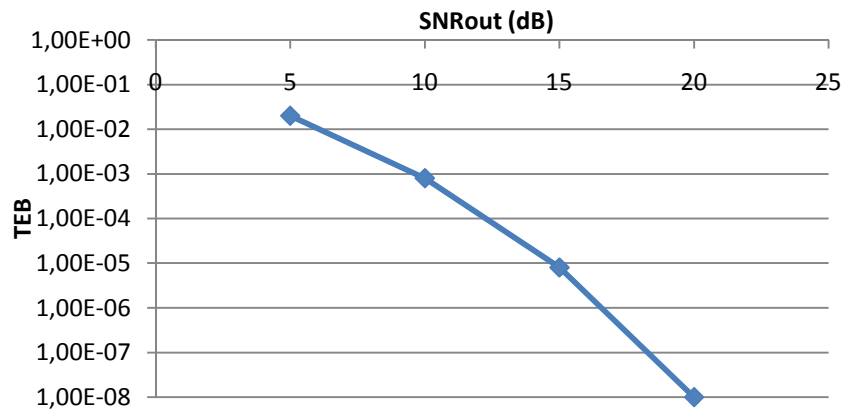


Figure II-34 : Influence du bruit de sortie du VCO sur le TEB.

Dans les mêmes conditions de simulation, la Figure II-35 présente l'influence du bruit de phase sur le TEB. Afin de garantir un TEB inférieur à  $10^{-3}$ , le bruit de phase de l'OL doit alors être inférieur à -80 dBc/Hz @ 100kHz. En considérant les architectures actuelles d'OL [33] [34], il ne sera pas difficile d'obtenir une telle performance.

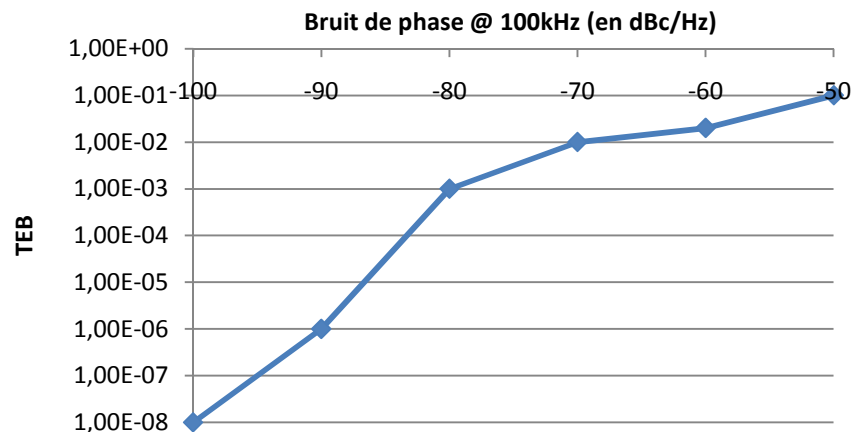


Figure II-35 : Influence du bruit de phase de la PLL sur le TEB.

Ces deux imperfections de la PLL ayant une influence en simultanée, nous considérons, comme le montre le Tableau II-11, une marge sur les performances de celle-ci afin d'obtenir le TEB requis par l'application.

<b>Performances PLL</b>	
$f_0$ (MHz)	868
SNR <sub>out</sub> (dB)	12
Bruit de phase (dBc/Hz)	- 90 @ 100 kHz

Tableau II-11 : Performances de la PLL.

### II.5.3.3. Estimation de la consommation

Grâce à l'outil CONSO Système, nous avons pu fixer, en fonction de l'autonomie requise par l'application, des contraintes concernant la puissance consommée par le module RF. Les résultats sont rappelés dans le Tableau II-12.

<b>Puissance consommée</b>	Pon (mW)	Poff (mW)
Emetteur	50	0,05
Récepteur	37,5	0,05

Tableau II-12 : Consommation maximum estimée pour le module RF obtenue avec CONSO Système.

En faisant un rapprochement des performances de chaque bloc avec la littérature [1] [25] [32] [35] [36], nous obtenons le Tableau II-13 présentant la consommation estimée pour chaque bloc.

<b>Récepteur</b>	<b>LNA</b>	<b>Mélangeur</b>	<b>Traitement BdB</b>	<b>Emetteur</b>	<b>PA</b>	<b>PLL</b>	<b>Modulateur</b>
Pon (mW)	10	10	7,5	Pon (mW)	15	10	10

Tableau II-13 : Estimation de la consommation des blocs grâce à la littérature.

La puissance maximum consommée par l'émetteur  $P_{ton}$  est égale à 35mW. La PLL de l'émetteur étant utilisée pour la réception, nous avons dissocié volontairement la partie modulation de données de l'émetteur dans l'estimation de la consommation. La puissance maximale consommée par le récepteur  $P_{ron}$  vaut 37,5mW. Ces résultats sont en accord avec ceux déterminés par l'outil système.

Grâce à l'outil CONSO RF, nous pouvons observer la variation de la consommation du module RF en fonction du temps. La Figure II-36 illustre cette évolution temporelle. Cette caractéristique tient compte du temps de stabilisation de la PLL qui a été fixé à 1ms. Les temps de démarrage des autres composants sont négligeables. La puissance consommée en mode veille du module RF est fixée à 50μW.

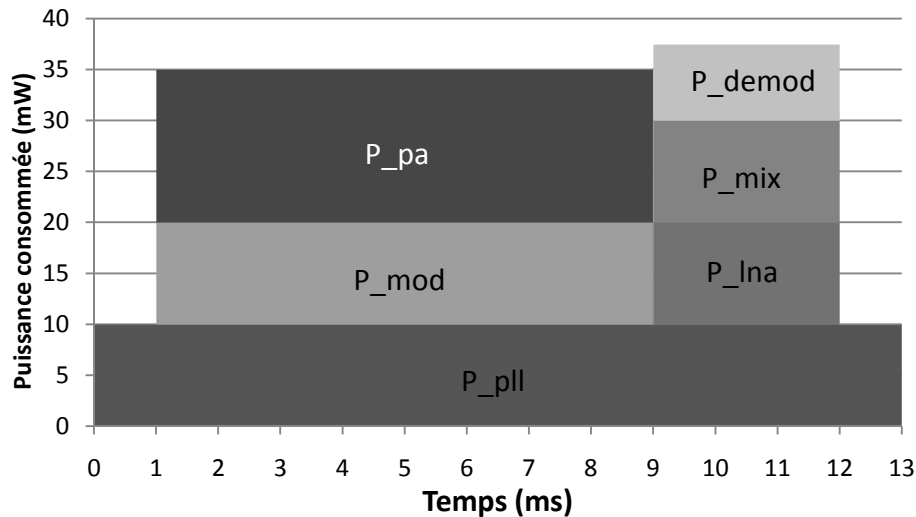


Figure II-36 : Evolution de la consommation du module RF (émetteur + récepteur).

En utilisant la démarche Bottom-Up, nous pouvons réinjecter ces résultats vers la simulation système. La puissance moyenne consommée par l'émetteur est estimée à  $19,8\mu\text{W}$  et celle du récepteur à  $4,1\mu\text{W}$  avec une périodicité des mesures de 30s. En utilisant la simulation système du nœud, nous obtenons une consommation moyenne de  $12,2\mu\text{W}$  soit une autonomie égale à 4 ans et 5 mois. Ces résultats sont bien en accord avec les spécifications de l'application visée.

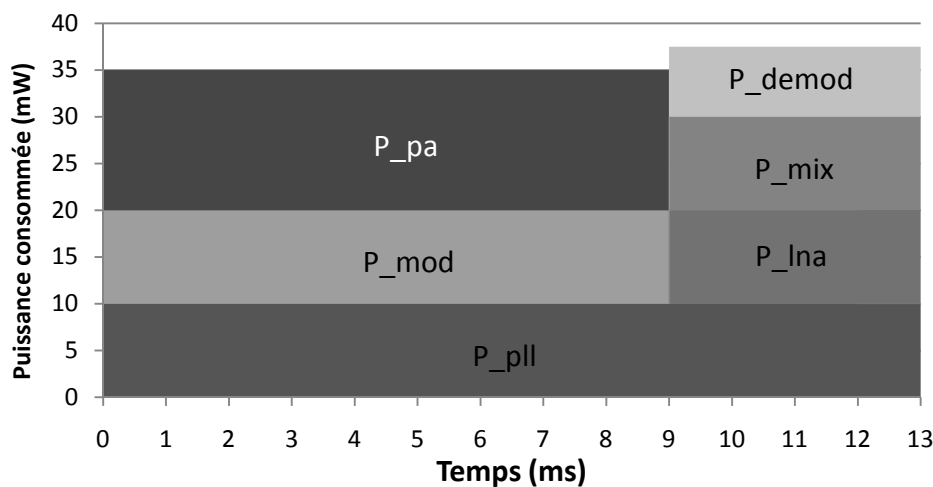


Figure II-37 : Evolution de la consommation sans gestion du temps d'allumage de la PLL.

La Figure II-37 présente l'évolution de la consommation du module RF dans le cas où ne tiendrons pas compte de la gestion des temps d'allumage et d'extinction de la PLL. Dans ce cas, nous obtenons une consommation moyenne du nœud de  $12,8\mu\text{W}$  soit une autonomie égale à 4 ans et 2 mois, ce qui représente une perte d'autonomie du nœud estimée à environ 3 mois.

**Notre outil nous permet donc de démontrer l'importance de la gestion des temps d'allumage et d'extinction qui peuvent être importants pour certains éléments d'un nœud.**

## II.5.4. Synthèse

Le développement des outils PERFS Blocs et CONSO RF permet la détermination des performances des blocs fonctionnels mais aussi l'estimation de la consommation moyenne du module RF à partir de résultats existants (littérature, simulations sous Cadence, mesures). De la sorte, tout comme l'outil CONSO Système, l'outil CONSO RF permet d'estimer, en fonction des performances requises et de l'existant, la part de chaque élément d'un module RF sur la consommation et donc indirectement sur l'autonomie d'un nœud. Nous pouvons ainsi opter ou non pour la reconception de certains éléments du module RF.

Les avantages de ces outils sont :

- L'obtention rapide, grâce à l'outil PERFS Blocs, des performances des blocs en accord avec les objectifs fixés par PERFS RF ;
- La possibilité de simuler une chaîne de communication à partir de l'assemblage de blocs fonctionnels simples en tenant compte de la plupart des imperfections d'une chaîne de communication ;
- La possibilité, à partir de la littérature, d'avoir une estimation de l'énergie consommée par le module RF suivant l'application ;
- La prise en compte de la gestion du fonctionnement de chacun des blocs du module RF et donc des temps d'établissement et d'extinction dans l'outil CONSO RF.

Cependant, il existe des inconvénients à ces outils :

- Le lien existant entre l'estimation de la consommation du module RF et des performances n'existe que par l'analyse des résultats présentés dans la littérature. Cet inconvénient va nous obliger, en perspective, à créer une bibliothèque de composants ;
- Le démodulateur n'a pas été développé et nous ne récupérons donc pas les données transmises. Il a ainsi été difficile d'estimer l'influence de certaines imperfections ;
- La possibilité existe de pouvoir simuler l'ensemble de la chaîne, grâce à l'outil SIM RF, mais le temps de simulation est allongé. En effet, la prise en compte des nombreuses imperfections des systèmes électroniques mais aussi la fréquence de fonctionnement du module RF nous obligent à régler une fréquence d'échantillonnage très faible dans le logiciel MATLAB-Simulink. Or, la durée d'un bit d'une trame ( $T_b$ ) est très grande devant la période du signal modulé. Ainsi, en utilisant le solveur ODE 15s de MATLAB, le temps de simulation peut atteindre plusieurs dizaines de minutes avec un PC classique (1Go de RAM et un processeur AMD Athlon 3200+) afin de pouvoir observer l'envoi de plusieurs bits d'une trame. Néanmoins, ce temps de simulation est moins conséquent que si nous réalisons une simulation du fonctionnement d'une chaîne RF sous le logiciel Cadence avec le même ordinateur car nos modèles développés sous le logiciel MATLAB restent analytiques et simples.

A terme, l'objectif de nos travaux devrait nous mener à obtenir un lien entre les performances de chaque bloc et la consommation sans passer par la recherche d'équivalences dans la littérature. Le but serait de mettre en place un système d'équations simples permettant d'avoir un lien entre le gain, la NF et l'IIP3 d'un bloc en fonction de la consommation.

## II.6. Conclusion

La première partie de ce chapitre a permis de présenter l'intérêt de développer une démarche de conception tenant compte de la contrainte majeure des réseaux de microcapteurs. Les objectifs de cette démarche est donc de pouvoir aider le concepteur d'un nouveau système dédié à ces applications afin de déterminer, en fonction des spécifications de l'application, si

il doit s'orienter vers l'utilisation de composants du marché ou vers la conception de nouveaux circuits.

Cette démarche est découpée en plusieurs étapes et nous avons donc développé plusieurs outils avec divers niveaux de précision mettant en relation la consommation avec les spécifications et les performances de la partie RF d'un nœud comme l'illustre la Figure II-38.

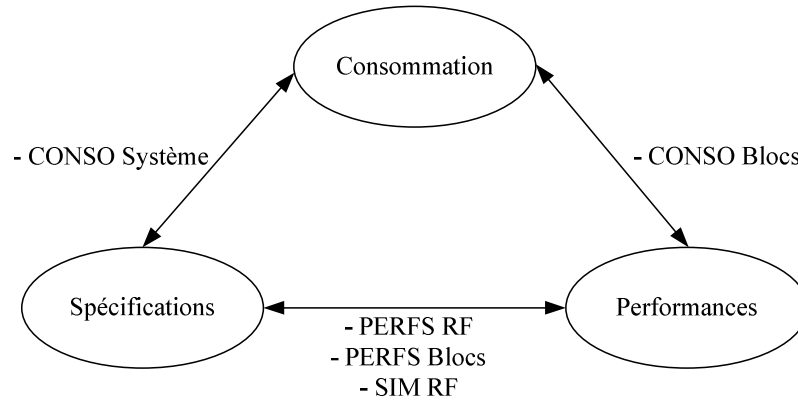


Figure II-38 : Lien entre performances, spécifications et consommation.

La suite du chapitre a donc été dédiée à la présentation du principe de chacune des étapes mais aussi à la présentation des modèles développés et leur implémentation. Le Tableau II-14 synthétise les divers niveaux de modélisation.

Nom de l'outil	Objectifs	Avantages	Inconvénients
CONSO Système	- Simuler l'ensemble du nœud - Déterminer les spécifications du module RF	- Calcul de l'autonomie - Modèle simple - Simulation rapide	- Difficulté de prise en compte de certaines spécifications de l'application (portée, fréquence du canal)
PERFS RF	Déterminer les performances du module RF	- Prise en compte de toutes les spécifications - Modèle simple et rapidité d'obtention des résultats	- Difficulté de quantifier les performances de l'émetteur
PERFS Blocs	Déterminer les performances des blocs du module RF	- Modèle simple - Réglage rapide - Obtention quasi instantanée des résultats	- Lien entre performances systèmes et performances des blocs: nécessité d'une étude de la littérature
CONSO RF	Déterminer la consommation moyenne du module RF	- Obtention rapide de la consommation moyenne du module RF et de la part de chaque bloc	- Lien entre performances et consommation : nécessité d'une étude de la littérature
SIM RF	Simuler l'ensemble de la chaîne de communication	- Bibliothèque de blocs - Modèles complets prenant en compte les différentes imperfections d'un module RF	- Temps de simulation plus élevé

Tableau II-14 : Synthèse des caractéristiques des différents niveaux de modélisation.



## Bibliographie

- [1] **M. Khan, Y. Wang and R. Raut.** "Noise Optimization Techniques for 1V 1GHz CMOS Low-Noise Amplifiers Design". *WASET Transactions On Engineering, Computing and Technology*. December 2004, pp. 177-180.
- [2] **L. Belostoski, J-W. Haslett.** "Noise Figure Optimization of Inductively Degenerated CMOS LNAs With Integrated Gate Inductors". *IEEE Transactions On Circuits and Systems - I: Regular Papers*. Juillet 2006, Vol. 53, 7, pp. 1409-1422.
- [3] **I. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramian and E. Cayircil.** "A Survey on Sensor Networks". *IEEE Communications Magazine*. Août 2002, pp. 102-114.
- [4] **Dehaese, N.** "Etude et simulation d'un système sur puce radiofréquence pour les applications faible coût et faible consommation". *Mémoire de thèse*. Université de Provence, 2005.
- [5] **Roundy, S.** "Power Sources for Wireless Sensor Networks". *Proceedings 1st European Workshop on Wireless Sensor Networks (EWSN'04)*. Berlin, Germany, 2004.
- [6] **M. Perillo, W. Heinzelman.** "Wireless Sensor Network Protocols". *Fundamental Algorithms and Protocol for Wireless and Mobile Networks*. CRC Hall, 2005.
- [7] **I. Demirkol, C. Ersoy and F. Alagöz.** "MAC Protocols for Wireless Sensor Networks : a Survey". *IEEE Communications Magazine*. Avril 2006, Vol. 44, 4, pp. 115-121.
- [8] **Tjensvold, J-M.** "Comparison of the IEEE 802.11, 802.15.1, 802.15.4 and 802.15.6 wireless standards". *WordPress.com*. Septembre 2007.
- [9] **T. Nolte, H. Hansson and L. Lo Bello.** "Automotive Communications - Past, Current and Future". *Proceedings of the 10th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (EFTA' 05)*. 2005, Vol. 1, pp. 985-992.
- [10] **Mindteck.** "Zigbee Overview". *Présentation Powerpoint - EmbedAsia Conference 2006*.
- [11] **Razavi, B.** "RF Microelectronics". *Prentice Hall*. 1998.
- [12] **R. Azaro, G. Boato, F. De Natale, G. Franceschini, A. Martini, and A. Massa.** "Design of an Integrated Antenna for Automotive Systems". *Microwave and Optical Technology Letters*. Décembre 2005, Vol. 47, 6, pp. 513-515.
- [13] **de Dieuleveult, F.** "Electronique appliquée aux hautes fréquences". *Dunod*. 2002.
- [14] **Kadionik, P.** *Les modulations numériques*. [<http://www.enseirb.fr/~kadionik>] s.l. : Cours en ligne de l'ENSEIRB.
- [15] **G. Thoonen, E. Lopelli, J. van der Tang, A. van Roermund.** "System level considerations for ultra-low power transmitter-only wireless networks in the indoor environment". *Proceedings of ProRISC 2004*. 2004, pp. 161-166.
- [16] **Chipcon.** *Datasheet CC1100*.
- [17] **Yee, D-G.** "A Design Methodology for Highly-Integrated Low-Power Receivers for Wireless Communications". *Mémoire de Thèse*. University of California, Berkeley, 2001.
- [18] **Friis, T-H.** "Noise figures of radio receivers". *Proceedings of IRE*. Juillet 1944, Vol. 32, 7, pp. 419-422.
- [19] **Geffroy, V.** "Conception de Circuits Intégrés Radiofréquences Sur Technologie CMOS Pour Des Applications Sans Fil Grand Public : Application Aux Mélangeurs". *Mémoire de Thèse*. Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 2002.
- [20] **A. Hajimiri, T-H. Lee.** "A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators". *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*. Février 1998, Vol. 33, 2, pp. 179-194.

- [21] **Mahattanakul, J.** "The Effect of I/Q Imbalance and Complex Filter Component Mismatch in Low-IF Receivers". *IEEE Transactions On Circuits And Systems - I: Regular Papers*. Février 2006, Vol. 53, 2, pp. 247-253.
- [22] **Razavi, B.** "Design Considerations for Direct-Conversion Receivers". *IEEE Transactions On Circuits And Systems II: Analog and Digital Signal Processing*. Juin 1997, Vol. 44, 6, pp. 428-435.
- [23] —. "RF Transmitter Architectures and Circuits". *Proceedings of the IEEE 1999 Custom Integrated Circuits Conference*. 1999, pp. 197-204.
- [24] **W. Sheng, A. Emira, Ahmed, E. Sanchez-Sinencio.** "CMOS RF Receiver System Design: A Systematic Approach". *IEEE Transactions On Circuits And Systems-I: Regular Papers*. Mai 2006, Vol. 53, 5, pp. 1023-1034.
- [25] **M-S. Yang, H-R. Kim, D. Lee.** "A 900 MHz Low-Voltage Low-Power Highly Linear Mixer For Direct-Conversion Receivers". *Proceedings of the 2003 10th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2003)*. 2003, pp. 974-977.
- [26] **W-S-T. Yan, H-C. Luong.** "A 900-MHz CMOS Low-Phase Noise Voltage Controlled Ring Oscillator". *IEEE Transactions On Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*. Février 2001, Vol. 48, 2, pp. 216-221.
- [27] **A-Y. Wang, C-G. Sodini.** "A Simple Energy Model for Wireless Microsensor Transceivers". *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '04)*. 2004, pp. 3205-3209.
- [28] **K-W. Ho, H-C. Luong.** "A 1-V CMOS Power Amplifier for Bluetooth Applications". *The 2002 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS 2002)*. Août 2002, Vol. 2, pp. 457-460.
- [29] **J-L. Tham, M-A. Margarit, B. Pregardier, C. Hull, R. Magoon and F. Carr.** "A 2.7V 900-MHz/1.9GHz Dual-Band Transceiver IC for Digital Wireless Communication". *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*. Mars 1999, Vol. 34, 3, pp. 559-562.
- [30] **H. Darabi, A-A. Abidi.** "A 4,5mW 900MHz CMOS Receiver for Wireless Paging". *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*. Août 2000, Vol. 35, 8, pp. 1085-1096.
- [31] **L. Liu, Z. Wang.** "Analysis and Design of a Low-Voltage RF CMOS Mixer". *IEEE Transactions On Circuits And Systems-II: Express Briefs*. Mars 2006, Vol. 53, 3, pp. 212-216.
- [32] **P. Jacobs, J. Janssens, T. Geurts, J. Crols.** "A 0.35 $\mu$ m CMOS Fractional-N Transmitter for 315/433/868/915 MHz ISM Applications". *Proceedings of the 29th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*. 2003.
- [33] **M. Thamsirianunt, T-A. Kwasnieski.** "CMOS VCOs for PLL Frequency Synthesis in GHz Digital Mobile Radio Communications". *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*. 1995, pp. 331-334.
- [34] **P. Byeong-Ha, P-E. Allen.** "A 1GHz, Low-Phase-Noise CMOS Frequency Synthesizer with Integrated LC VCO For Wireless Communications". *Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference*. 1998, pp. 567-570.
- [35] **Y. Ding, R. Harjani.** "A CMOS High-Efficiency +22-dBm Linear Power Amplifier". *Proceedings of the IEEE 2004 Custom Integrated Circuits Conference*. 2004, Vol. 40, 9, pp. 557-560.
- [36] **B. Toole, C. Plett.** "A Low Voltage, Low Power RF CMOS LNA for Bluetooth Applications using Transmission Line Transformers". *Proceedings of the 27th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC 2001)*. 2001, pp. 433-436.

# Chapitre III. Conception et optimisation de fonctions électroniques sous contrainte de consommation – Application au LNA

<b>III.1. Introduction .....</b>	<b>96</b>
<b>III.2. Conception sous contrainte de consommation.....</b>	<b>96</b>
III.2.1. Objectif .....	96
III.2.2. Lien entre les performances et la consommation .....	96
III.2.3. Notion d'optimisation.....	97
<b>III.3. Cas du LNA.....</b>	<b>97</b>
III.3.1. Introduction .....	97
III.3.2. Etat de l'art .....	98
III.3.3. Comparatif.....	101
<b>III.4. Modélisation.....</b>	<b>101</b>
III.4.1. Mise en équation de la topologie choisie.....	102
III.4.2. Validation du modèle « haut-niveau » du LNA .....	116
III.4.3. Conception.....	125
<b>III.5. Conception et optimisation sous contrainte de consommation .....</b>	<b>131</b>
III.5.1. Mise en place de la méthode.....	131
III.5.2. Implémentation.....	132
III.5.3. Résultats.....	133
<b>III.6. Conclusion .....</b>	<b>138</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>140</b>

## III.1. Introduction

Dans le cadre d'une application très faible consommation, la conception d'un bloc fonctionnel sous contrainte de consommation apparaît importante. En effet, comme nous l'avons abordé précédemment, cette contrainte de consommation va imposer une consommation maximale au niveau de chaque bloc en fonction de l'autonomie requise par l'application. Ainsi, nous devons trouver, à partir d'une topologie, le dimensionnement des composants permettant d'atteindre les performances requises par l'application aussi bien en termes d'autonomie que de qualité de communication. **Le but de cette étape est de démontrer les relations existantes entre consommation et performances afin d'en déduire des tendances.**

Nous pourrions en développant cette méthode de conception appréhender la notion d'optimisation d'un bloc sous contrainte de consommation. La notion d'optimisation consiste à trouver, à partir d'une topologie, la configuration des composants permettant d'optimiser ses performances. Dans la littérature [1] [2], la contrainte de consommation ne fait pas ou rarement partie de la démarche d'optimisation. La mise en place de notre méthode de conception va nous permettre de mettre en relief certaines pistes afin d'optimiser un bloc en introduisant la contrainte de consommation.

Dans une première partie, nous allons donc nous intéresser aux objectifs de notre démarche. Puis, nous étudierons le cas du LNA dont nous ferons un état de l'art. Enfin, à partir de la topologie adoptée, nous allons démontrer comment déterminer le dimensionnement en tenant compte des performances requises et de la contrainte de consommation.

## III.2. Conception sous contrainte de consommation

### III.2.1. Objectif

Nous avons démontré, du fait de notre cadre d'étude, la nécessité de concevoir chaque bloc fonctionnel de la chaîne de communication en tenant compte de la contrainte de consommation. L'étude des blocs fonctionnels du Chapitre II nous permet de démontrer l'impact de chacun des blocs du module RF sur la consommation globale de l'émetteur-récepteur et donc sur la consommation du nœud. Notre étude a mis en évidence les blocs les plus contraignants en termes de performances en communication mais aussi de consommation. L'objectif principal de cette démarche de conception est d'obtenir, pour un bloc donné, la configuration d'une topologie permettant de combiner performances et consommation requises par l'application.

### III.2.2. Lien entre les performances et la consommation

Dans un premier temps, cette phase de conception passe par le choix de la topologie adaptée aux performances requises par l'application. Ensuite, la mise en équation de la topologie choisie va nous permettre de déterminer comment dimensionner les composants du bloc fonctionnel en fonction des performances visées et de la contrainte de consommation.

L'objectif de la conception sous contrainte de consommation est donc de mettre en évidence un lien entre les performances d'un bloc et sa consommation. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, l'ensemble des performances en termes de gain, de NF et de linéarité est lié à la consommation. Or, le lien entre les performances et la consommation se

fait généralement par l'intermédiaire des composants du bloc étudié. Dans le cas de montage utilisant des transistors, ces performances et la consommation sont liées au dimensionnement de ceux-ci. L'idée serait de mettre en place, pour chaque bloc, une bibliothèque de topologies qui pourrait ainsi permettre de déterminer des tendances puis des équations généralistes permettant le dimensionnement des composants en fonction des performances et de la contrainte de consommation.

### III.2.3. Notion d'optimisation

Dans certains cas, il sera possible en fonction de la contrainte de consommation d'obtenir de meilleures performances en communication que celles requises par l'application. Dans ce cas, l'optimisation de la topologie sera possible. Dans la littérature [3] [4], lorsque l'on parle d'optimiser une topologie, on cherche à obtenir les meilleures performances en communication possibles. Or, dans notre cas, il sera possible d'associer la contrainte de consommation à la notion d'optimisation, c'est-à-dire obtenir de meilleures performances en communication que celles visées tout en restant dans les limites de la contrainte de consommation fixée par l'application.

## III.3. Cas du LNA

### III.3.1. Introduction

L'amplificateur faible bruit (LNA<sup>1</sup>) est un des premiers étages d'une chaîne de réception comme le montre la Figure III-1.

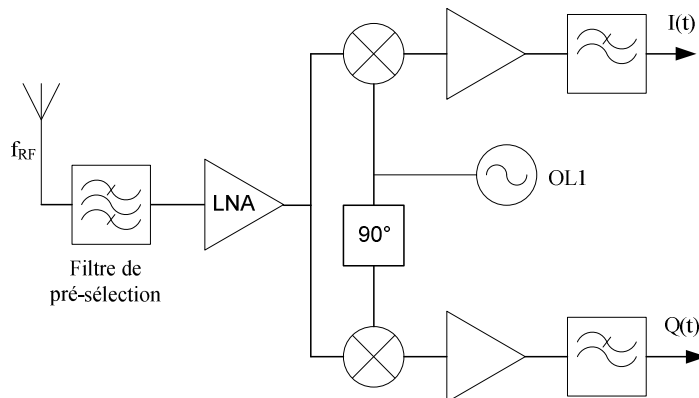


Figure III-1 : Placement du LNA dans une chaîne de communication.

Placé juste après le filtre de sélection du canal, les performances requises pour cet amplificateur sont très sévères. En effet, le LNA doit pouvoir traiter l'information directement à l'issue de l'antenne qui est généralement d'un niveau très faible. En fonction de la puissance transmise et de la portée de l'application, elle peut atteindre un niveau de quelques microvolts tout en étant très bruitée [5]. Afin de traiter correctement cette information, le LNA doit pouvoir amplifier le signal sans trop le déformer mais surtout sans ajouter trop de bruit.

---

<sup>1</sup> LNA : Low-Noise Amplifier

Le LNA doit donc :

- Amplifier le signal reçu ;
- Générer peu de bruit ;
- Etre le plus linéaire possible.

**La conception d'un LNA sous contrainte de consommation constitue donc un défi majeur car c'est un des blocs les plus importants du récepteur mais aussi le plus contraignant en termes de performances. L'amplificateur faible bruit est donc un cas d'étude intéressant afin de mettre en place notre méthode de conception sous contrainte de consommation.**

### III.3.2. Etat de l'art

Il existe plusieurs familles d'amplificateur faible bruit. Elles sont définies suivant le type d'impédance d'entrée qu'elles présentent. En effet, l'adaptation d'impédance en entrée est essentielle pour un LNA afin d'obtenir un bon compromis entre figure de bruit et gain [6]. Afin de comparer les différentes topologies existantes, un état de l'art décrivant chaque famille ainsi que leurs avantages et inconvénients nous permettra de conclure sur le choix de la topologie adaptée à notre cas d'étude.

#### III.3.2.1. Amplificateur à terminaison résistive

L'amplification à terminaison résistive réalise son adaptation d'impédance d'entrée, généralement  $50 \Omega$ , par l'intermédiaire d'une résistance comme l'illustre la Figure III-2. Il est alors nécessaire de travailler à des fréquences telles que la capacité grille-source  $C_{gs}$  des transistors MOS ait une influence négligeable. L'utilisation de cette topologie est donc limitée vis-à-vis de la fréquence de fonctionnement ( $f_0 < 1 \text{ GHz}$  pour une technologie CMOS de  $0,25\mu\text{m}$ ).

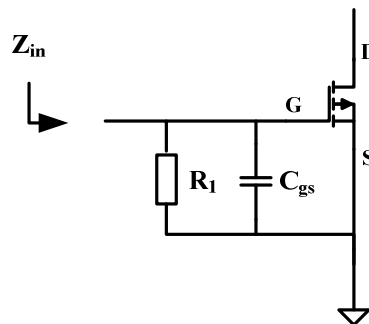


Figure III-2 : Amplificateur à terminaison résistive.

D'autre part, l'adaptation d'impédance par l'intermédiaire d'une entrée résistive va contribuer lourdement à la dégradation de la figure de bruit de ce type d'amplificateur du fait du bruit thermique résultant de cette résistance. Cette topologie présente donc une figure de bruit assez élevée, ce qui est confirmé par [7] où la figure de bruit atteinte est de 6 dB à 770MHz. Du fait de cette faiblesse et de sa limitation en fréquence, cette topologie a été très peu utilisée.

### III.3.2.2. Amplificateur à contre-réaction résistive

La Figure III-3 illustre la topologie d'un amplificateur faible bruit à contre-réaction résistive.  $C_{gs}$  et  $C_{ds}$  sont respectivement les capacités grille-source et drain-source associées au transistor NMOS.  $R_1$  et  $R_2$  constituent le circuit de contre-réaction permettant l'ajustement de l'impédance d'entrée via le gain du transistor. Néanmoins, cette topologie présente de fortes carences du point de vue de la figure de bruit. En effet, elle utilise :

- Un amplificateur large bande qui intègre le bruit sur une grande bande de fréquences ;
- Des résistances qui vont apporter du bruit thermique ;
- Une structure à contre-réaction qui ramène le bruit généré par les résistances en entrée et qui va donc être amplifié.

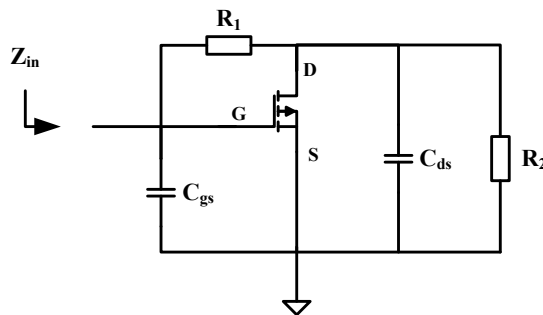


Figure III-3 : LNA à contre-réaction résistive.

De part ces aspects, ce type d'amplificateur est bruyant. La figure de bruit de cette topologie peut atteindre les 7,5dB [8]. D'autre part, le gain large bande s'accompagne d'une consommation importante, dépassant largement les 10mW, ne permettant pas à cette architecture de répondre aux attentes de faible consommation liées à notre cadre d'étude [9].

Enfin, l'association de la résistance  $R_1$  avec la capacité  $C_{ds}$  va créer un filtre « RC » et donc un pôle coupure réduisant la fréquence de fonctionnement de cette topologie. La création de ce pôle constitue une limitation supplémentaire.

### III.3.2.3. Amplificateur à terminaison en $1/g_m$

C'est la topologie la mieux adaptée à l'intégration car l'adaptation d'impédance d'entrée est réalisée par l'intermédiaire de la transconductance du premier étage. C'est-à-dire :

$$\frac{1}{g_m} = 50\Omega \text{ soit } g_m = 20mS \quad (\text{III-1})$$

$g_m$  étant la transconductance du premier étage. Elle n'utilise donc pas de composant externe généralement difficile à intégrer. La Figure III-4 présente le principe de ce type d'amplificateur.

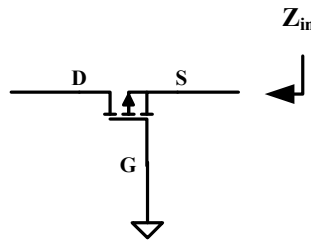


Figure III-4 : Amplificateur à terminaison en  $1/g_m$ .

Cependant, le fait d'adapter l'impédance d'entrée par la transconductance s'avère un inconvénient car, dans le même temps, la consommation est fixée. La figure de bruit de cette topologie est généralement supérieure à 3 dB [10], ce qui est pour certaines applications trop élevée. Ce circuit peut aussi fournir de bonnes performances en termes de linéarité, bien que celles-ci soit limitées par le type d'adaptation. Ainsi, l'IIP3 mesuré dans [10] atteint -21dBm.

### III.3.2.4. Amplificateur à dégénérescence inductive

Présentée à la Figure III-5, c'est la topologie la plus étudiée et la plus performante des LNA en termes de figure de bruit. L'adaptation d'impédance est réalisée par l'intermédiaire de l'inductance  $L_g$  qui vient annuler la capacité  $C_{gs}$  à la fréquence de fonctionnement. De telle sorte qu'à cette fréquence, l'impédance d'entrée est égale à :

$$Z_{in} = \omega_t L_s = R_s \quad (\text{III-2})$$

avec  $\omega_t$  égale au rapport  $g_m/C_{gs}$ . A la fréquence  $f_0$ ,  $L_s$  est vue comme une impédance réelle et est donc calculée afin d'être adaptée à  $50\Omega$  à l'aide de l'équation (2).

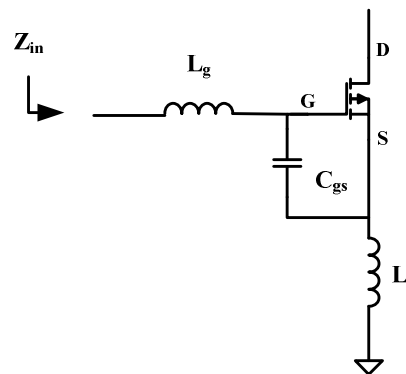


Figure III-5 : LNA à dégénérescence inductive.

Cette topologie est en plein essor depuis le début des années 2000 du fait de l'amélioration de la qualité des inductances et de la possibilité de leur intégration avec l'apparition de nouvelles technologies. Ce type d'amplificateur est intéressant car il est possible d'obtenir une figure de bruit inférieure à 3 dB [3] [4].

Le LNA à dégénérescence inductive permet donc de fournir de bonnes performances tout en étant adapté à des applications basse-tension et faible consommation [3]. Cependant, les inductances intégrées sont très encombrantes, ce qui induit des coûts plus élevés et constitue donc la limite de cette architecture.



### III.3.3. Comparatif

Dans le cadre de notre étude, il nous faut choisir un LNA faible consommation et peu encombrant tout en alliant la possibilité d'atteindre les performances requises par l'application et déduites grâce aux outils présentés dans le second chapitre. Le Tableau III-1 présente un comparatif des différentes topologies de LNA et de leurs performances.

	Terminaison résistive [7]	A contre-réaction résistive [8]	Terminaison en 1/gm [10]	A dégradation inductive [3]
Gain	14 dB	28 dB	22 dB	24 dB
NF	6 dB	2,7 dB	3,5 dB	1,2 dB
IIP3	NC*	NC*	-21 dBm	-29 dBm
$f_0$	770 MHz	1,2 – 1,5GHz	1 GHz	1 GHz
$P_c$	7mW @ 3V	50 mW	27 mW	14 mW @ 1V

Tableau III-1 : Comparatif des différentes topologies de LNA d'après [7] [8] [10] [3].

(\*NC : Non Communiqué)

Nous constatons que la topologie à terminaison résistive est celle qui consomme le moins mais pour une fréquence de fonctionnement moins élevée que les autres dispositifs. Cette topologie reste, en effet, limitée pour des utilisations à plus haute fréquence et sa figure de bruit reste très supérieure à celle des autres architectures de LNA. Ainsi, si nous voulons faire un compromis entre performances et consommation, la topologie à dégradation inductive semble convenir le mieux dans l'optique d'une application aux réseaux de microcapteurs. Néanmoins, la limitation de cette topologie réside dans son encombrement du fait de l'utilisation d'inductances intégrées. Mais, en tenant compte de la constante évolution des technologies de fabrication et donc de la diminution des tailles des composants, ce problème d'encombrement n'apparaît plus prépondérant.

### III.4. Modélisation

Comme nous l'avons évoqué précédemment, le but de cette première étude est de mettre en évidence les liens entre performances, consommation et dimensionnement des composants. Chacun de ces blocs est généralement construit autour de plusieurs étages constitués de transistors. Il sera important de démontrer l'influence de chaque étage sur les performances (apport de bruit, de non-linéarités, ...) mais aussi de la consommation (circuit de polarisation). Ainsi, les mêmes tendances concernant chaque étage devraient se retrouver entre les différentes topologies d'un même bloc fonctionnel. La création d'une bibliothèque permettra à terme d'obtenir pour chaque bloc un modèle généraliste mettant en relation le dimensionnement des composants, les performances et la consommation.

Afin de déterminer la méthode de conception de la topologie choisie sous contrainte de consommation, il nous faut, dans un premier temps, mettre en équation la topologie, la modéliser et mettre en évidence les liens entre consommation et performances en traçant les caractéristiques principales.

### III.4.1. Mise en équation de la topologie choisie

La première étape consiste à poser les hypothèses simplificatrices. Puis, à partir de ces hypothèses, nous pouvons mettre en équation la topologie choisie et représentée à la Figure III-6. Ce circuit peut être décomposé en deux parties : la première partie comporte l'amplificateur en lui-même avec le montage cascodé ainsi que les inductances de dégénérescence  $L_g$  et  $L_s$  permettant l'adaptation d'impédance. L'ensemble est complété par un circuit résonant permettant au LNA d'être plus ou moins sélectif [3]. Ensuite, la partie circuit de polarisation, quant à elle, est composée d'un transistor  $M_3$  monté en miroir de courant avec le transistor  $M_1$ .

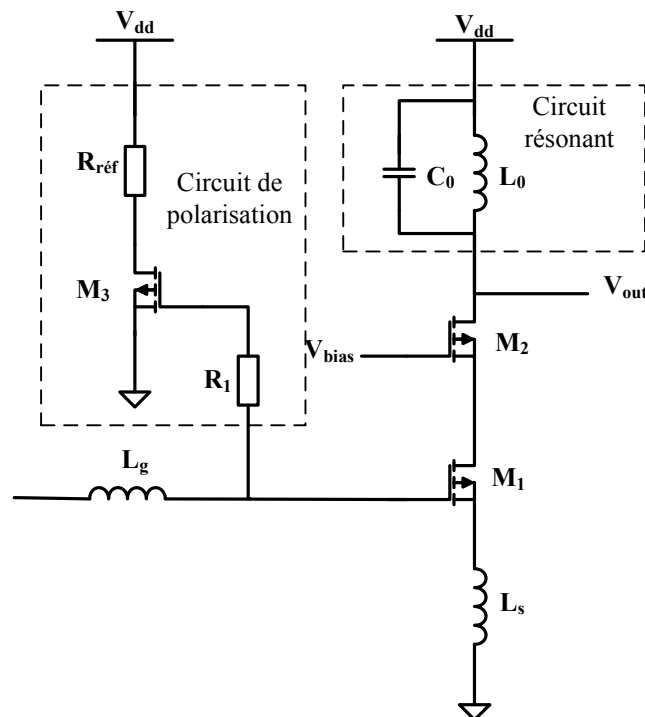


Figure III-6 : LNA à dégénérescence inductive.

#### III.4.1.1. Schéma équivalent petits signaux

La Figure III-7 présente le schéma petits signaux complet d'un transistor MOS. Ce modèle tient compte des différentes capacités parasites d'un transistor mais aussi des effets liés au substrat. La résistance  $R_g$  représente la résistance parasite de la grille due à la résistance carrée du polysilicium.

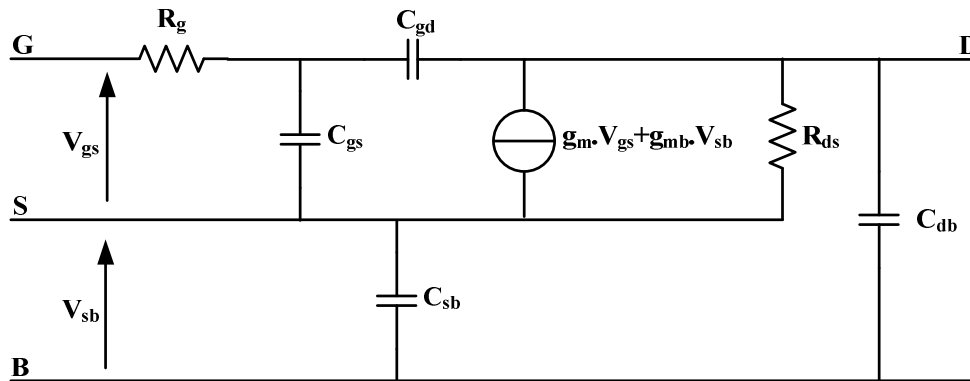


Figure III-7 : Schéma équivalent petits signaux complet.

La topologie choisie du LNA emploie un transistor cascodé permettant la réduction de l'effet Miller dû à la capacité grille-drain. En utilisant cette topologie, la capacité grille-drain  $C_{gd}$  sera négligée. De plus, la résistance drain-source  $r_{ds}$  sera aussi négligée dans notre schéma équivalent. Tous les effets liés au substrat sont négligés. A partir des hypothèses simplificatrices énoncées précédemment, le schéma équivalent se trouve ainsi fortement simplifié comme l'illustre la Figure III-8.

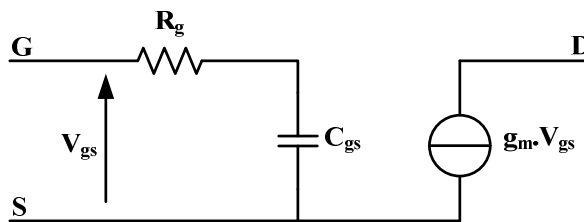


Figure III-8 : Schéma équivalent d'un transistor NMOS.

Nous obtenons le schéma équivalent aux petits signaux de la topologie étudiée à la Figure III-9.

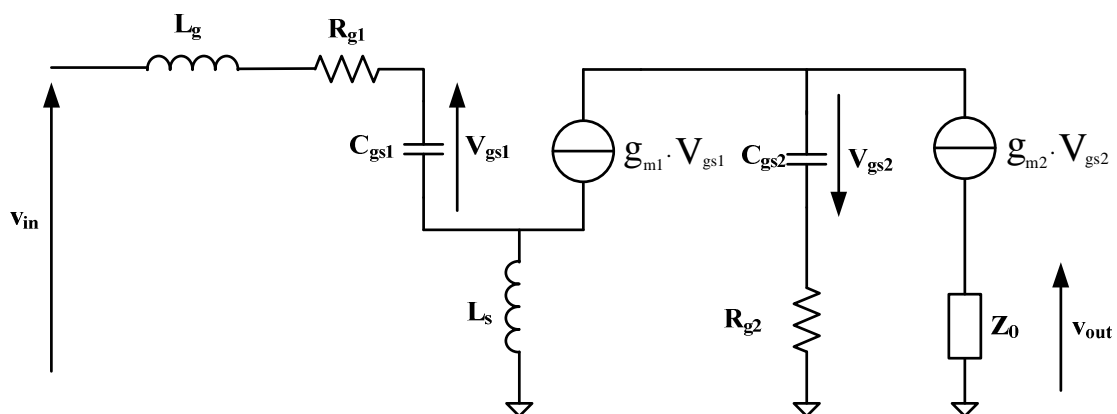


Figure III-9 : Schéma équivalent petits signaux du LNA.

$C_{gs}$  définit la capacité grille-source d'un transistor et  $R_g$  sa résistance de grille. Leurs expressions s'écrivent [1] [11] :

$$C_{gs_i} = \frac{2}{3} C_{ox} W_i L_i \quad (\text{III-3})$$

$$R_{g_i} = \frac{R_{sq} W_{fi}^2}{12 W_i L_i} \quad (\text{III-4})$$

avec  $C_{ox}$  la capacité d'oxyde définie par la technologie utilisée,  $W_i$  et  $L_i$  respectivement la longueur et largeur de grille du transistor  $M_i$ .  $R_{sq}$  est la résistance au carré du polysilicium et  $W_{fi}$  représente la longueur d'un doigt du transistor. La transconductance du transistor est définie par  $g_{mi}$ .

### III.4.1.2. Consommation

Dans notre cadre d'étude, le paramètre important du LNA est sa consommation. En régime statique, les transistors  $M_1$  et  $M_3$  de la topologie à dégénérescence inductive jouent le rôle d'un miroir de courant comme l'illustre la Figure III-10. En fonctionnant en régime saturé, si les potentiels grille-source  $V_{gs}$  des deux transistors MOS sont identiques, alors le courant  $I_{out}$  est une copie du courant  $I_{réf}$  fonction du dimensionnement des transistors. Le courant  $I_{out}$  s'écrit :

$$I_{out} = I_{réf} \times \frac{(W/L)_1}{(W/L)_3} \quad (\text{III-5})$$

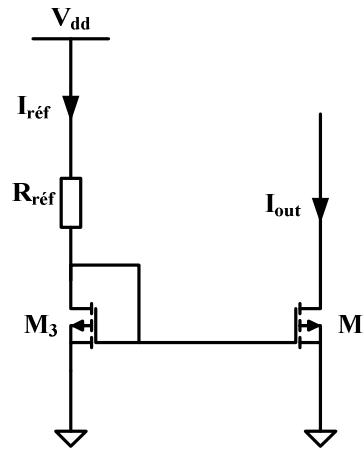


Figure III-10 : Miroir de courant.

La puissance consommée par la topologie à dégénérescence inductive est donnée par la formule suivante :

$$P_C = V_{dd} \times \left( I_{out} + I_{out} \times \frac{(W/L)_3}{(W/L)_1} \right) \quad (\text{III-6})$$

La réduction de la taille des transistors fait apparaître des effets de canal court. Ces effets sont assez méconnus et sont l'objet de nombreuses recherches [1]. Afin de se prémunir des effets de canal-court, nous considérons que le courant  $I_{ds}$  d'un transistor s'écrit :

$$I_{ds} = W C_{ox} v_{sat} \frac{(V_{GS} - V_{TH})^2}{V_{GS} - V_{TH} + L E_{sat}} \quad (\text{III-7})$$

avec  $v_{sat}$  la vitesse de saturation du transistor et  $E_{sat}$  la force du champ de saturation. L'équation (III-7) donnant l'expression du courant, montre qu'aussi bien le dimensionnement des transistors ( $W$  et  $L$ ) que la variation de  $V_{gs}$  va avoir une influence sur la puissance consommée.

La Figure III-11 présente l'évolution de la puissance consommée par le LNA en fonction du dimensionnement des transistors. L'alimentation a été fixée à 2V et le  $V_{gs}$  à 0,7V. Selon [12], la tension de seuil moyenne  $V_{th}$  de la technologie CMOS 0,35 $\mu$ m de chez Austriamicrosystems vaut 0,55V.

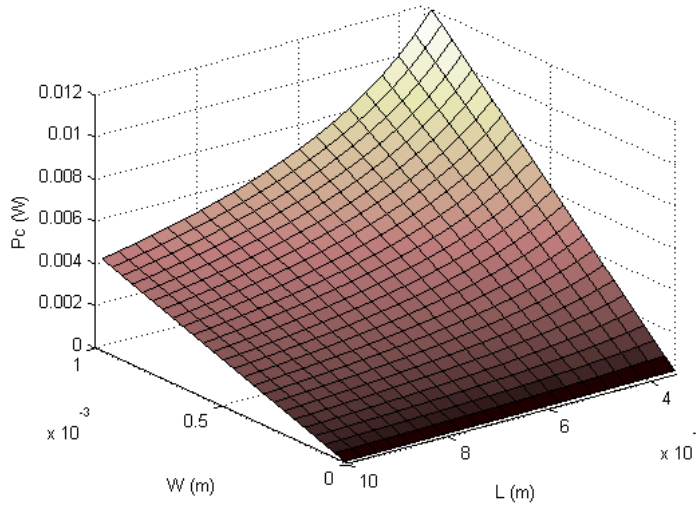


Figure III-11 : Evolution de la puissance consommée  $P_c$  en fonction du dimensionnement  $W$  et  $L$ .

**Nous constatons que pour limiter la consommation du LNA, nous devons diminuer la longueur  $W$  du transistor et augmenter sa largeur  $L$ . Néanmoins, diminuer la consommation ne sera pas aussi simple car, par la suite, nous verrons que le dimensionnement des transistors va aussi influencer sur les performances du LNA.**

### III.4.1.3. Gain

#### III.4.1.3.1. Gain en tension

En écrivant la fonction de transfert du LNA, il est facile de constater que les performances et la consommation sont liées par le dimensionnement des composants. A partir du schéma équivalent petits signaux de la Figure III-9, la fonction de transfert s'écrit :

$$H(j\omega) = \frac{g_{m1}g_{m2}Z_0Z_{Cgs1}Z_{Cgs2}}{(1+Z_{Cgs2}g_{m2})} \frac{1}{(Z_g+Z_s+Z_{Cgs1}+r_{g1}+g_{m1}Z_sZ_{Cgs1})} \quad (\text{III-8})$$

$g_{m1}$  et  $g_{m2}$  sont les transconductances respectives des transistors  $M_1$  et  $M_2$ .  $Z_{Cgs1}$  et  $Z_{Cgs2}$  représentent les impédances dues aux capacités grille-source  $C_{gs}$  des transistors  $M_1$  et  $M_2$ .  $Z_g$  et  $Z_s$  sont les impédances des inductances  $L_g$  et  $L_s$ . A la fréquence de fonctionnement du LNA, nous devons adapter  $Z_{in}$  à 50 $\Omega$  car le LNA sera connecté à l'antenne. La partie imaginaire de  $Z_{in}$  doit s'annuler, cela implique :

$$L_g = \frac{1}{\omega_0^2 C_{gs}} - L_s \quad (\text{III-9})$$

Le LNA à dégénérescence inductive a donc un caractère sélectif. Le circuit résonnant représenté par l'impédance  $Z_0$  renforce ce caractère sélectif.  $Z_0$  s'écrit :

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_{L_0}} + \frac{1}{Z_{C_0}} \quad (\text{III-10})$$

Le gain est donc dépendant du dimensionnement des transistors mais aussi du choix des valeurs des composants passifs et notamment du circuit résonnant.

L'inductance  $L_s$  a été fixée à 1,334nH afin de pouvoir l'intégrer en utilisant la librairie mise à disposition par Austriamicrosystems pour la technologie CMOS 0,35 $\mu\text{m}$ . De ce fait, grâce à (III-5), nous calculons  $L_g$  égale à 125nH avec  $W_1$  et  $L_1$  valant respectivement 250 $\mu\text{m}$  et 0,35 $\mu\text{m}$ .  $L_0$  et  $C_0$  ont respectivement été choisies égales à 33nH et 1pF afin d'obtenir une fréquence de résonance du circuit LC égale à  $f_0$  soit 868MHz dans notre cas. Nous avons fixé  $V_{gs}$  à 0,7V. Pour un dimensionnement donné, les courbes de la Figure III-12 ont été tracées pour différentes valeurs de la charge  $R_{ch}$ . En effet, dans ce cas, l'impédance  $Z_0$  devient :

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_{L_0}} + \frac{1}{Z_{C_0}} + \frac{1}{R_{ch}} \quad (\text{III-11})$$

Dans chaque cas, l'amplification maximum est obtenue à la fréquence de fonctionnement  $f_0$ . Pour une charge de 50 $\Omega$ , celui-ci atteint 12dB environ. Le gain varie en fonction de la charge  $R_{ch}$ . Nous avons considéré une charge de 50 $\Omega$  notamment pour les besoins liés aux mesures. En effet, la caractérisation des circuits se fera sur des appareils dont l'impédance d'entrée est à 50 $\Omega$ . Néanmoins, dans la plupart des cas, le LNA est suivi soit directement par le mélangeur dont l'impédance est élevée, soit par un étage buffer servant à maintenir le gain malgré la charge et donc à adapter l'impédance en sortie.

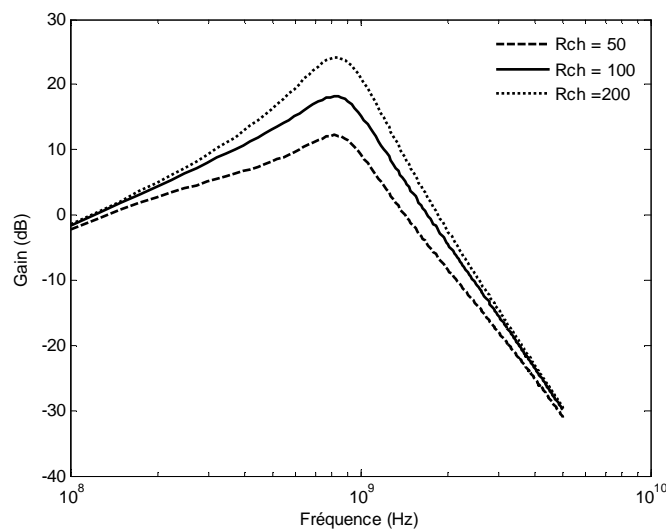


Figure III-12 : Tracé de la fonction de transfert du LNA pour différentes valeurs de  $R_{ch}$  en Ohms avec  $W = 250\mu\text{m}$  et  $L = 0,35\mu\text{m}$ .

A partir de ces équations, nous pouvons étudier l'influence du dimensionnement de chacun des transistors sur le gain du montage. La Figure III-13 représente l'évolution du gain en fonction de la largeur de grille des transistors  $M_1$  et  $M_2$ . Nous gardons la longueur de grille égale à 0,35 $\mu\text{m}$  ainsi que  $R_{ch}$  égale à 50 $\Omega$ . Les valeurs des composants du circuit résonnant

sont identiques à celles calculées précédemment.  $L_s$  étant gardée fixe, la valeur de l'inductance  $L_g$  varie en fonction de  $W_1$ .

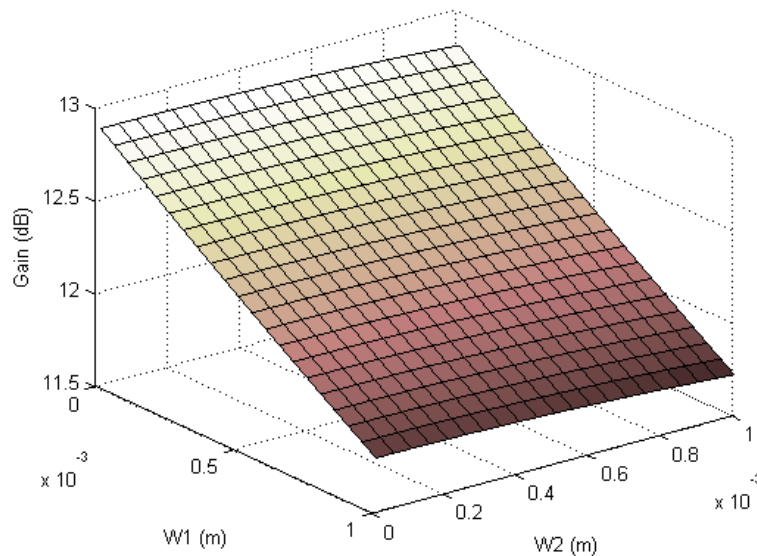


Figure III-13 : Evolution du gain du LNA en fonction de W de M1 et de M2 à la fréquence de résonance  $f_0$ .

**Le gain dépend tout particulièrement de  $M_1$  comme le montre la Figure III-13. Le transistor  $M_2$  n'a pratiquement pas d'influence sur le gain du montage.** Nous pouvons donc simplifier l'équation du gain tel que :

$$|H_{tot}(j\omega)| = |Z_0(j\omega) \times H_1(j\omega)| \quad (\text{III-12})$$

En négligeant le gain de  $M_2$ , l'erreur représente un pourcentage du gain total très faible évaluée en dessous de 1%. Nous avons constaté que le courant consommé était fixé par le miroir de courant constitué par  $M_1$  et  $M_3$  notamment par l'intermédiaire du dimensionnement de ces transistors mais aussi par le  $V_{gs}$ . Or, l'ensemble de ces paramètres ont une influence sur le gain, nous pouvons mettre en évidence le lien entre consommation et gain du LNA.

#### III.4.1.3.2. Paramètres S et coefficient de transmission

Dans la littérature, le gain du LNA est généralement exprimé grâce au paramètre  $S_{21}$  appelé coefficient de transmission. La Figure III-14 présente la situation des paramètres S et donne une interprétation de ceux-ci en termes de tensions.

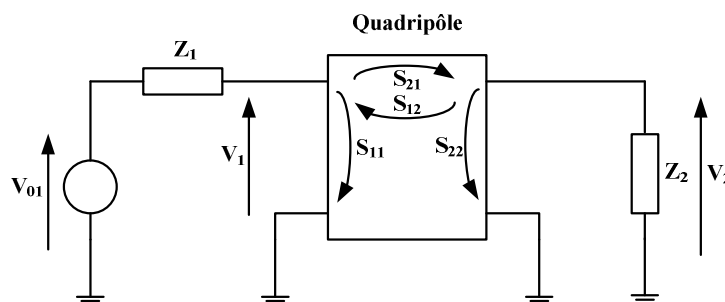


Figure III-14 : Interprétation en tension des paramètres S.

Les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  traduisent la réflexion du signal incident à chacun des accès et permettent donc de caractériser respectivement les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle. Le paramètre  $S_{12}$  correspond quant à lui au coefficient de transmission inverse, c'est-à-dire la puissance transmise du port 2 vers le port 1 du quadripôle. En ce qui concerne le coefficient de transmission  $S_{21}$ , celui-ci est défini comme étant le rapport entre la tension transmise et incidente lorsque la sortie est terminée par une charge  $Z_2$  dite parfaite. Pour le calcul de  $S_{21}$ , nous devons donc considérer :

$$Z_1 = Z_2 = Z_0 = 50\Omega \quad (\text{III-13})$$

Dans ce cas, nous écrivons :

$$S_{21} = \tau \angle \phi \quad (\text{III-14})$$

avec  $\tau$  le gain du dispositif et  $\phi$  sa phase. De la sorte, nous démontrons, en considérant la seule condition exprimée en (III-13), que la définition du coefficient de transmission est proche de celle du gain. En effet, nous avons :

$$S_{21}(dB) = 20 \log \left( \frac{V_2}{V_{01}} \right) \quad (\text{III-15})$$

De ce fait, nous pouvons faire l'analogie entre le coefficient de transmission et l'expression du gain pour une charge  $R_{ch}$  égale à  $50\Omega$ . Par conséquent, les tendances en fonction du dimensionnement des transistors seront les mêmes. Ainsi, c'est le transistor  $M_1$  qui va avoir une influence prépondérante sur le coefficient de transmission du LNA. Le choix des composants  $L_g$  et  $L_s$  mais aussi du circuit résonant auront aussi un impact majeur sur l'apport du gain à la fréquence de fonctionnement voulue.

#### III.4.1.4. Figure de bruit

Les sources de bruit d'un LNA sont multiples. En effet, le transistor MOS est de nature très bruyante [3] et il constitue la source de bruit principale de ce circuit. La source de bruit dominante d'un LNA est le bruit de canal [13] modélisé par une source de courant d'expression :

$$\overline{i_{nd}^2} = 4k_B T \gamma g_{d0} \quad (\text{III-16})$$

où  $g_{d0}$  est la conductance du drain à  $V_{ds}$  nulle,  $k_B$  est la constante de Boltzmann et  $T$  la température absolue exprimée en Kelvin.  $\gamma$  est un facteur dépendant des conditions de polarisation. Des études expérimentales ont démontré que la valeur de  $\gamma$  était comprise entre  $2/3$  et  $1$  pour des transistors fonctionnant en canal long. Dans le cas de transistors fonctionnant en canal court, la valeur de  $\gamma$  peut être  $2$  à  $3$  fois plus grande [3]. Le bruit de grille est aussi une source de bruit en courant d'un transistor MOS, elle s'exprime sous la forme suivante :

$$\overline{i_{ng}^2} = 4k_B T \delta g_g \quad (\text{III-17})$$



où  $g_g$  est égale à  $\frac{\omega_0^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}}$  et  $\delta$  est le coefficient de bruit induit dans la grille. Il est généralement considéré égal à  $\frac{4}{3}$  [1]. Les sources de bruit  $i_{ng}$  et  $i_{nd}$  sont généralement corrélées.

Une autre source de bruit dans le transistor MOS est générée par la résistance de grille. Elle est modélisée par une résistance série dans le circuit de grille accompagnée par un générateur de bruit en tension. L'expression est la suivante [3] :

$$\overline{v_{rg}^2} = 4k_B T \delta R_g \Delta_f \quad (\text{III-18})$$

La Figure III-15 illustre le circuit équivalent d'un transistor MOS avec les sources de bruit évoquées précédemment. A partir de ce circuit équivalent, nous devons calculer la contribution de chacun des transistors M1 et M2 afin d'analyser leur influence sur la figure de bruit du LNA.

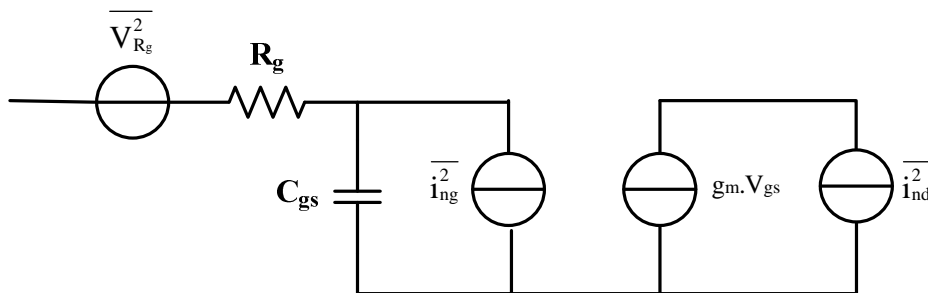


Figure III-15 : Circuit équivalent du transistor MOS avec les sources de bruit.

#### III.4.1.4.1. Calcul de la contribution de M<sub>2</sub>

Dans un premier temps, nous allons mettre en équation la contribution du transistor M<sub>2</sub>. La Figure III-16 représente le circuit équivalent permettant le calcul de la NF de M<sub>2</sub>. La source de bruit  $i_s$  représente le bruit présent à l'entrée de l'étage constitué du transistor M<sub>2</sub>.

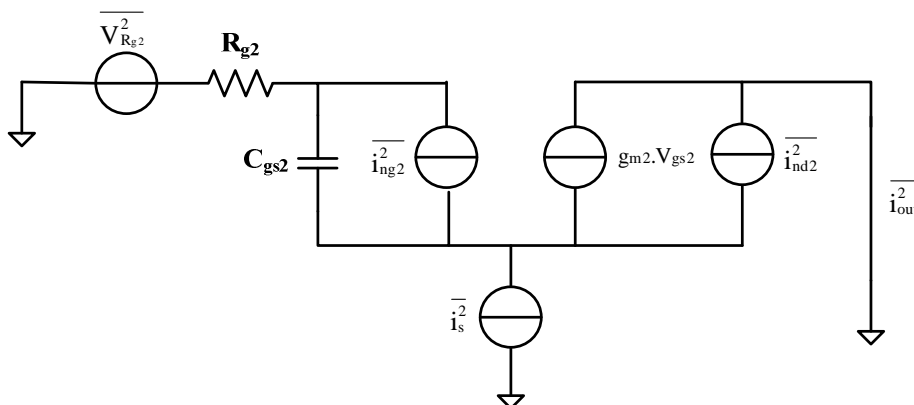


Figure III-16 : Circuit équivalent pour le calcul de la contribution de M<sub>2</sub>.

Le facteur de bruit de l'étage constitué de M<sub>2</sub> s'écrit :

$$F_{M2} = \frac{\overline{i_{s,o}^2 + i_{R_{g2,o}}^2 + i_{ng2,o}^2 + i_{nd2,o}^2}}{i_{s,o}^2} \quad (\text{III-19})$$

où  $\overline{i_{s,o}^2}$  est la contribution du signal source de l'étage  $M_2$  à la sortie,  $i_{ng2,o}$  et  $i_{nd2,o}$  représentent la contribution respective à la sortie des sources de bruit  $i_{ng}$  et  $i_{nd}$ .  $\overline{i_{Rg2}^2}$  caractérise le bruit à la sortie dû à la résistance de grille  $r_{g2}$ . Nous calculons donc :

$$F_{M2} = 1 + \frac{\delta_2 g_{g2} |H_2|^2}{R_s |H_1|^2} + \frac{R_{g2} |H_3|^2}{R_s |H_1|^2} + \frac{\gamma_2 g_{d02} |H_4|^2}{R_s |H_1|^2} + c \sqrt{\frac{\overline{i_{nd2}^2} i_{ng2} (H_2^* H_4 + H_2 H_4^*)}{R_s |H_1|^2}} \quad (\text{III-20})$$

avec  $c$  le coefficient de corrélation égal à 0,395 d'après [1].  $H_1$ ,  $H_2$ ,  $H_3$  et  $H_4$  décrivent la contribution de chacune des sources de bruit à la sortie.  $H_2^*$  et  $H_4^*$  sont les conjugués respectifs de  $H_2$  et  $H_4$ . Nous écrivons :

$$H_1 = H_2 = \frac{g_{m2} Z_{Cgs2}}{1 + g_{m2} Z_{Cgs2}} \quad (\text{III-21})$$

$$H_3 = -(R_{g2} + Z_{Cgs2}) \quad (\text{III-22})$$

$$H_4 = \frac{1}{1 + g_{m2} Z_{Cgs2}} \quad (\text{III-23})$$

#### III.4.1.4.2. Calcul de la contribution de $M_1$

De la même manière que pour le transistor  $M_2$ , nous allons calculer la contribution du transistor  $M_1$ . La Figure III-17 représente le schéma équivalent considéré afin de calculer cette contribution. Les sources de bruit  $i_{ng1}$  et  $i_{nd1}$  sont corrélées.

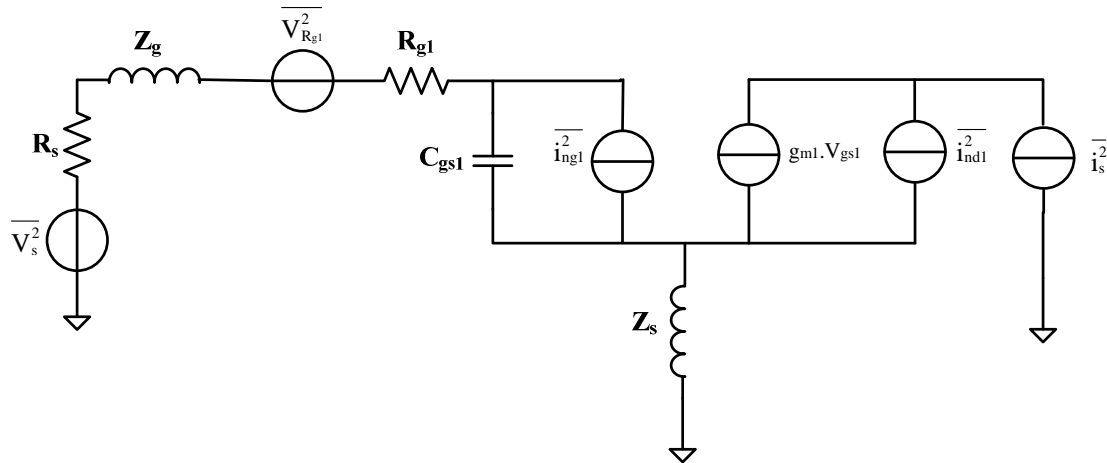


Figure III-17 : Schéma équivalent pour le calcul de la contribution de  $M_1$ .

La contribution du transistor  $M_1$  s'écrit :

$$F_{M1} = \frac{\overline{i_{s,o}^2} + \overline{i_{Rg1,o}^2} + \overline{i_{ng1,o}^2} + \overline{i_{nd1,o}^2}}{\overline{i_{s,o}^2}} \quad (\text{III-24})$$

où  $\overline{i_{s,o}^2}$  est la contribution du signal source de l'étage  $M_1$  à la sortie,  $i_{ng1,o}$  et  $i_{nd1,o}$  représentent la contribution respective à la sortie des sources de bruit  $i_{ng}$  et  $i_{nd}$ .  $\overline{i_{Rg1}^2}$  caractérise le bruit à la sortie dû à la résistance de grille  $R_{g1}$ .

Nous écrivons :

$$F_{M1} = 1 + \frac{\delta_1 g_{g1} |\beta_2|^2}{R_s |\beta_1|^2} + \frac{R_{g1} |\beta_3|^2}{R_s |\beta_1|^2} + \frac{\gamma_1 g_{d01} |\beta_4|^2}{R_s |\beta_1|^2} + C \frac{\sqrt{i_{nd1}^* i_{ng1} (\beta_2^* \beta_4 + \beta_2 \beta_4^*)}}{R_s |\beta_1|^2} \quad (\text{III-25})$$

avec  $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $\beta_3$  et  $\beta_4$  décrivent la contribution de chacune des sources de bruit à la sortie. Nous en déduisons :

$$\beta_1 = \beta_3 = \frac{g_{m1}}{\left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 + g_{m1} Z_s + \frac{R_{g1}}{Z_{Cgs1}} \right)} \quad (\text{III-26})$$

$$\beta_2 = \frac{g_{m1} (R_{g1} + Z_g + Z_s)}{\left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 + g_{m1} Z_s + \frac{R_{g1}}{Z_{Cgs1}} \right)} \quad (\text{III-27})$$

$$\beta_4 = \frac{R_{g1} + Z_g + Z_s + Z_{Cgs1}}{\left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 + g_{m1} Z_s + \frac{R_{g1}}{Z_{Cgs1}} \right)} \quad (\text{III-28})$$

#### III.4.1.4.3. Figure de bruit totale

Afin d'en déduire l'expression de la figure de bruit totale, la contribution du transistor  $M_2$  est modélisée par la source de bruit  $i_{n2}$  située en sortie du transistor  $M_1$  comme le présente la Figure III-18.

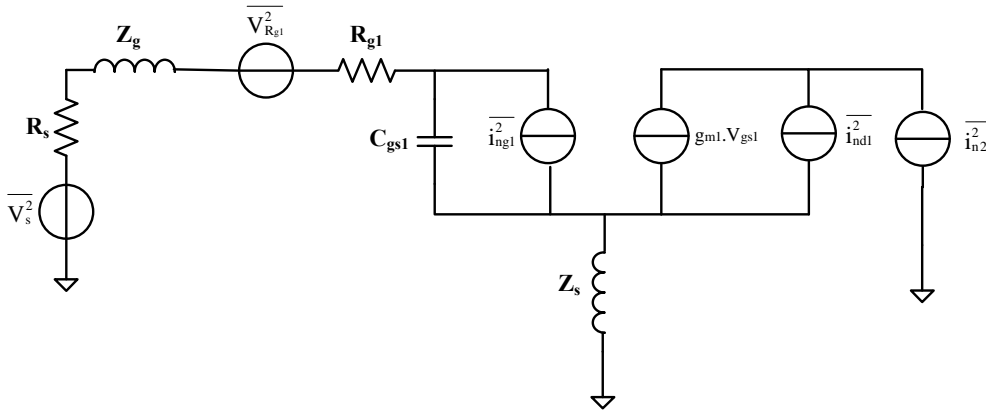


Figure III-18 : Schéma équivalent du LNA pour le calcul de la figure de bruit totale.

La figure de bruit totale s'écrit :

$$F_{tot} = \frac{i_{s,o}^2 + i_{R_{g1,o}}^2 + i_{ng1,o}^2 + i_{nd1,o}^2 + i_{n2,o}^2}{i_{s,o}^2} \quad (\text{III-29})$$

En utilisant la définition de  $F_{tot}$  et des coefficients calculés pour caractériser la contribution de chacun des transistors, la Figure III-19 présente l'évolution de la figure de bruit à la fréquence de fonctionnement en fonction du dimensionnement des transistors  $M_1$  et  $M_2$ .

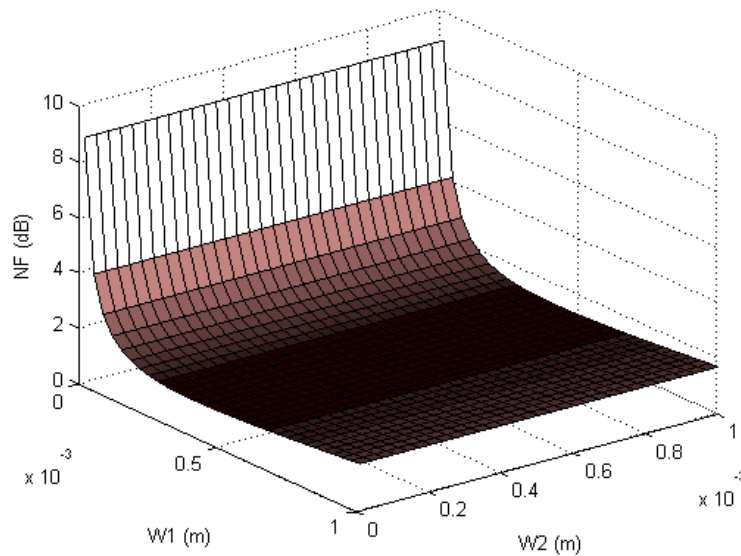


Figure III-19 : Evolution de la NF en fonction du dimensionnement de  $M_1$  et  $M_2$  à la fréquence  $f_0$ .

De la même manière que le gain, l'expression de la figure de bruit du LNA est dépendante du dimensionnement de  $M_1$ . De la sorte, nous pouvons simplifier l'expression de la figure de bruit totale  $F_{tot}$  du LNA en ne tenant compte que de  $F_{M1}$ .

Enfin, la Figure III-20 illustre l'évolution de la NF en fonction de la tension grille-source  $V_{gs1}$  pour  $W_1$  égale à  $250\mu\text{m}$ .

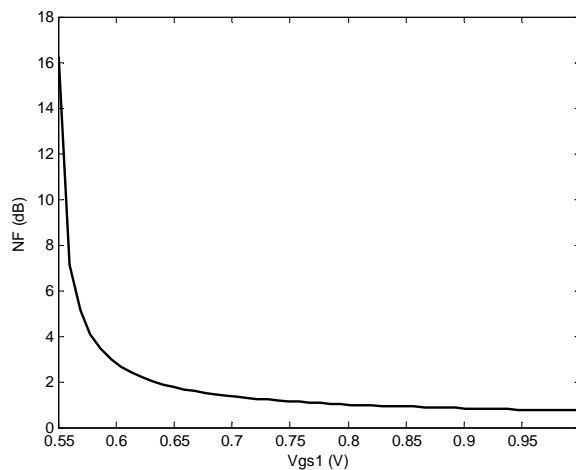


Figure III-20 : Evolution de la NF de  $V_{gs1}$  pour  $W_1 = 250\mu\text{m}$ .

Comme le montre la caractéristique précédente, la figure de bruit de cette topologie de LNA est donc aussi dépendante de la polarisation via  $V_{gs1}$ . Il existe donc, par l'intermédiaire du dimensionnement de  $M_1$  et de la polarisation du circuit, un lien entre la NF et la consommation du LNA.

### III.4.1.5. Linéarité

Afin de connaître l'impact de chaque transistor sur la performance de linéarité, l'architecture cascodée peut être représentée comme deux étages non-linéaires mis en série comme l'illustre la Figure III-21.

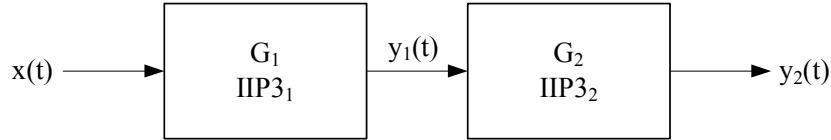


Figure III-21 : Etages cascades non-linéaires équivalents.

En négligeant les termes supérieurs au troisième ordre et le terme continu, nous pouvons écrire les réponses des deux étages de la manière suivante :

$$y_1(t) = \tau_1 x(t) + \tau_2 x^2(t) + \tau_3 x^3(t) \quad (\text{III-30})$$

$$y_2(t) = \theta_1 y_1(t) + \theta_2 y_1^2(t) + \theta_3 y_1^3(t) \quad (\text{III-31})$$

où  $\tau_i$  et  $\theta_i$  sont les coefficients des séries de Taylor correspondant aux réponses de chacun des étages.  $x(t)$  est le signal d'entrée  $v_{in}(t)$  du LNA et la sortie  $y_1(t)$  est le courant  $i_{ds1}(t)$  résultant. Ce courant  $i_{ds1}(t)$  subit ensuite les non-linéarités du second étage d'où il résulte  $i_{ds2}(t)$ . De la sorte, le courant de drain d'un transistor s'écrit sous la forme d'une série de Taylor :

$$i_{ds} = \alpha_1 v_{in} + \alpha_2 v_{in}^2 + \alpha_3 v_{in}^3 + \dots \quad (\text{III-32})$$

où  $v_{in}$  est le signal d'entrée du transistor et  $\alpha_n$  sont les coefficients de non-linéarités.

Nous posons :

$$i_{ds} = WC_{ox} v_{sat} \frac{(V_{GS} - V_{TH} + v_{gs})^2}{V_{GS} - V_{TH} + v_{in}(t) + LE_{sat}} \quad (\text{III-33})$$

#### III.4.1.5.1. Réponse du premier étage

D'après le schéma équivalent petits signaux de la Figure III-9, nous pouvons écrire :

$$v_{in}(t) = \left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 \right) v_{gs1} + Z_s i_{ds1} \text{ avec } i_{ds1} = g_{m1} v_{gs1} \quad (\text{III-34})$$

Ainsi, nous obtenons :

$$v_{gs1} = \frac{v_{in}}{\left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 \right) + Z_s g_{m1}} \quad (\text{III-35})$$

En développant (III-33) en série de Taylor, nous trouvons l'expression suivante du courant  $i_{ds1}$ :

$$\begin{aligned}
 i_{ds1} = & K_1 \frac{(V_{GS1} - V_{TH})(V_{GS1} - V_{TH} + 2L_1 E_{sat})}{(V_{GS1} - V_{TH} + L_1 E_{sat})^2 \left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 + Z_s g_{m1} \right)} v_{in} \\
 & + K_1 \frac{(L_1 E_{sat})^2}{(V_{GS1} - V_{TH} + L_1 E_{sat})^3 \left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 + Z_s g_{m1} \right)^2} v_{in}^2 \\
 & - K_1 \frac{(L_1 E_{sat})^2}{(V_{GS1} - V_{TH} + L_1 E_{sat})^4 \left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 + Z_s g_{m1} \right)^3} v_{in}^3
 \end{aligned}$$

avec  $K_1 = W_1 C_{ox} v_{sat}$  (III-36)

Nous identifions ainsi les coefficients de non-linéarités :

$$\tau_1 = K_1 \frac{(V_{GS1} - V_{TH})(V_{GS1} - V_{TH} + 2L_1 E_{sat})}{(V_{GS1} - V_{TH} + L_1 E_{sat})^2 \left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 + Z_s g_{m1} \right)} \quad (\text{III-37})$$

$$\tau_2 = K_1 \frac{(L_1 E_{sat})^2}{(V_{GS1} - V_{TH} + L_1 E_{sat})^3 \left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 + Z_s g_{m1} \right)^2} \quad (\text{III-38})$$

$$\tau_3 = -K_1 \frac{(L_1 E_{sat})^2}{(V_{GS1} - V_{TH} + L_1 E_{sat})^4 \left( \frac{Z_s + Z_g}{Z_{Cgs1}} + 1 + Z_s g_{m1} \right)^3} \quad (\text{III-39})$$

#### III.4.1.5.2. Réponse du second étage

En procédant de la même manière que précédemment, nous allons écrire la réponse du second étage en tenant compte des phénomènes de non-linéarités. Dans ce cas, nous avons :

$$i_{ds1}(t) = g_{m2} v_{gs2} + \frac{v_{gs2}}{Z_{Cgs2}} \quad (\text{III-40})$$

Nous obtenons :

$$v_{gs2} = \frac{i_{ds2}}{g_{m2} + \frac{1}{Z_{Cgs2}}} \quad (\text{III-41})$$

Nous écrivons  $i_{ds2}$  en développant l'expression du courant  $i_{ds}$  en série de Taylor :

$$\begin{aligned}
 i_{ds2} = & K_2 \frac{(V_{GS2} - V_{TH})(V_{GS2} - V_{TH} + 2L_2 E_{sat})}{(V_{GS2} - V_{TH} + L_2 E_{sat})^2 \left( \frac{1}{Z_{Cgs2}} + g_{m2} \right)} i_{ds1} \\
 & + K_2 \frac{(L_2 E_{sat})^2}{(V_{GS2} - V_{TH} + L_2 E_{sat})^3 \left( \frac{1}{Z_{Cgs2}} + g_{m2} \right)^2} i_{ds1}^2 \\
 & - K_2 \frac{(L_2 E_{sat})^2}{(V_{GS2} - V_{TH} + L_2 E_{sat})^4 \left( \frac{1}{Z_{Cgs2}} + g_{m2} \right)^3} i_{ds1}^3 \\
 & \text{avec } K_2 = W_2 C_{ox} v_{sat} \quad (\text{III-42})
 \end{aligned}$$

Les coefficients de non-linéarités s'écrivent :

$$\theta_1 = K_2 \frac{(V_{GS2} - V_{TH})(V_{GS2} - V_{TH} + 2L_2 E_{sat})}{(V_{GS2} - V_{TH} + L_2 E_{sat})^2 \left( \frac{1}{Z_{Cgs2}} + g_{m2} \right)} \quad (\text{III-43})$$

$$\theta_2 = K_2 \frac{(L_2 E_{sat})^2}{(V_{GS2} - V_{TH} + L_2 E_{sat})^3 \left( \frac{1}{Z_{Cgs2}} + g_{m2} \right)^2} \quad (\text{III-44})$$

$$\theta_3 = -K_2 \frac{(L_2 E_{sat})^2}{(V_{GS2} - V_{TH} + L_2 E_{sat})^4 \left( \frac{1}{Z_{Cgs2}} + g_{m2} \right)^3} \quad (\text{III-45})$$

#### III.4.1.5.3. Calcul de l'IIP3

Selon [14], le point d'interception d'ordre 3 (IIP3) d'une structure cascode peut s'écrire :

$$IIP3 = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\beta_1 \alpha_1}{\beta_1 \alpha_3 + 2\beta_2 \alpha_1 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1^3} \right|} \quad (\text{III-46})$$

Grâce à (III-46), nous pouvons observer l'évolution du coefficient IIP3 en fonction du dimensionnement des transistors  $M_1$  et  $M_2$  comme l'illustre la Figure III-22.  $V_{gs}$  est de nouveau fixée à 0,7V.

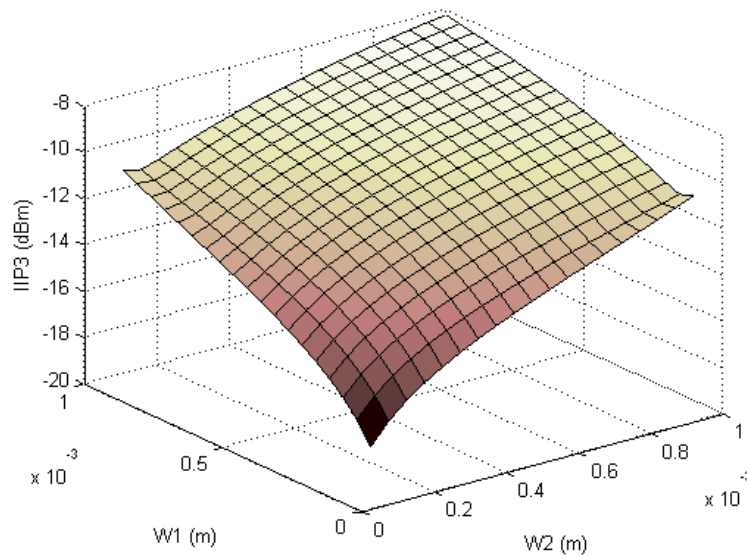


Figure III-22 : Evolution de l'IIP3 en fonction de  $W_1$  et de  $W_2$ .

La Figure III-22 nous démontre que les transistors  $M_1$  et  $M_2$  ont la même influence sur la linéarité de la topologie étudiée. **Nous avons vu que le dimensionnement de  $M_1$  avait une influence prépondérante sur la NF et le gain. Afin de libérer une contrainte sur le dimensionnement de  $M_1$ , nous décidons que la performance en termes de linéarité sera réglée par le dimensionnement de  $M_2$ . Par contre, le choix de  $W_2$ ,  $L_2$  et  $V_{gs2}$  devra être adapté au courant circulant dans la branche et déterminé par le dimensionnement du miroir de courant constitué par  $M_1$  et  $M_3$ . En effet, ces paramètres de  $M_2$  peuvent entraîner la limitation du courant dans la branche principale du LNA et donc dégrader les performances de gain et de NF.**

#### III.4.1.6. Conclusion

La mise en équation de la topologie à dégénérescence inductive nous a permis de mettre en évidence l'influence des différents éléments de cette topologie sur ses performances. **Nous avons ainsi démontré que le dimensionnement du transistor  $M_1$  ainsi que sa polarisation avait une influence prépondérante sur les performances en termes de gain et de figure de bruit du LNA. Le dimensionnement du transistor  $M_2$  servira à régler la performance de linéarité du LNA afin de pouvoir allier gain, NF et linéarité.** Or, d'après l'équation (III-7), nous constatons que le courant  $I_{ds}$  d'un transistor est dépendant de son dimensionnement ( $W$  et  $L$ ) ainsi que de sa polarisation via  $V_{gs}$ . **De la sorte, par cette mise en équation, nous pouvons constater l'existence de liens entre consommation et performances en communication.**

### III.4.2. Validation du modèle « haut-niveau » du LNA

Avant de mettre en place la méthode de conception sous contrainte de consommation, nous devons valider notre modèle en comparant les résultats avec les simulations obtenues sous Cadence. Le logiciel Cadence utilise le modèle BSIM développé par l'Université de Berkeley afin de pouvoir simuler les circuits à base de transistor MOS. BSIM est un modèle SPICE décrivant le fonctionnement de la technologie MOS au niveau physique. L'intérêt de



cette validation est de pouvoir vérifier la concordance des résultats mais aussi d'avoir un premier retour sur expérience entre notre modèle et le modèle BSIM. Ces premiers tests nous permettront de conclure sur la validité de notre modèle et éventuellement d'y apporter quelques corrections sans toutefois trop complexifier le modèle sous Matlab. Après avoir vérifié la validité de notre modèle avec Cadence, nous réaliserons des tests sur des dispositifs réalisés avec la technologie CMOS 0,35 $\mu$ m de chez Austriamicrosystems. Nous ferons un comparatif des résultats obtenus avec le modèle.

### III.4.2.1. Premiers résultats

Afin de valider notre modèle, nous allons effectuer une comparaison des résultats obtenus avec le modèle BSIM implémenté dans le logiciel de conception et de simulation Cadence. La Figure III-23 illustre la topologie saisie sous Cadence. Le circuit résonant constitué de  $L_0$  et  $C_0$  est réglé afin d'être centré sur la fréquence  $f_0$  de 868MHz. Nous choisissons :

$$L_0 = 33nH \text{ et } C_0 = 1pF$$

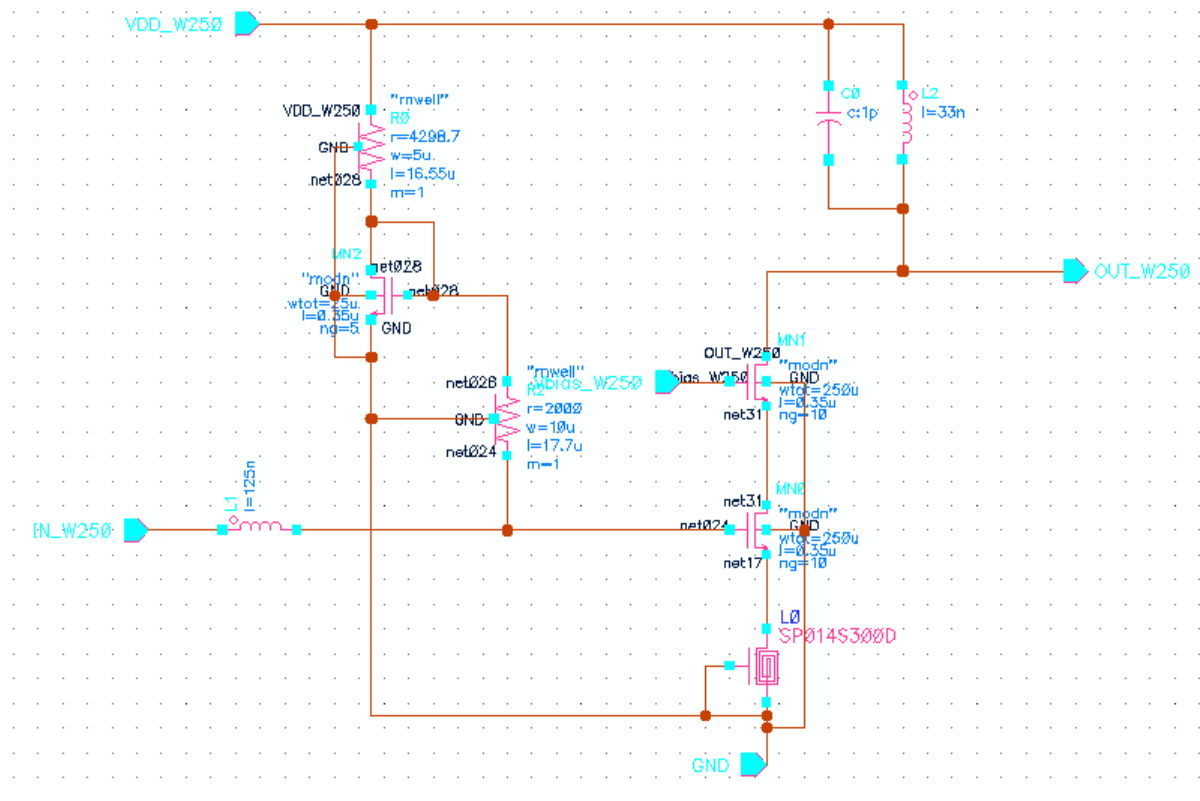


Figure III-23 : Schéma de la topologie sous Cadence.

Pour l'inductance  $L_s$ , nous avons choisi d'utiliser une inductance intégrée de la technologie CMOS 0,35 $\mu$ m. La valeur de  $L_s$  est fixée à 1,334nH. Le calcul de l'inductance  $L_g$  se fait en utilisant l'équation (III-9). Nous fixons  $V_{gs1}$  égale à 0,7V.

La résistance du circuit de polarisation est donc calculée en fonction de  $V_{gs1}$  mais aussi du dimensionnement du transistor M3 sachant que :

$$\frac{(W/L)_1}{(W/L)_3} = 10 \quad (\text{III-47})$$

Afin d'éliminer la composante continue due à l'étage de polarisation, nous avons ajouté à l'entrée du LNA une capacité de liaison  $C_{in}$ . Cette capacité d'entrée va permettre d'isoler la source du circuit de polarisation. De ce fait, l'impédance d'entrée du LNA se trouve légèrement modifiée par rapport à l'expression simplifiée de la littérature [3] [4]. Nous écrivons donc :

$$Z_{in\_théo} = Z_{C_{in}} + Z_g + Z_s + Z_{C_{gs1}} + R_{g1} + \frac{g_{m1}Z_s}{Z_{C_{gs1}}} \quad (\text{III-48})$$

$Z_{C_{in}}$  est l'impédance de la capacité de liaison  $C_{in}$ .  $Z_g$  et  $Z_s$  sont les impédances respectives des inductances  $L_g$  et  $L_s$ .  $Z_{C_{gs1}}$  représente l'impédance liée à la capacité grille-source du modèle du transistor  $M_1$ ,  $g_{m1}$  est la transconductance de  $M_1$  et  $R_{g1}$  sa résistance de grille. La partie imaginaire de  $Z_{in\_théo}$  s'écrit :

$$Im(Z_{in\_théo}) = Z_{C_{in}} + Z_g + Z_s + Z_{C_{gs1}} \quad (\text{III-49})$$

A la fréquence de fonctionnement du LNA, nous obtenons :

$$\omega_0^2 = \frac{(C_{in} + C_{gs1})}{C_{gs1}(L_g + L_s)} \quad (\text{III-50})$$

Nous choisissons donc  $C_{in}$  très grande devant  $C_{gs1}$  afin que celle-ci ne perturbe pas l'adaptation d'impédance à la fréquence de fonctionnement.

Dans le Tableau III-2, nous présentons un comparatif des résultats obtenus en simulation avec notre modèle et avec le logiciel Cadence.

W (µm)	Cgs (pF)		% Cgs	Iout (mA)		% Iout
	Matlab	BSIM		Matlab	BSIM	
250	0,266	0,2919	8,9	1,371	1,305	5,1
350	0,3724	0,4095	9,1	1,96	1,827	7,3
450	0,4788	0,5269	9,1	2,5	2,325	7,5
550	0,5852	0,636	8	3,07	2,8	9,64

Tableau III-2 : Comparatif modèle Matlab et Cadence.

A partir de ces résultats, il est possible de faire plusieurs constats. Premièrement, en ce qui concerne le courant consommé, les écarts sont assez faibles et ne dépassent pas 10%, ce qui reste acceptable. En effet, ces écarts sont explicables par la difficulté de modéliser le courant du fait notamment de l'existence de certains phénomènes mal connus tels que les

effets de canal court [1]. Sous Matlab, la valeur du courant est surestimée ce qui n'est pas un mal en vue du calcul d'autonomie du système complet.

Néanmoins, il existe une légère différence entre notre modèle Matlab et Cadence au niveau de la valeur de la capacité grille-source  $C_{gs}$ . L'équation utilisée dans notre modèle afin de calculer  $C_{gs}$  est la suivante [15] :

$$C_{gs} = \frac{2}{3} W L C_{ox} \quad (\text{III-51})$$

Or, l'erreur sur la valeur de  $C_{gs}$  doit être prise en compte car elle va influencer sur l'adaptation d'impédance d'entrée qui est un paramètre important afin d'obtenir le gain maximum et la figure de bruit minimum à la fréquence de fonctionnement voulue. Nous remarquons, dans chaque cas du Tableau III-2, que l'écart  $\Delta C_{gs}$  entre la valeur obtenue avec notre modèle et la valeur en simulation est environ égal à 9%. Dans le cas où nous faisons varier L pour une valeur constante de W, nous obtenons le Tableau III-3.

L (μm)	Cgs (pF)		% Cgs
	Matlab	BSIM	
0,45	0,342	0,380	10
0,55	0,418	0,465	10,1
0,65	0,494	0,545	9,4

Tableau III-3 : Comparatifs des valeurs de Cgs pour une variation de L avec W = 250μm.

Ces résultats démontrent que l'écart  $\Delta C_{gs}$  exprimé en pourcentage reste aux alentours de 10%. L'équation de notre modèle devient donc :

$$C_{gs} = \frac{2}{3} (1 + \Delta C_{gs}) W L C_{ox} \quad (\text{III-52})$$

Le coefficient correcteur  $\Delta C_{gs}$  égal à 9% permet de prendre en compte la variation de l'écart en fonction de L. Avec la nouvelle expression de  $C_{gs}$ , nous obtenons le Tableau III-4.

W (μm)	Cgs (pF)		% Cgs
250	0,29	0,2919	0,65
350	0,406	0,4095	0,85
450	0,522	0,5269	0,93
550	0,638	0,636	0,3

Tableau III-4 : Résultats Cgs et écart avec Cadence.

Les écarts entre les résultats obtenus avec notre modèle et avec Cadence sont inférieurs à 1%, ce qui est largement acceptable pour un modèle simplifié.

De plus, en ce qui concerne le réglage de la fréquence de fonctionnement  $f_0$  à la fréquence du canal soit 868MHz, nous constatons de larges différences au niveau du réglage de la valeur de l'inductance  $L_g$ . Ayant fixé les valeurs de  $L_0$  et de  $C_0$  du circuit résonant en fonction de  $f_0$ , nous obtenons, en gardant la valeur de  $L_g$  calculée dans notre modèle par l'équation (III-9), une fréquence de fonctionnement  $f_0$  éloignée de celle visée lors des simulations avec Cadence. La fréquence dite de fonctionnement est la fréquence pour laquelle le gain est maximum. Le Tableau III-5 présente un comparatif entre Matlab et Cadence des valeurs des inductances  $L_g$  nécessaires pour atteindre la fréquence  $f_0$ .

W ( $\mu\text{m}$ )	$L_g$ (nH)		% $L_g$
	Matlab	BSIM	
250	114	80	30
350	81	55	32
450	63	45	28
550	51	35	31

Tableau III-5 : Comparatif réglage valeur  $L_g$ .

La différence, entre les résultats obtenus grâce à notre modèle et ceux sous Cadence, s'explique notamment par la non-prise en compte dans le modèle petit signal des effets dus au circuit de polarisation mais aussi de la simplicité du modèle du transistor. La Figure III-24 présente le schéma équivalent permettant la prise en compte de l'effet du circuit de polarisation sur le calcul de  $L_g$  et donc sur l'adaptation d'impédance.

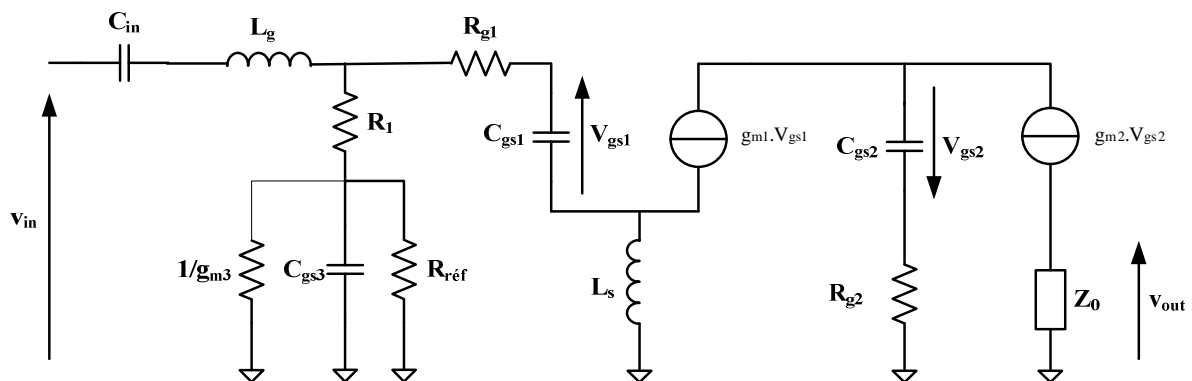


Figure III-24 : Influence du circuit de polarisation sur le réglage l'adaptation d'impédance.

Nous écrivons donc :

$$Z_{in} = Z_{C_{in}} + Z_g + \frac{Z_{\acute{e}q}(R_{g1} + Z_{C_{gs1}} + Z_s + Z_s Z_{C_{gs1}} g_{m1})}{R_{g1} + Z_{C_{gs1}} + Z_s + Z_s Z_{C_{gs1}} g_{m1} + Z_{\acute{e}q}} \text{ avec } Z_{\acute{e}q} = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{Z_{C_{gs3}}} + \frac{1}{R_{r\acute{e}f}} + \frac{1}{g_{m3}}} \quad (\text{III-53})$$

Nous rappelons que  $Z_{C_{in}}$  est l'inductance de la capacité de liaison à l'entrée.  $Z_g$  et  $Z_s$  sont les impédances respectives des inductances  $L_g$  et  $L_s$ .  $Z_{C_{gs1}}$  représente l'impédance liée à la capacité grille-source du modèle du transistor  $M_1$ ,  $g_{m1}$  est la transconductance de  $M_1$  et  $R_{g1}$  sa résistance de grille. De plus,  $g_{m3}$  est la transconductance de  $M_3$  et  $Z_{C_{gs3}}$  l'impédance de sa

capacité grille-source.  $R_{ref}$  et  $R_1$  sont respectivement les résistances fixant la polarisation du LNA et la résistance de protection du circuit de polarisation.

Le Tableau III-6 présente les résultats obtenus en tenant compte de la modification faite au niveau de l'équation de  $C_{gs}$  mais aussi de  $Z_{in}$  afin d'obtenir la fréquence de fonctionnement  $f_0$ .

W (μm)	L <sub>g</sub> (nH)		% L <sub>g</sub>
	Matlab	BSIM	
250	100	80	20
350	70	55	21
450	55	45	18
550	40	35	12,5

Tableau III-6 : Comparatif Matlab et Cadence après modification du modèle.

En complexifiant grandement notre modèle, nous constatons que les écarts au niveau de la détermination de  $L_g$  entre le modèle sous Matlab et Cadence sont réduits mais restent supérieurs à 10%. Nous devrions donc complexifier encore notre modèle afin de prendre en compte, par exemple, les effets des capacités et résistances négligées au niveau du modèle du transistor afin d'obtenir des valeurs de  $L_g$  plus proches de celle de Cadence. Or, le but n'est pas d'obtenir un modèle physique complexe comme le modèle BSIM mais de rester dans l'optique d'un modèle analytique simple. C'est pourquoi nous décidons d'apporter un facteur correctif à la valeur de  $L_g$  tel que :

$$L_g = (1 + \Delta L_g) \left( \frac{1}{\omega_0^2 C_{gs}} - L_s \right) \quad (\text{III-54})$$

Le coefficient correcteur  $\Delta L_g$  est pris égal à 30%.

En ce qui concerne les performances obtenues, le gain est influencé par le circuit de polarisation et nous sommes obligés d'en tenir compte. L'expression de la fonction de transfert devient :

$$H(j\omega) = \frac{g_{m1}g_{m2}Z_0Z_{Cgs1}Z_{Cgs2}}{(1+Z_{Cgs2}g_{m2})} \frac{1}{\left( Z_g + \frac{Z_g + Z_{\acute{e}q}}{Z_{\acute{e}q}} (r_{g1} + Z_s + Z_{Cgs1}) + \frac{g_{m1}Z_{Cgs1}Z_s}{Z_{\acute{e}q}} (Z_g + Z_{\acute{e}q}) \right)} \quad (\text{III-55})$$

La Figure III-25 représente l'évolution du gain en fonction de la longueur de grille de  $M_1$  et  $M_2$  en tenant compte de l'effet du circuit de polarisation. Le gain varie en fonction du dimensionnement de  $M_1$ . En l'occurrence, le gain augmente lorsque la longueur de grille  $W_1$  de  $M_1$  augmente.

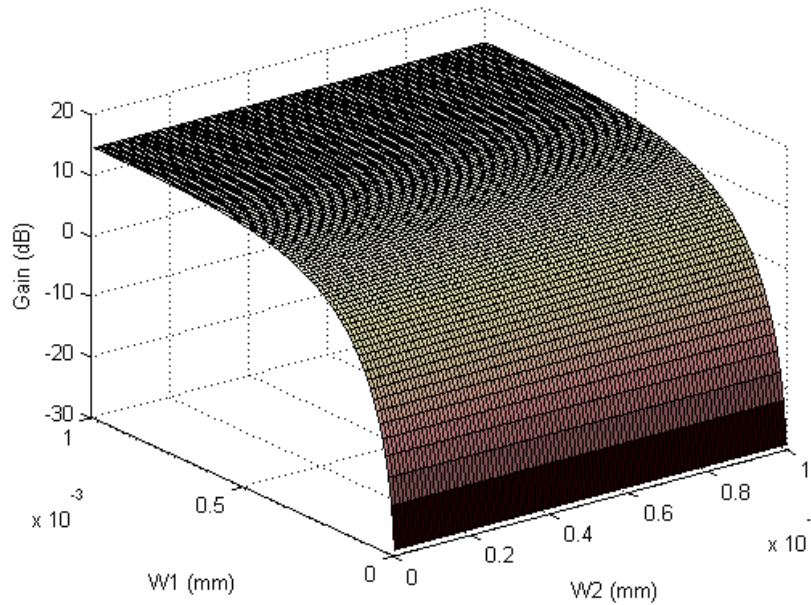


Figure III-25 : Evolution du gain en fonction du dimensionnement de M1 et M2.

La Figure III-26 présente le tracé des fonctions de transfert obtenues pour deux configurations du LNA avec une charge  $R_{ch}$  à  $50\Omega$  avec notre modèle et avec le logiciel Cadence. Nous remarquons que le gain dans la bande passante, caractéristique importante d'un LNA, est reproduit assez fidèlement par notre modèle. Nous rappelons que la tension grille-source des transistors est fixée à  $0,7V$  et que la résistance de polarisation  $R_{réf}$  est calculée en fonction de cette tension  $V_{gs}$  et du dimensionnement du transistor  $M_3$ .

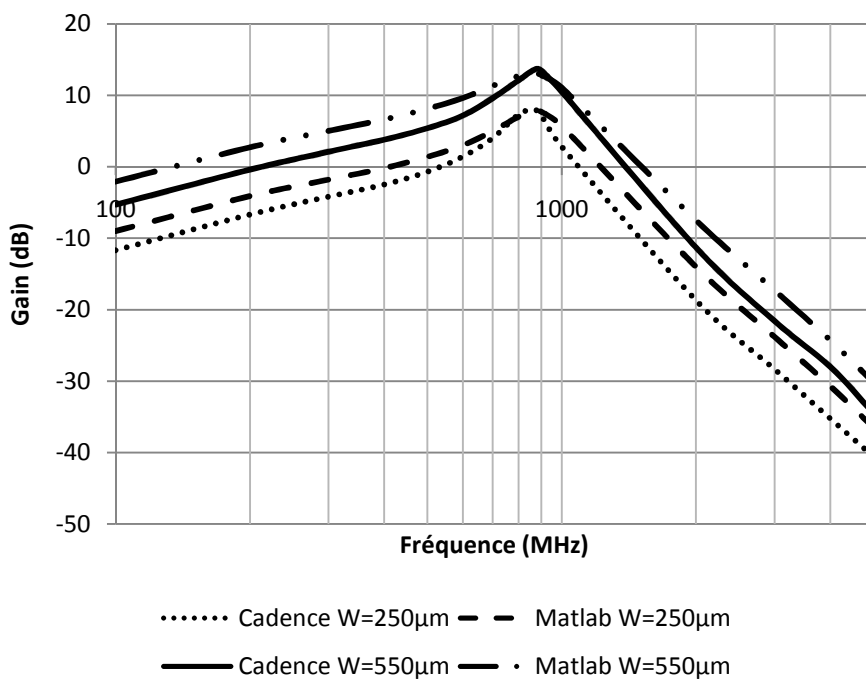


Figure III-26 : Fonction de transfert du LNA sous Cadence et Matlab pour  $W = 250\mu m$  et  $W = 550\mu m$ .

Le Tableau III-7 présente un comparatif des performances entre Matlab et Cadence obtenues pour différentes valeurs de la longueur de grille.

W ( $\mu\text{m}$ )	Gain (dB)		% Gain	NF (dB)		% NF
	Matlab	BSIM		Matlab	BSIM	
250	7,9	8	-1,3	1,36	1,4	-3
350	10,6	10,8	-1,9	1,24	1,26	-1,6
450	12,1	12,3	-1,7	1,23	1,16	5,7
550	13,1	13,6	-3,8	1,28	1,16	6,5

Tableau III-7 : Comparatif performances Matlab et Cadence.

Les différences constatées entre les résultats obtenus avec notre modèle et les simulations faites avec le logiciel Cadence sont dues à la simplicité de notre modèle. Les écarts entre notre modèle et les simulations sous Cadence restent inférieurs à 10%, ce qui est satisfaisant. Ces premiers résultats de simulation nous ont permis de valider notre modèle. **La simplicité de notre modèle est un atout afin de trouver les tendances de réglages des composants en fonction des performances à atteindre mais aussi en fonction d'une contrainte de consommation. La possibilité d'obtenir l'ensemble des caractéristiques en fonction du dimensionnement nous permet un gain de temps en simulation et en conception. L'obtention des caractéristiques d'évolution des performances en fonction du dimensionnement des transistors avec notre modèle est quasi instantanée. Le tracé de ces caractéristiques en utilisant le logiciel Cadence nécessiterait plusieurs simulations paramétrées et prendrait donc plusieurs dizaines de minutes.**

De la sorte, le passage nécessaire par l'étape de conception afin d'affiner le réglage des composants adapté à l'application visée se trouve donc simplifier par la modélisation du bloc sous Matlab.

### III.4.2.2. Influence du packaging

Il ne faut pas oublier de tenir compte des effets du câblage qui vont modifier certains paramètres du LNA. La Figure III-27 présente la modélisation simplifiée des éléments se trouvant entre le circuit intégré et le PCB<sup>1</sup> de test (plots, bonding et boîtier).

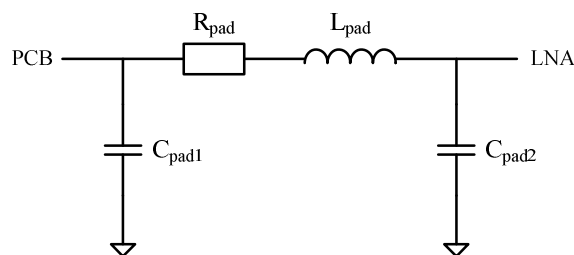


Figure III-27 : Modèle simplifié d'un plot de connexion.

<sup>1</sup> PCB : Printed Board Circuit

Le modèle d'un plot de connexion est donc composé de composants passifs qui vont parasiter le fonctionnement du LNA. Ces composants parasites vont entraîner notamment le décalage de la fréquence de fonctionnement du LNA car l'adaptation à  $50\Omega$  de l'entrée ne se fait pas à la fréquence voulue. L'inductance  $L_{pad}$  de même que  $R_{pad}$  sont très faibles et vont donc avoir très peu d'effet car situées en série de l'inductance  $L_g$  qui est très grande par rapport à  $L_{pad}$ . Par contre, les capacités  $C_{pad1}$  et  $C_{pad2}$  vont influencer sur l'adaptation. Nous devons donc réécrire l'équation de l'adaptation d'impédance en fonction des capacités  $C_{pad1}$  et  $C_{pad2}$ . Nous obtenons :

$$Z_{in,réel} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = Z_{Cin} + Z_g + \frac{Z_{éq} \times (r_{g1} + Z_{Cgs1} + Z_s + Z_s Z_{Cgs1} g_{m1})}{(Z_{éq} + r_{g1} + Z_{Cgs1} + Z_s + Z_s Z_{Cgs1} g_{m1})}$$

$$\text{avec } Z_{éq} = \left( R_P + \frac{1}{\frac{1}{Z_{Cgs3}} + \frac{1}{R_{réf}} + \frac{1}{g_{m3}}} \right) // Z_{C_{pad}} \quad (\text{III-56})$$

Le choix de l'inductance  $L_g$  devient dépendant de la capacité  $C_{pad}$  du packaging afin d'obtenir le maximum de gain et le minimum de figure de bruit à la fréquence  $f_0$ . A cette fréquence, il nous faudrait respecter :

$$Re(Z_{in,réel}) = 50\Omega \text{ et } Im(Z_{in,réel}) = 0 \quad (\text{III-57})$$

Il faut jouer sur la valeur de l'inductance  $L_g$  afin d'obtenir la bonne fréquence de fonctionnement. Considérons  $W_1$  et  $L_1$  respectivement égales à  $250\mu\text{m}$  et  $0,35\mu\text{m}$ . En utilisant l'équation théorique de  $Z_{in,theo}$  (III-48), nous calculons  $L_g$  égale à  $114\text{nH}$  afin d'avoir une impédance d'entrée  $Z_{in,theo}$  égale à  $50\Omega$ . Par contre, comme le montre la Figure III-28, nous devons prendre  $L_g$  égale à  $40\text{nH}$  afin que la partie imaginaire de  $Z_{in,réel}$  s'annule en  $f_0$ . Pour cette valeur de  $L_g$ , la partie réelle vaut  $25\Omega$ . La différence existante entre le réglage de  $Z_{in,theo}$  et  $Z_{in,idéal}$  est due à la prise en compte des effets du packaging mais aussi du circuit de polarisation.

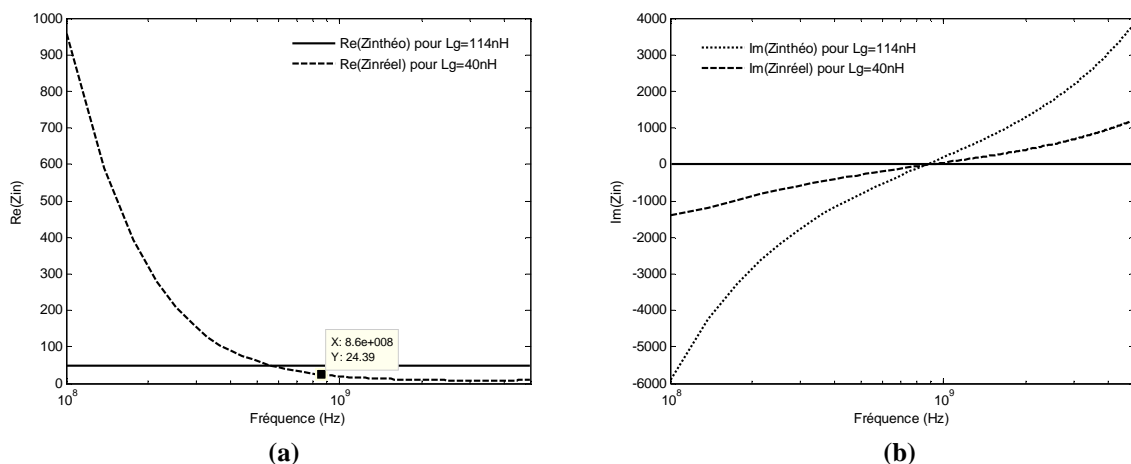


Figure III-28 : Evolution de (a) la partie réelle et (b) imaginaire de  $Z_{in}$  idéal et réel en fonction de la fréquence.

Nous avons ainsi démontré la difficulté de l'adaptation d'impédance d'entrée du LNA. De ce fait, la simple équation (III-9) nous permettant de calculer  $L_g$  en fonction du dimensionnement des transistors et du choix de  $L_s$  n'est que théoriquement valable. Les effets notamment du circuit de polarisation mais aussi du packaging sont donc à prendre en compte



et rendent difficile l'adaptation d'impédance à l'entrée du LNA notamment pour obtenir une partie réelle adaptée à  $50\Omega$ .

Cette difficulté d'adapter les différents étages d'un module RF entre eux fait que l'ensemble d'un module RF est généralement intégré dans une même puce. Ainsi, la difficulté d'adaptation notamment due au packaging ne se posera pas. Néanmoins, pour les tests de nos dispositifs, la prise en compte du packaging sera nécessaire afin d'expliquer les décalages probables de fréquence et donc le réajustement du réglage de certains composants.

### III.4.3. Conception

La phase de conception va nous permettre de franchir une étape supplémentaire dans la validation de notre modèle et donc dans la mise en place de notre méthode de conception. La topologie finale de l'amplificateur faible bruit est celle présentée à la Figure III-23. Le courant de polarisation  $I_{ref}$  est fixé par une résistance intégrée en polysilicium. L'inductance  $L_s$  est intégrée. Par contre,  $L_g$  est externe de même que les composants du circuit résonant afin de pouvoir éventuellement les régler en cas de dérive par rapport à notre modèle.

Nous avons réalisé, en technologie CMOS  $0,35\mu\text{m}$  de chez Austriamicrosystems, plusieurs LNA avec des tailles de transistors différentes. L'inductance  $L_s$  a été intégrée et vaut  $1,334\text{nH}$ . Le dimensionnement des deux dispositifs réalisés et testés est récapitulé dans le Tableau III-8.

	Transistors M1 et M2		Transistor M3		R <sub>réf</sub> ( $\Omega$ )
	W ( $\mu\text{m}$ )	L ( $\mu\text{m}$ )	W ( $\mu\text{m}$ )	L ( $\mu\text{m}$ )	
<b>Dispositif 1</b>	250	0,35	25	0,35	9306
<b>Dispositif 2</b>	550	0,35	55	0,35	4230

Tableau III-8 : Dimensionnement des dispositifs réalisés.

Ces différents LNA vont non seulement nous servir à valider et perfectionner notre modèle mais aussi à valider les résultats de la méthode d'optimisation. Nous pouvons observer sur la Figure III-29 une photographie d'un LNA.

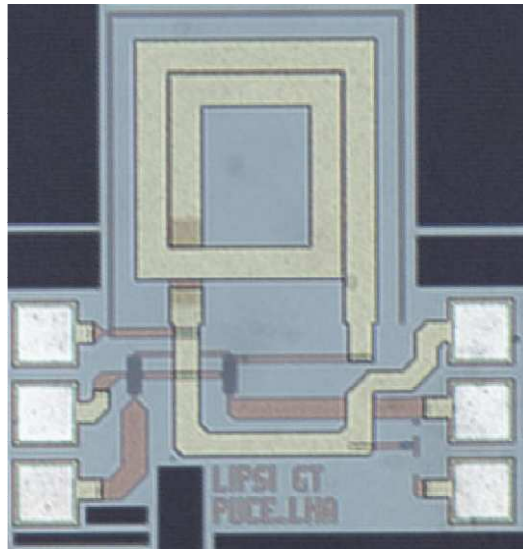


Figure III-29 : Photo d'un LNA à dégénérescence inductive réalisé en technologie CMOS 0,35 $\mu$ m au laboratoire ESTIA-Recherche (ex-LIPSI).

Nous avons ensuite dû réaliser une carte de test, au moyen du logiciel DXP. Cette carte de test est présentée à la Figure III-30. Chaque sortie et entrée est reliée par un port SMA connecté au plan de masse. Les composants externes présents sur la carte servent à affiner l'adaptation d'impédance à l'entrée. Ainsi, nous pouvons tenir compte des composants parasites dus au packaging.

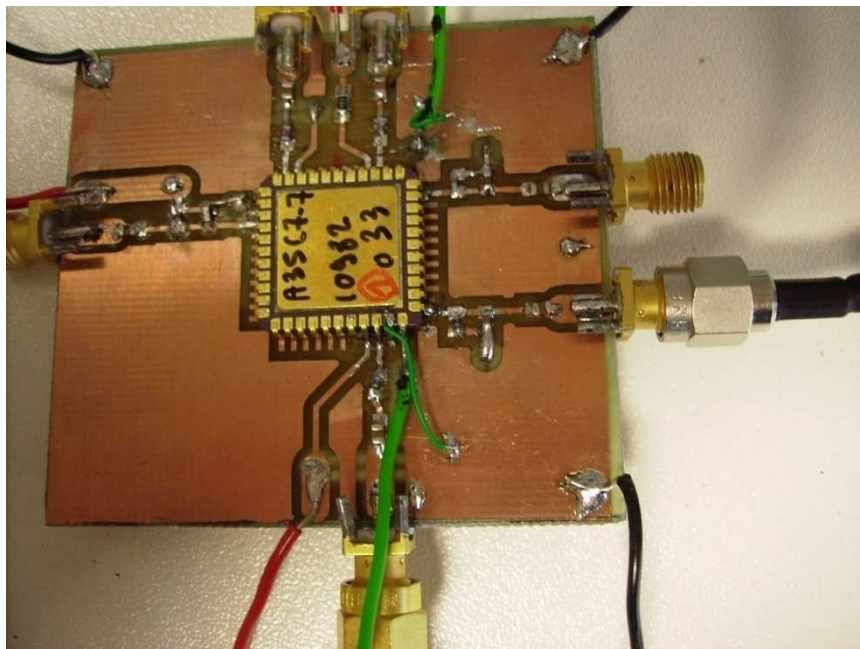


Figure III-30 : Carte de test du circuit.

Les mesures ont été réalisées au moyen d'un générateur de signaux analogiques HP 8350, d'une alimentation stabilisée et d'un analyseur de spectre ANRITSU MS2667C. Le générateur de signaux ne pouvant pas délivrer une puissance inférieure à -5 dBm, nous avons dû abaisser cette puissance en utilisant des atténuateurs SMA de la marque RADIALL.

### III.4.3.1. Tests et résultats

Les premières mesures que nous allons effectuer concernent le gain mais aussi la consommation des différents dispositifs conçus. Le Tableau III-9 présente les résultats de mesures concernant les deux dispositifs conçus et testés.

	Gain (dB)		% Gain	Pc (mW)		% Pc
	Matlab	Tests		Matlab	Tests	
Dispositif 1	7,9	8	-1,3	3,2	3,1	3,2
Dispositif 2	13,1	13	0,8	6,8	6,9	1,5

Tableau III-9 : Résultats des mesures pour les différentes configurations du LNA.

Les résultats concernant la consommation des dispositifs testés concordants avec ceux obtenus par le modèle simplifié que nous avons implémenté sous Matlab.

En ce qui concerne le gain, le niveau d'entrée est fixée à -35dBm. En prenant les valeurs de  $L_g$  et de  $L_0$  calculées grâce à Matlab, nous avons constaté un décalage de la fréquence de fonctionnement  $f_0$ . Ce décalage de fréquence est explicable par l'effet de capacités parasites mais aussi à la résistivité des pistes du PCB présentes sur l'entrée mais aussi à la sortie du LNA. Nous avons modélisé ces composants parasites par un modèle simple de capacité et de résistance placées selon le schéma de la Figure III-31. Ainsi,  $C_{par1}$  et  $C_{par2}$  sont les capacités parasites liées au PCB.  $R_{par1}$  et  $R_{par2}$  représentent les résistances des pistes du PCB.

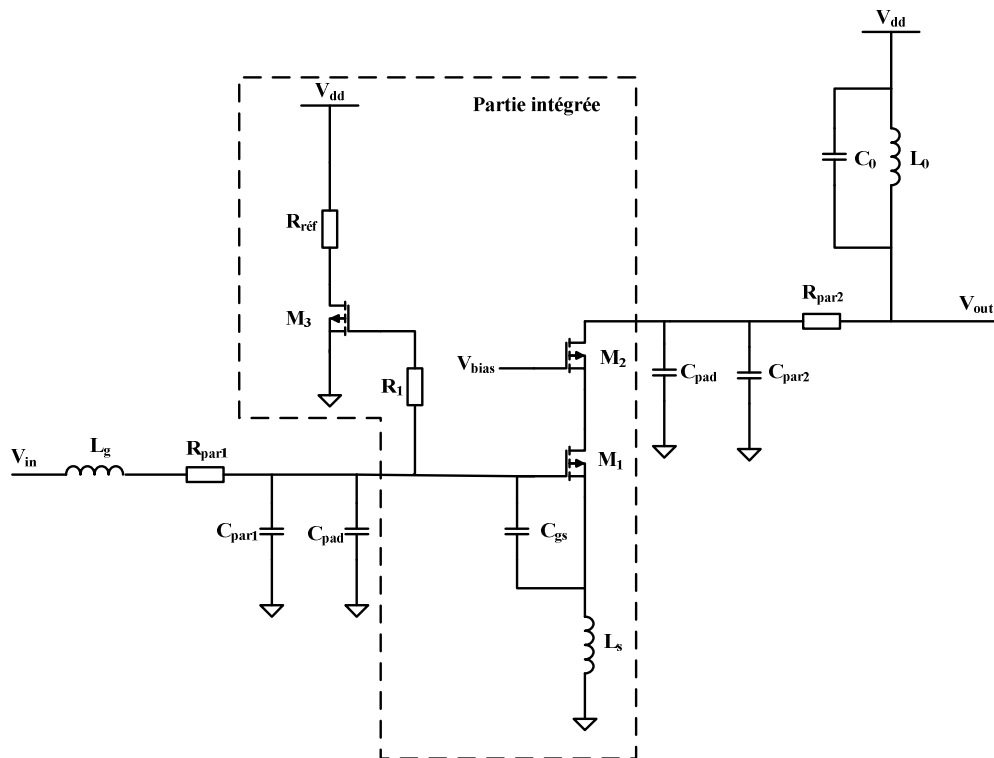


Figure III-31 : LNA avec capacités et résistances parasites liées au PCB.

Des simulations effectuées avec le logiciel Cadence nous démontre l'influence des capacités et résistances parasites liées au PCB. La Figure III-32 illustre ce décalage de fréquence. Pour le dispositif avec  $W$  égale à  $550\mu\text{m}$ , nous avons considéré :

$$C_{par1} = 1,5pF \text{ et } C_{par2} = 1,5pF$$

$$R_{par1} = 10\Omega \text{ et } R_{par2} = 10\Omega$$

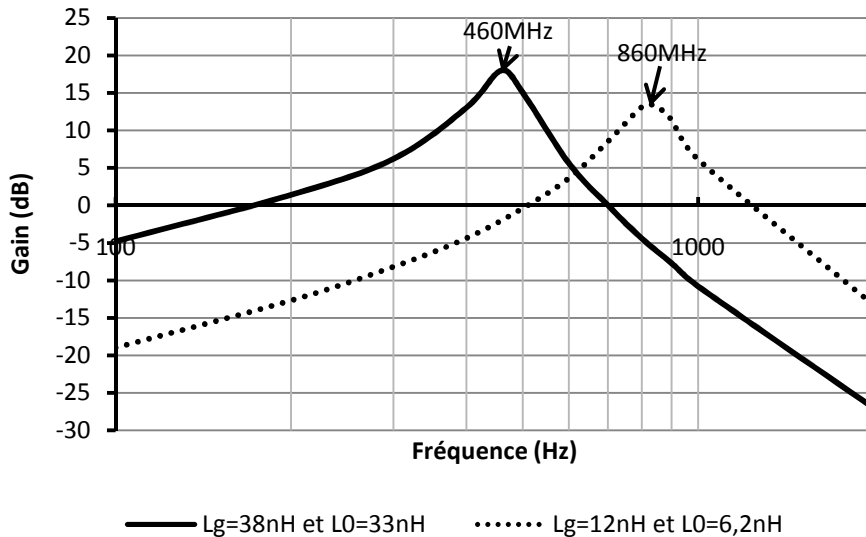


Figure III-32 : Fonctions de transfert obtenues avec Cadence avec ou sans décalage de fréquence  $f_0$  pour  $W=550\mu\text{m}$ .

Afin d'obtenir la fréquence de fonctionnement  $f_0$  voulue, ici 868 MHz, nous avons dû régler à nouveau les inductances  $L_g$  et  $L_0$ . Le Tableau III-10 présente les valeurs des inductances obtenues afin d'obtenir la fréquence de fonctionnement  $f_0$ .

$W$ ( $\mu\text{m}$ )	250	550
$L_g$ (nH)	6,2	12
$L_0$ (nH)	6,2	6,2

Tableau III-10 : Valeur des inductances pour le réglage de  $f_0$ .

Pour  $W$  égale à  $250\mu\text{m}$ , nous constatons une valeur de  $L_g$  plus faible que pour le dispositif à  $550\mu\text{m}$ . Les capacités et résistances parasites sont donc plus élevées à l'entrée du LNA. Néanmoins, le réglage de ces valeurs nous permet d'obtenir des valeurs du gain à  $f_0$  identiques à celles obtenues avec notre modèle. La Figure III-33 illustre les fonctions de transfert obtenues pour les dispositifs testés.

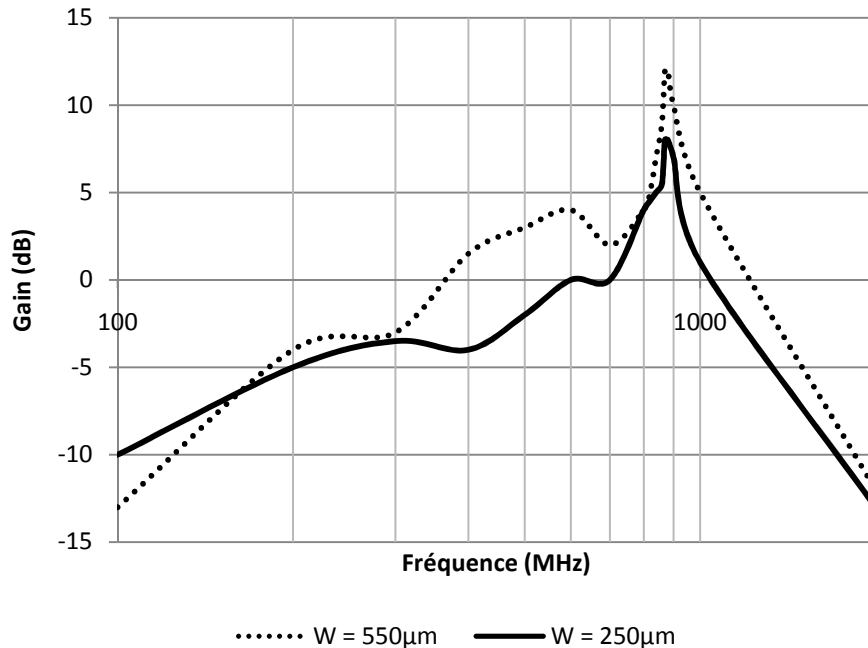


Figure III-33 : Fonction de transfert des dispositifs testés.

Ces caractéristiques démontrent que nous obtenons bien le gain maximum du LNA à la fréquence de fonctionnement  $f_0$  voulue.

Pour un des dispositifs conçus avec  $W$  égale à  $250\mu\text{m}$ , la résistance de polarisation a été enlevée afin de démontrer le lien entre la consommation et les performances. En effet, nous allons pouvoir analyser en faisant varier cette résistance les performances obtenues en fonction de la consommation. La courbe du gain en fonction du courant de polarisation présentée à la Figure III-34 permet de confirmer le lien entre performances et consommation. La tension d'alimentation est fixée à 2V.

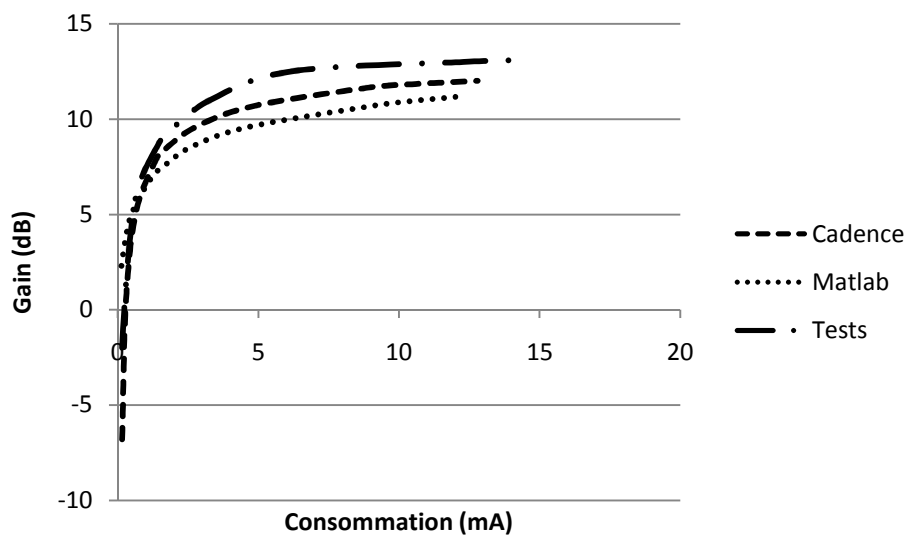


Figure III-34 : Evolution du gain en fonction de la consommation.

Sur la caractéristique précédente, nous avons aussi tracé les résultats obtenus avec notre modèle concernant l'évolution du gain en fonction de la consommation et donc du réglage de la résistance de référence. La courbe du gain varie en fonction du courant et donc de la consommation. A partir d'un certain courant, nous atteignons la limite de fonctionnement au niveau des transistors. C'est pourquoi les performances sont tout de même limitées notamment par la taille des transistors. Cependant, nous démontrons l'aptitude de cette topologie à atteindre les performances requises par l'application tout en fonctionnant à faible consommation. De plus, l'ensemble de ces caractéristiques démontre que les résultats obtenus en tests sont proches de ceux de notre modèle.

### III.4.3.2. Synthèse des premières mesures

Nous remarquons que les résultats obtenus avec notre modèle sont sensiblement concordants avec les tests. Les tendances concernant l'évolution des performances en fonction de la consommation sont identiques. Néanmoins, il existe un écart entre le modèle simplifié de la topologie étudiée et les résultats obtenus en tests. Cela s'explique notamment par la non-prise en compte au niveau du modèle des phénomènes dus à la capacité  $C_{gd}$  mais aussi aux composants parasites du packaging ainsi que des effets de couplage parasite. Ainsi, afin de se prémunir de ces écarts entre modèle et tests, il nous faudra prendre une certaine marge au départ dans le but d'atteindre les performances requises et déterminées par les autres outils.

En ce qui concerne la mesure de la figure de bruit et de l'IIP3, nous sommes limités par les moyens à disposition. Nous projetons de faire une série de mesures afin de valider totalement la partie modélisation. Cependant, la concordance entre les mesures de gain et de consommation et les simulations faites avec notre modèle nous permettent de nous faire une idée sur les variations de la NF en fonction du dimensionnement des transistors et notamment de  $M_1$ . En effet, la performance en termes de NF est généralement liée au gain comme le démontre la formule de Friis [16]. Or, précédemment, nous avons mis en évidence la validité de notre modèle en comparant les résultats obtenus avec des simulations sous le logiciel Cadence. Les Figure III-33 et Figure III-34 montrant la même évolution du gain entre Matlab, Cadence et les dispositifs testés, nous pouvons supposer que les performances en termes de NF et d'IIP3 suivront les mêmes tendances.

Enfin, le Tableau III-11 présente un comparatif entre les résultats obtenus en tests avec le deuxième dispositif et d'autres LNA de la littérature.

LNA	[3]	[10]	[17]	Notre travail
F <sub>0</sub> (MHz)	1000	1000	900	868
Gain (dB)	24	22	15,6	13
P <sub>c</sub> (mW)	14	27	20	6,7
Techno (μm)	0,18	1	0,5	0,35
Taille (mm <sup>2</sup> )	1	2,6 <sup>1</sup>	0,28	0,4
NF (dB)	1,2	3,5	2,2	1,16 <sup>2</sup>

Tableau III-11 : Comparatif de LNAs avec nos travaux [3] [10] [17].

(1 : taille de l'ensemble du récepteur, 2 : valeur simulée mais pas mesurée)

Nous remarquons que la consommation de notre dispositif est plus faible que celle des autres dispositifs fonctionnant à des fréquences assez proches de 868MHz, ce qui est intéressant dans l'optique d'applications faible consommation. Le gain obtenu est plus faible mais en comparaison avec [17], le rapport gain-puissance consommé est meilleur dans le cadre de nos travaux. En ce qui concerne la NF obtenue grâce à notre modèle et validée par des simulations avec le logiciel Cadence, elle semble très proche de celle obtenue par [3]. Ce résultat est cohérent au vu de la dépendance de la NF avec le gain mais aussi la consommation. En effet, le rapport gain-consommation de notre dispositif et de celui présenté dans [3] est quasi identique.

## III.5. Conception et optimisation sous contrainte de consommation

### III.5.1. Mise en place de la méthode

La mise en équation de cette topologie et les simplifications effectuées nous ont permis d'observer l'évolution des performances en fonction du dimensionnement des composants et des transistors mais aussi de la polarisation. La validation de notre modèle par les simulations Cadence et les tests, va nous permettre d'envisager la mise en place d'une méthode de conception sous contrainte de consommation. La Figure III-35 illustre le principe de notre démarche de conception.

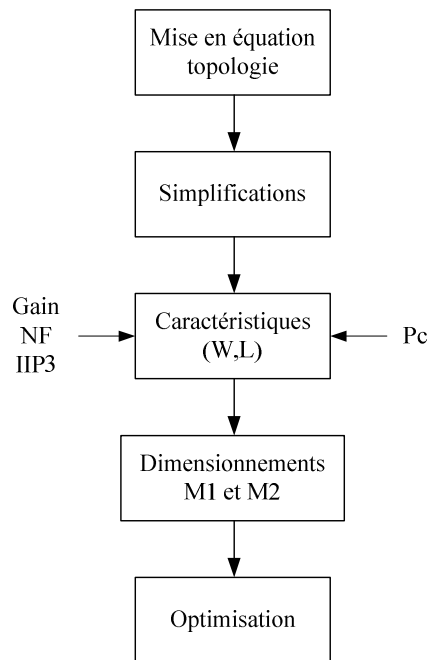


Figure III-35 : Principe de la méthode.

A partir de la contrainte de consommation liée à l'application visée du fait des ressources énergétiques disponibles et de l'autonomie requise, nous allons pouvoir déterminer les dimensionnements possibles pour les transistors de la topologie choisie. En effet, la contrainte de consommation ne permet pas de fixer une seule solution de dimensionnement mais seulement une limite haute afin de ne pas dépasser les spécifications de consommation moyenne et d'autonomie. Ensuite, nous allons pouvoir déterminer plus précisément le dimensionnement des transistors permettant d'atteindre les performances requises en termes de communication : gain, bruit et linéarité.

Néanmoins, il se peut que certaines performances requises ne soient pas atteignables. Dans ce cas, il nous faut nous en rapprocher soit en jouant sur les autres performances, soit sur la consommation. Il faudra ensuite utiliser la méthode Bottom-Up pour faire remonter ses changements et analyser leur impact sur les niveaux de modélisation plus élevé : impact sur la consommation globale du nœud ou impact sur les performances de la communication.

Enfin, en fonction de la même contrainte de consommation, il sera possible d'obtenir des performances plus élevées. Comme nous l'avons expliqué précédemment, nous touchons la notion d'optimisation avec contrainte de consommation. Prenons le cas de la figure de bruit. La figure de bruit est dite optimale lorsqu'elle est la plus faible possible pour une topologie donnée. Ainsi, en fonction d'une contrainte fixe de consommation, il sera possible de trouver un dimensionnement de la topologie permettant d'obtenir une NF plus faible que celle recherchée.

### III.5.2. Implémentation

Dans la continuité des outils développés précédemment, la méthode décrite a été implémentée sous Matlab. La première version de notre méthode n'est pas automatique. Comme nous allons l'illustrer par la suite, elle se base sur une visualisation par le concepteur de l'ensemble des caractéristiques des performances en fonction du dimensionnement. Dans un premier temps, l'utilisateur devra, en observant la caractéristique de la consommation en fonction du dimensionnement, réduire son espace de solutions en fonction de la contrainte de



consommation imposée par l'application. Ensuite, en observant les caractéristiques des performances en fonction du dimensionnement des transistors  $M_1$  et  $M_2$  de la topologie, l'utilisateur va pouvoir déterminer le dimensionnement des transistors permettant d'atteindre les performances requises.

Dans une démarche d'optimisation, en fonction des solutions de dimensionnement issues de la contrainte de consommation, l'utilisateur va chercher à obtenir les meilleures performances possibles. Contrairement à précédemment, l'optimisation passe par la recherche des performances optimales et donc du dimensionnement optimum des transistors  $M_1$  et  $M_2$ .

### III.5.3. Résultats

L'objectif de cette partie est de mettre en œuvre la méthode de conception sous contrainte de consommation développée et implémentée sous Matlab. La validation des résultats par les simulations Cadence et par les tests effectués sur certains dispositifs vont nous amener à anticiper les écarts existants entre notre modèle et les performances réelles que nous allons obtenir. Nous prendrons donc une marge sur les performances à atteindre fonction du pourcentage d'erreur constaté entre notre modèle et les tests soit environ 10 %. Cette marge va consister à prendre comme objectif des performances plus contraignantes au niveau du modèle et donc de notre démarche de conception. Ensuite, nous allons pouvoir déterminer à partir de notre démarche le dimensionnement des transistors permettant d'obtenir les performances voulues en fonction de la contrainte de consommation. La dernière partie sera consacrée à la possibilité d'optimiser les performances de la topologie choisie tout en tenant compte de cette même contrainte de consommation.

#### III.5.3.1. Mise en œuvre de la méthode

Le Tableau III-12 rappelle les performances que nous devons atteindre pour le LNA et fixées par les outils développés précédemment. En tenant compte des écarts constatés, nous présentons, dans ce tableau, les performances objectifs et les performances en tenant compte d'une certaine marge de sécurité due aux approximations liées à la simplicité de notre modèle. La marge adoptée est de 10%.

LNA	Performances	Performances avec marges
Gain (dB)	15	$\xrightarrow{+10\%}$ 16,5
NF (dB)	2,5	$\xrightarrow{-10\%}$ 2,25
IIP3 (dBm)	-10	$\xrightarrow{+10\%}$ -9
Pc (mW)	10	$\xrightarrow{-10\%}$ 9

Tableau III-12 : Récapitulatif des objectifs de performances du LNA.

La puissance consommée maximum du LNA est fixée à 9 mW. Pour une première utilisation de notre méthode, nous ferons seulement varier la longueur de grille  $W$ . Nous garderons  $L$  égale à  $0,35\mu\text{m}$ . La Figure III-36 représente l'évolution de la puissance consommée en fonction de  $W_1$  et de la tension grille-source  $V_{gs1}$  du transistor  $M_1$ .

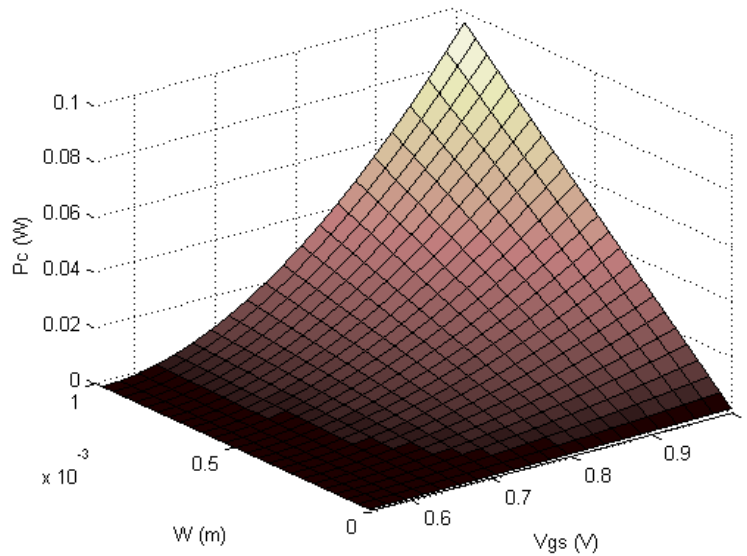


Figure III-36 : Courant consommé en fonction de  $W$  et de  $V_{gs}$ .

Cette caractéristique met en lumière la zone de dimensionnement des transistors dans laquelle nous devons travailler en fonction de sa tension grille-source  $V_{gs}$ . Ainsi, si nous fixons  $V_{gs}$  à 0,7V, la longueur de grille  $W$  du transistor devra être inférieure à 730 $\mu$ m comme le montre la Figure III-37.

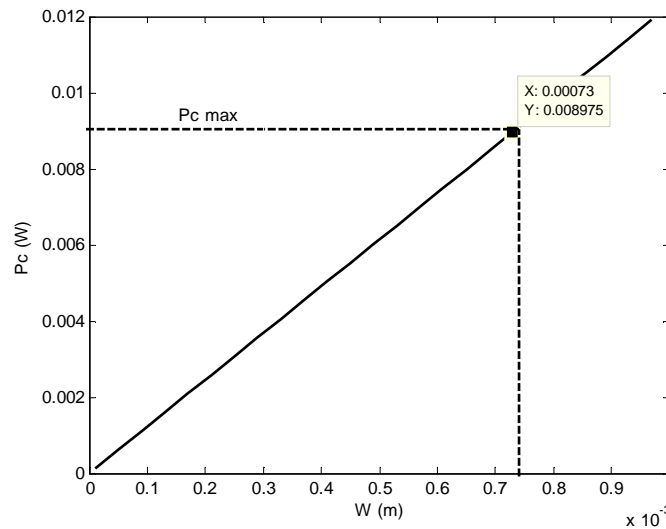


Figure III-37 : Courant consommé en fonction de  $W$  pour  $V_{gs} = 0,7$ V.

**La contrainte de consommation nous fixe donc des contraintes sur le dimensionnement possible ainsi que sur la polarisation des transistors.**

Nous allons ensuite jouer sur la longueur de grille des transistors  $M_1$  et  $M_2$  afin de déterminer le dimensionnement permettant l'obtention des performances désirées. Précédemment, nous avons démontré que la longueur de grille  $W_2$  du transistor  $M_2$  avait peu d'effet sur la figure de bruit du LNA. Considérons  $V_{gs1}$  égale à 0,7V. Nous obtenons la Figure III-38 illustrant l'évolution du gain et de la NF en fonction de  $W_1$  du transistor  $M_1$ .

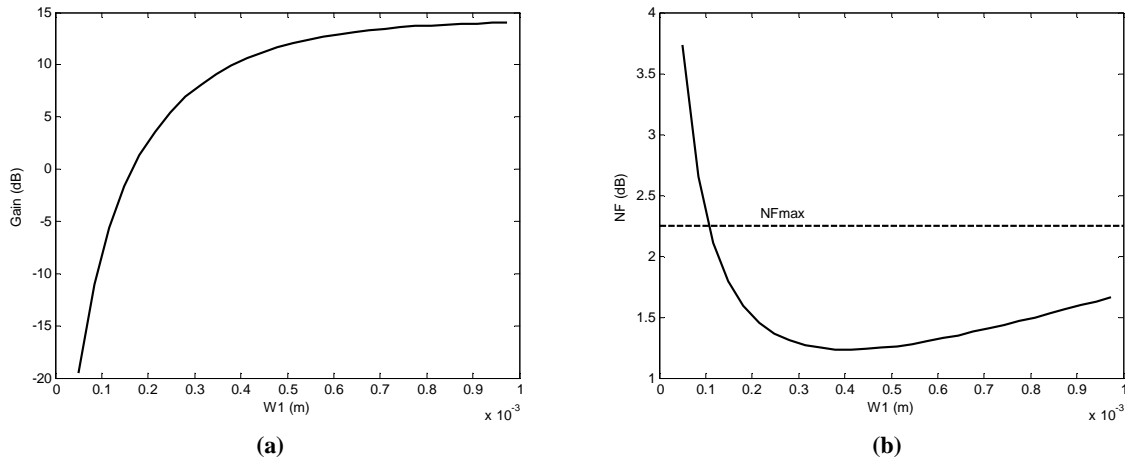


Figure III-38 : Evolution du (a) gain et (b) de la NF en fonction de  $W_1$  de  $M_1$ .

Cette caractéristique nous démontre qu'il nous faudra prendre  $W_1$  entre  $100\mu\text{m}$  et  $1\text{mm}$  afin d'obtenir la NF requise. En tenant compte de la contrainte de consommation, nous obtenons :

$$100\mu\text{m} \leq W_1 \leq 730\mu\text{m}$$

De plus, la Figure III-38 (b) nous démontre que nous pouvons obtenir une figure de bruit minimum donc optimum pour  $W_1$  égale à  $400\mu\text{m}$ . Nous pouvons donc optimiser la NF du LNA en fonction de la contrainte de consommation.

Pour ce qui est du gain, si nous gardons une charge de  $50\Omega$ , nous remarquons sur la Figure III-38 (a) que le gain maximum ne pourra dépasser 15dB. Le gain sera donc inférieur à notre objectif. Néanmoins, il suffira d'ajouter un étage buffer permettant l'adaptation d'impédance avec l'étage suivant afin d'obtenir le gain voulu pour le LNA. De plus, lors du réglage des performances des différents blocs, nous avons remarqué que nous avons une marge entre les limites imposées par l'étude du module RF et les résultats obtenus avec l'étude des blocs. La réduction du gain de 2 dB ne devrait donc pas se répercuter sur les performances globales du module RF.

La Figure III-39 illustre l'évolution de la performance de linéarité en fonction de la longueur de grille  $W_2$  du transistor  $M_2$ . En prenant  $V_{gs2}$  égale à  $0,7\text{V}$ , nous démontrons que la performance requise par l'application en termes d'IIP3 est obtenue pour  $W_2$  du transistor  $M_2$  supérieure à environ  $650\mu\text{m}$ . Or, le choix de la longueur de grille  $W_2$  peut limiter le courant circulant dans la branche principale du LNA et donc avoir une influence sur les autres performances de ce circuit. Il nous faut donc, pour  $V_{gs2}$  égal à  $V_{gs1}$ , choisir  $W_2$  tel que  $W_2 \geq W_1$ . Ainsi, dans notre cas, nous devons combiner la performance de linéarité et cette contrainte sur le choix de  $W_2$ .

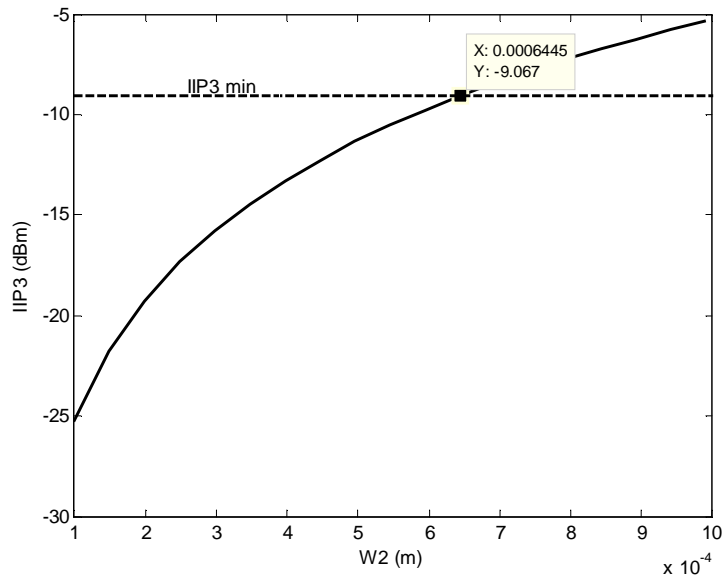


Figure III-39 : Evolution de l’IIP3 en fonction de W2.

D’après les résultats présentés par les Figure III-38 et Figure III-39, nous pouvons opter pour un dimensionnement des transistors. Présentés dans le Tableau III-13, le choix de ce dimensionnement permet d’obtenir les performances requises par l’application en tenant compte de la contrainte de consommation qui avait fixée W inférieur à 730 $\mu$ m.

	W ( $\mu$ m)	L ( $\mu$ m)
<b>M1</b>	550	0,35
<b>M2</b>	650	0,35

Tableau III-13 : Dimensionnement des transistors M1 et M2.

Le Tableau III-14 récapitule les performances du LNA atteintes avec ce dimensionnement.

LNA	Performances
Gain (dB)	13,1
NF (dB)	1,29
IIP3 (dBm)	-9
Pc (mW)	6,7

Tableau III-14 : Performances du LNA obtenus avec notre modèle.

Le gain obtenu est inférieur à celui envisagé par l’étude des blocs. Par contre, les performances en termes de NF et de linéarité sont supérieures à celles envisagées. En réinjectant ces résultats au niveau de l’étude blocs, nous obtenons les performances du récepteur présentées dans le Tableau III-15.

Récepteur	Etude blocs	Etude module RF
NF (dB)	30	< 33
IIP3 (dBm)	-9	> -31

Tableau III-15 : Performances du récepteur.

Ces résultats sont bien en concordance avec les limites imposées par l'étude du module RF et donc par l'application. De plus, la consommation obtenue avec notre modèle est aussi inférieure à la limite imposée dans le Tableau III-12. La marge existante entre la valeur obtenue et la limite peut nous permettre d'envisager d'ajouter un étage d'adaptation d'impédance en sortie du LNA afin que les performances du LNA ne soient pas perturbées par l'étage suivant.

### III.5.3.2. Comparatifs

Afin de comparer les résultats, nous simulons le LNA sous Cadence avec le dimensionnement choisi pour un  $V_{gs}$  fixé à 0,7V. La Figure III-40 représente les caractéristiques de gain obtenues avec Cadence et Matlab pour cette configuration du LNA.

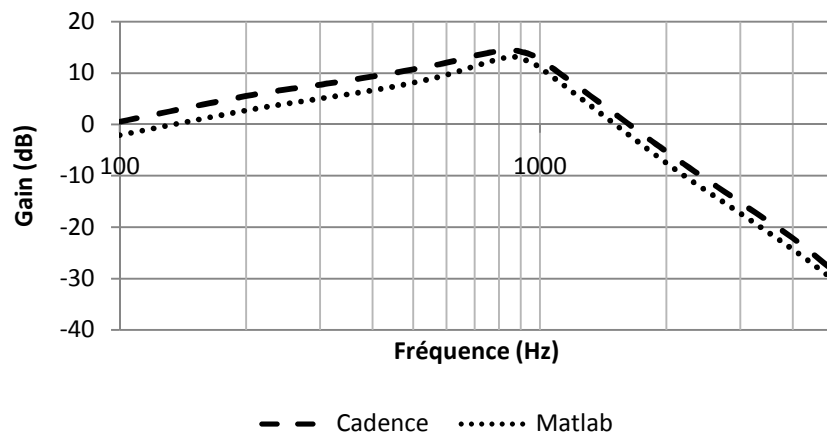


Figure III-40 : Comparatifs des fonctions de transfert obtenu sous Cadence et sous Matlab.

Les performances obtenues avec ce dimensionnement sous Cadence sont récapitulées dans le Tableau III-16.

Performances LNA	
Gain (dB)	13,6
NF (dB)	1,1
Pc (mW)	6,7

Tableau III-16 : Performances obtenues sous Cadence.

En comparant les premiers résultats obtenus sous Cadence avec ceux obtenus avec notre modèle sous Matlab, nous prouvons la validité de notre méthode.

### III.5.3.3. Synthèse de la méthode

**Du fait de la concordance des résultats entre les simulations sous Cadence faites avec le modèle BSIM et les simulations réalisées avec notre modèle simplifié, nous avons démontré le fonctionnement de notre démarche de conception avec contrainte de consommation.** Les résultats obtenus sont concordants avec un pourcentage d'erreur avec Matlab de l'ordre de 10% maximum, ce qui est largement acceptable du fait de la simplicité de notre modèle et donc explicable par les simplifications faites.

Le problème le plus contraignant provient du réglage des composants externes afin d'obtenir les performances requises à la fréquence de fonctionnement  $f_0$ . Ce problème de réglage provient notamment de phénomènes non pris en compte tels que les couplages ou composants parasites difficilement modélisables. Ainsi, dans la littérature [13], il n'est pas rare que des composants externes soient ajoutés afin de régler cette fréquence de fonctionnement.

**Dans le même temps, nous avons introduit la notion d'optimisation sous contrainte de consommation. Nous avons démontré à partir des caractéristiques qu'il était possible, dans certains cas, d'obtenir des performances optimales tout en prenant en compte la contrainte de consommation imposée par le cahier des charges de l'application.** Ces performances optimales ont été obtenues en ne tenant compte que de la largeur de grille des transistors, nous pourrions à terme faire le même travail en prenant en considération la largeur de grille  $L$  et la tension grille-source  $V_{gs}$  de chacun des transistors.

**Enfin, cette méthode constitue un gain de temps dans la conception d'un nouveau LNA.** En effet, il suffit de changer, dans notre programme, les paramètres liés à l'application afin de pouvoir déterminer le dimensionnement du LNA permettant d'atteindre les spécifications requises. De plus, contrairement à l'utilisation de notre modèle, le logiciel de conception Cadence ne permet pas d'avoir une vision instantanée de l'influence du dimensionnement des transistors sur les performances et la consommation.

## III.6. Conclusion

La première partie de ce chapitre a permis de présenter le principe de la méthode de conception sous contrainte de consommation que nous voulions mettre en place. Nous avons ensuite orienté notre choix sur l'étude du LNA car c'est un des blocs qui nécessitent performances et est donc consommateur d'énergie.

Un état de l'art nous a permis de faire le choix de la topologie à dégénérescence inductive. La mise en équation de cette topologie va nous donner la possibilité de développer notre méthode de conception sous contrainte de consommation. Après validation du modèle par des simulations et des tests sur des dispositifs, nous avons pu décrire le principe de l'ensemble de notre méthode et l'illustrer par des exemples. La validation de notre modèle a abouti à la conception d'un LNA fonctionnant à  $f_0$  égale à 868MHz et possédant de bonnes caractéristiques notamment en termes de consommation.

Cette première topologie modélisée et la concordance des résultats obtenus avec le modèle BSIM de Cadence et les tests nous offrent la possibilité de pouvoir généraliser la méthode à d'autres blocs tout en simplifiant la modélisation du bloc. Les tendances concernant l'influence de chaque étage d'un bloc sur les performances peuvent être rapprochées avec les équations généralistes telles que celle de Friis donnant la NF totale d'un ensemble de blocs fonctionnels. Ces tendances vont permettre la simplification de la mise en équation des futurs blocs étudiés car ceux-ci sont généralement construits autour de plusieurs étages transistors comme les mélangeurs [18] ou encore les VCO [19]. L'ensemble de ces blocs possède donc des performances régies par leur dimensionnement, par leur

transconductance et par leur consommation. Il existera donc une méthode équivalente à celle développée pour le LNA afin de pouvoir concevoir chacun de ces blocs en fonction d'une contrainte de consommation.

Enfin, à terme, nous devons automatiser cette démarche et offrir à l'utilisateur la possibilité de choisir entre conception et optimisation. Pour la démarche d'optimisation, nous nous intéresserons à l'utilisation des modules intégrées à Matlab de la Toolbox Optimization.

## Bibliographie

- [1] **L. Belostotski, J-W. Haslett.** "Noise Figure Optimization of Inductively Degenerated CMOS LNAs With Integrated Gate Inductors". *IEEE Transactions On Circuits and Systems - I: Regular Papers*. Juillet 2006, Vol. 53, 7, pp. 1409-1422.
- [2] **T-K. Nguyen, N-J. Oh, H-C. Choi, K-J. Ihm and S-G. Lee.** "CMOS Low-Noise Amplifier Design Optimization Technique". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2004, Vol. 52, 5, pp. 1433-1442.
- [3] **M. Khan, Y. Wang and R. Raut.** "Noise Optimization Techniques for 1V 1GHz CMOS Low-Noise Amplifiers Design". *WASET Transactions On Engineering, Computing and Technology*. December 2004, pp. 177-180.
- [4] **W. Guo, D. Huang.** "The Noise and Linearity Optimization for A 1.9 GHz CMOS Low Noise Amplifier". *Proceeding of 2002 IEEE Asia-Pacific Conference on ASIC*. 2002, pp. 253-257.
- [5] **Razavi, B.** "RF Microelectronics". *Prentice Hall*. 1998.
- [6] **G. Girlando, G. Palmisano.** "Noise Figure and Impedance Matching in RF Cascode Amplifiers". *IEEE Transactions On Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*. Novembre 1999, Vol. 46, 11, pp. 1388-1396.
- [7] **J.Y.C. Chang, A. Abidi.** "Large Suspended Inductors on Silicon and Their Use in a 2- $\mu$ m CMOS RF Amplifier". *IEEE Electron Device Letters*. Mai 1993, Vol. 14, 5, pp. 246-248.
- [8] **Benton, R.** "GaAs MMICs for an integrated GPS front-end". *14th Annual IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium*. Octobre 1992, pp. 123-126.
- [9] **M. Tiebout, E. Papparisto.** "LNA Design for a Fully Integrated CMOS Single Chip UMTS Transceiver". *Proceedings of the 28th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC 2002)*. Septembre 2002, pp. 835-838.
- [10] **A. Rofougaran, J. Chang, M. Rofougaran and A. Abidi.** "A 1 GHz CMOS RF Front-End IC for a Direct-Conversion Wireless Receiver". *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Juillet 1996, Vol. 31, 7, pp. 880-889.
- [11] **M. Shouxian, M. Jian-Guo, Y. Kiat Seng, and D. Manh Anh.** "A Modified Architecture Used for Input Matching in CMOS Low-Noise Amplifiers". *IEEE Transactions on Circuits and Systems - II : Express Briefs*. Novembre 2005, Vol. 52, 11, pp. 784-788.
- [12] **Austriamicrosystems.** "0.35 $\mu$ m CMOS Process Parameters".
- [13] **T-H. Lee, D-K. Shaeffer.** "A 1.5V, 1.5GHz CMOS Low-Noise Amplifier". *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*. Mai 1997, Vol. 32, 5, pp. 745-759.
- [14] **Lee, T. H.** "The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits". *Cambridge University Press*. Mars 2004.
- [15] **Silver, J.P.** "MOS Common-Source LNA Design Tutorial". *RF, RFIC & Microwave Theory, Design*. [www.rfic.co.uk](http://www.rfic.co.uk).
- [16] **Friis, T.H.** "Noise figures of radio receivers". *Proceedings of IRE*. Juillet 1944, Vol. 32, pp. 419-422.
- [17] **Karanicolas, A-N.** "A 2.7-V 900-MHz CMOS LNA and Mixer". *IEEE Journal Of Solid State Circuits*. Décembre 1996, Vol. 31, 2, pp. 1939-1944.
- [18] **G. Han, E. Sanchez-Sinencio.** "CMOS Transconductance Multipliers: A Tutorial". *IEEE Transactions On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing*. Décembre 1998, Vol. 45, 12, pp. 1550-1563.



[19] **W-S. Yan, H-C. Luong.** "A 900-MHz CMOS Low-Phase-Noise Voltage-Controlled Ring Oscillator". *IEEE Transactions On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing*. Février 2001, Vol. 48, 2, pp. 216-221.

## Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de l'impact de la contrainte de consommation sur la conception d'un système comportant un module radiofréquence. L'apparition de nouvelles applications sans fil demandeuses d'autonomie mais aussi le développement de nouvelles sources d'énergie ont mis en évidence l'intérêt de prendre en compte la contrainte de consommation lors de la conception de circuits intégrés ou de nouveaux systèmes électroniques.

Après avoir introduit le cadre de notre étude, nous avons mis en évidence les spécifications importantes des réseaux de microcapteurs. L'autonomie représente un défi majeur de ces applications. La mise en place d'un outil nommé Conso Système nous permet de démontrer, en fonction de l'existant, la part de chaque élément composant un microcapteur dans la consommation moyenne d'un nœud d'un réseau de microcapteurs. L'outil Conso Système met ainsi en évidence la part prépondérante du module RF sur la consommation globale du système. Ensuite, une étude des communications numériques nous a permis d'établir des pistes pour le choix d'une architecture de la chaîne de communication en fonction des critères liés à notre cadre d'étude et définis via l'outil développé.

Néanmoins, le choix d'une architecture système adaptée ne résout pas totalement le problème de la consommation du module RF. Les différents niveaux de modélisation proposés dans le second chapitre ont été utilisés afin de mettre en place une méthode de conception d'un module RF tenant compte de la contrainte de consommation. L'intérêt des deux outils Conso Système et Perfs RF est de choisir les spécifications et performances du module RF en fonction de la contrainte de consommation définie par l'autonomie requise. Ces outils ont été développés et implémentés sous Matlab-Simulink. Par la suite, une modélisation de la chaîne de communication a été détaillée. Tenant compte des imperfections des systèmes électroniques, l'outil Perfs Blocs permet de déterminer manuellement les performances de chacun des blocs en fonction des performances du module RF à atteindre issues de l'outil Perfs RF. Nous pouvons ensuite, en fonction de l'étude de la littérature et grâce à l'outil appelé Conso RF, estimer la consommation moyenne du module radiofréquence et donc déterminer la part de chaque bloc fonctionnel du module RF sur cette consommation moyenne. Concernant ces derniers outils, nous avons en perspective de les rendre plus autonomes : création d'une bibliothèque de blocs fonctionnels, écriture d'équation généraliste permettant d'estimer la consommation en fonction des performances d'un bloc.

Afin de compléter notre méthode de conception avec contrainte de consommation, il nous a semblé pertinent d'étudier plus précisément un de ces blocs. La mise en équation d'une topologie choisie d'un LNA nous a permis de comprendre les liens existants entre les performances d'un bloc, la consommation et le dimensionnement des composants de ce bloc. Ce nouveau niveau de modélisation nous démontre l'importance de chaque étage d'un bloc sur ses performances. Ce modèle simple validé par des simulations et des tests nous permet d'envisager de concevoir le bloc en tenant compte de la contrainte de consommation. De plus, grâce à ce travail de modélisation, nous avons démontré, par un exemple, qu'il était possible d'associer la contrainte de consommation à la notion d'optimisation. Enfin, ces travaux de modélisation d'une topologie de LNA à dégénérescence inductive ont abouti à la conception d'un amplificateur faible bruit fonctionnant à la fréquence de 868MHz et présentant des caractéristiques très intéressantes notamment dans l'optique d'applications faible-consommation comme les réseaux de microcapteurs.

En ce qui concerne les perspectives de nos travaux, la mise en évidence des liens entre consommation, dimensionnements et performances est importante. Les différents blocs d'un module RF étant généralement construits autour de transistors, nous allons envisager la généralisation de ces liens. De plus, par la suite, nous aimerions intégrer cette méthode dans une démarche globale de conception d'un nœud d'un réseau de microcapteurs ou autre système qui requiert une contrainte au niveau de la consommation. Ainsi le premier outil que nous avons développé peut constituer un point de départ pour répondre au problème de l'estimation de la consommation d'un système dit hétérogène. De nos jours, cette question se pose de plus en plus avant la conception de tels systèmes mais aussi surtout dans le but d'intégrer à ces systèmes de nouvelles sources d'énergie dites renouvelables mais fournissant moins de puissance.

## **Annexes**

<b>ANNEXE A. LES COMMUNICATIONS NUMERIQUES.....</b>	<b>145</b>
<b>A.1. Les modulations numériques.....</b>	<b>145</b>
A.1.1. Modulation d'amplitude ASK.....	145
A.1.2. Modulation de phase PSK.....	146
A.1.3. Modulation d'amplitude et de phase QAM.....	147
A.1.4. Modulation de fréquence FSK.....	147
<b>A.2. Les architectures radiofréquences.....</b>	<b>149</b>
A.2.1. Récepteurs.....	149
A.2.2. Les émetteurs.....	157

## Annexe A. Les communications numériques

### A.1. Les modulations numériques

Dans cette première partie, nous allons aborder un élément central des communications numériques sans fil : les modulations numériques. En effet, le type de modulation va fortement influencer sur les performances de la communication mais aussi sur le choix de l'architecture utilisée et sa complexité de mise en œuvre. Dans la chaîne de transmission numérique, le rôle de la modulation est d'adapter le spectre du signal à transmettre au canal sur lequel il sera transmis. Cette première partie est une synthèse de [1], [2], [3], [4] et [5].

L'opération de modulation consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse afin de transmettre l'information. Cette onde porteuse de fréquence  $f_0$  correspondant est de la forme :

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (\text{A-1})$$

Elle est centrée sur la fréquence du canal de transmission. Les paramètres modifiables de cette onde porteuse sont :

- L'amplitude  $A$  ;
- La fréquence  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  ;
- La phase  $\phi_0$ .

Ainsi, suivant la technique utilisée, l'information à transmettre sera associée à un ou plusieurs de ces paramètres. Différentes caractéristiques permettent de comparer entre elles les différentes modulations existantes. Ces caractéristiques sont :

- La sensibilité aux imperfections du système. Elle est évaluée par le Taux d'Erreur Bit (TEB) qui permet donc d'estimer la qualité de la transmission. Le TEB est le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre de bits envoyés.
- L'occupation spectrale. Elle définit l'efficacité d'utilisation de la bande passante du canal de transmission. Elle est égale au rapport du débit sur la largeur de la bande occupée autour de la porteuse.
- La complexité. Suivant le choix du type de modulation, la complexité des modulateurs ou démodulateurs sera plus ou moins grande. Ce choix va donc avoir une influence sur la qualité de la transmission mais aussi sur la surface occupée, sur le nombre de composants mis en œuvre et donc sur le coût et la consommation. C'est donc un critère important à considérer.

#### A.1.1. Modulation d'amplitude ASK

Les modulations par sauts d'amplitude ASK (*Amplitude Shift Keying*) font correspondre chaque symbole  $S_i$  à une amplitude  $A_i$ . Le signal modulé ASK s'écrit :

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g(t - kT_s) \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (\text{A-2})$$

où  $a_k$  représente l'amplitude  $A_i$  correspondant au symbole émis et envoyé pendant un intervalle de temps  $kT_s$ ,  $\omega_0$  la pulsation de la porteuse et  $T_s$  le temps que dure le symbole.

L'exemple le plus simple de ce type de modulation est la modulation "Tout ou rien" ou OOK (*On Off Keying*) illustrée par la Figure A-1.

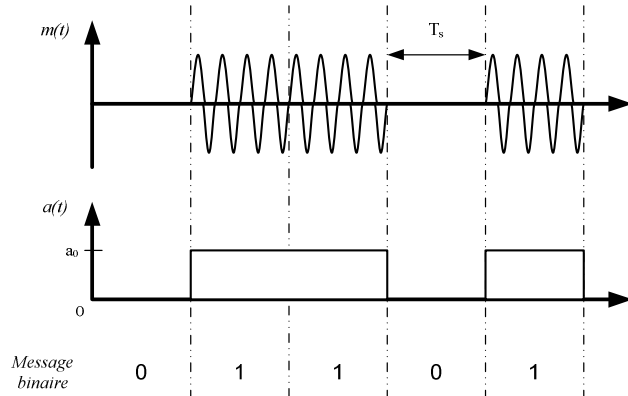


Figure A-1 :  $m(t)$  pour une modulation OOK.

Dans ce cas,  $g(t)$  correspond à une impulsion rectangulaire de durée  $T_s$  tel que si  $a(t) = a_0$  alors  $m(t) = \cos(\omega_0 t + \phi_0)$  et si  $a(t) = 0$  alors  $m(t) = 0$ .

### A.1.2. Modulation de phase PSK

Pour une modulation de phase PSK (Phase Shift Keying), à chaque symbole  $S_i$  est associé une phase  $\phi_i$ . Le signal modulé PSK s'écrit :

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A \cos(\omega_0 t + \phi_k) g(t - kT_s) \quad (A-3)$$

où  $\phi_k$  représente la phase  $\phi_i$  émise dans l'intervalle de temps  $kT_s$ . De la sorte, pour un indice donné  $k$ , nous avons :

$$m(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_i) = A \cos(\omega_0 t) \cos(\phi_i) - A \sin(\omega_0 t) \sin(\phi_i) \quad (A-4)$$

En généralisant, nous constatons que le signal  $m(t)$  est composé de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude. La Figure A-2 représente  $m(t)$  dans le cas d'une modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) ainsi que quelques exemples de constellation pour différentes valeurs de  $M$ .

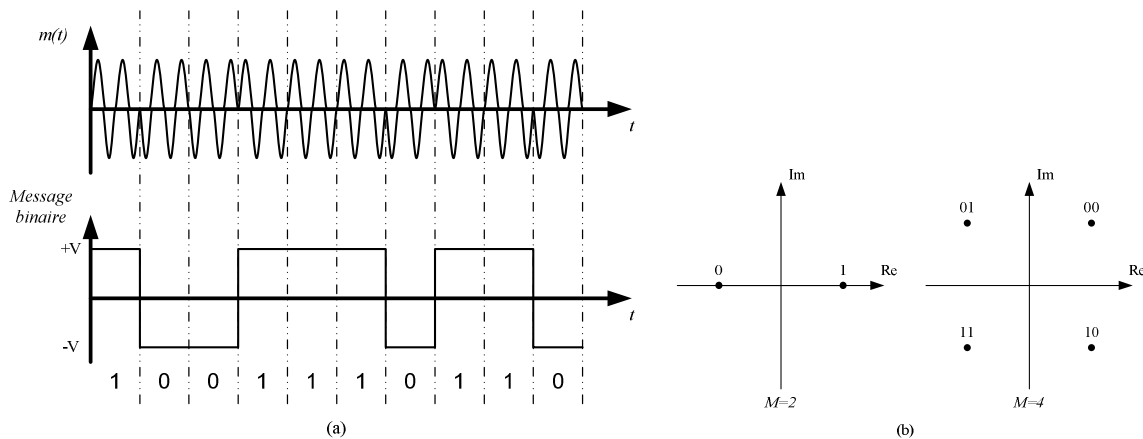


Figure A-2 : (a)  $m(t)$  pour un signal BPSK, (b) constellations pour  $M=2$  et 4.

L'enveloppe complexe d'une modulation PSK s'écrit :

$$\mathbf{z(t) = i(t) + jq(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g(t - kT_s) e^{j\phi_k} \quad (A-5)}$$

Le module de cette enveloppe complexe est constant. Cette propriété est intéressante pour les transmissions sur des canaux non-linéaires, ce qui est le cas des transmissions satellites.

### A.1.3. Modulation d'amplitude et de phase QAM

Comme son nom l'indique, la modulation QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) est une combinaison des deux modulations présentées précédemment. A chaque symbole  $S_i$  est associé une amplitude  $A_i$  et une phase  $\phi_i$ . Le signal modulé s'écrit :

$$\mathbf{m(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cos(\omega_0 t + \phi_k) g(t - kT_s) \quad (A-6)}$$

où  $a_k$  et  $\phi_k$  représentent respectivement l'amplitude  $A_i$  et la phase  $\phi_i$  émises dans l'intervalle de temps  $kT_s$ . Le signal  $m(t)$  est donc une somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude. L'enveloppe complexe du signal est :

$$\mathbf{z(t) = i(t) + jq(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g(t - kT_s) e^{j\phi_k} \quad (A-7)}$$

La Figure A-3 représente  $m(t)$  pour une modulation 16-QAM ainsi que différentes constellations pour ce type de modulation.

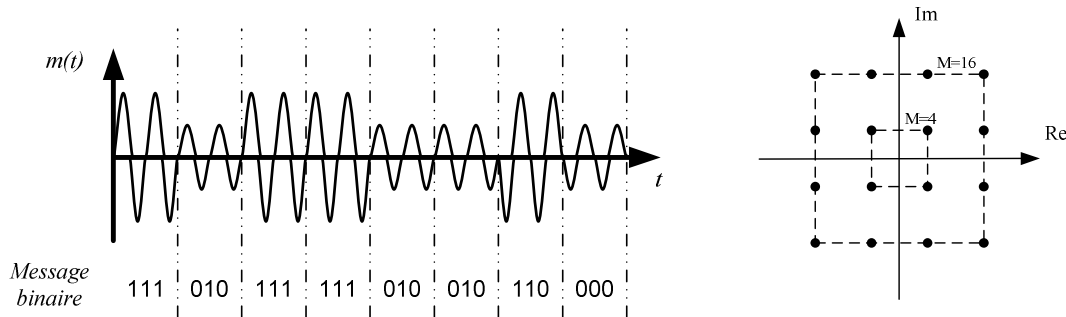


Figure A-3 : (a)  $m(t)$  pour un signal 16-QAM, (b) constellations pour  $M=8$  et 16.

### A.1.4. Modulation de fréquence FSK

En ce qui concerne la modulation FSK (*Frequency Shift Keying*), chaque symbole  $S_i$  est associé à une fréquence  $f_i$  préalablement choisie autour de la porteuse tel que :

$$\mathbf{f_i = f_0 + a_i \Delta f \quad (A-8)}$$

avec  $f_0$  la fréquence de la porteuse,  $\Delta f$  l'écart entre les fréquences instantanées et  $a_i$  la suite des amplitudes  $M$ -aires associées aux symboles successifs.

Il existe deux types de modulations FSK :

- à phase discontinue

Dans le cas d'une modulation FSK à phase discontinue, le signal modulé s'écrit :

$$m(t) = A \cos(2\pi f_0 t + 2\pi a_k \Delta f t) \quad (\text{A-9})$$

Pour un intervalle de temps donné tel que  $nT \leq t \leq (n+1)T$ , la fréquence instantanée est :

$$f(t) = f_0 + a_k \Delta f \quad (\text{A-10})$$

Le chronogramme de la Figure A-4 présente une modulation 2-FSK à discontinuité de phase. Nous observons les discontinuités de phase aux instants de transition.

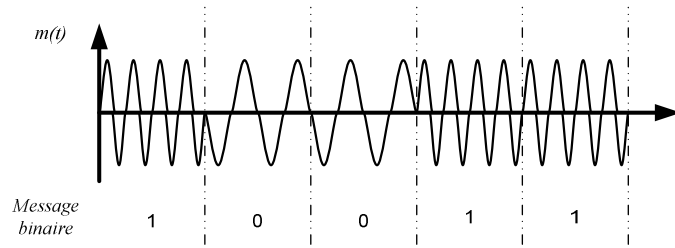


Figure A-4 : Modulation 2-FSK à phase discontinue.

- à phase continue

Les modulations FSK à phase continue ou CPFSK (*Continuous Phase Frequency Shift Keying*) sont des modulations pour lesquelles la phase varie de façon continue aux instants de transition. Le signal modulé d'une modulation CPFSK s'écrit :

$$m(t) = A \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \Delta f \int_{-\infty}^t \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g(u - kT) du) \quad (\text{A-11})$$

Pour un intervalle de temps donné tel que  $nT \leq t \leq (n+1)T$ , la phase du signal  $m(t)$  s'écrit :

$$\phi(t) = 2\pi \Delta f [T \sum_{k=0}^{n-1} a_k + a_n (t - nT)] \quad (\text{A-12})$$

En posant  $\phi(nT) = 2\pi \Delta f T \sum_{k=0}^{n-1} a_k$ , nous avons donc :

$$m(t) = A \cos \left( 2\pi f_0 t + \phi(nT) + 2\pi \Delta f T a_n \left[ \frac{t}{T} - n \right] \right) \quad (\text{A-13})$$

L'écriture de  $m(t)$  nous permet de constater que la phase varie linéairement de  $2\pi \Delta f T a_k$  sur un intervalle de temps donné avec  $m = 2\Delta f T$  l'indice de modulation.

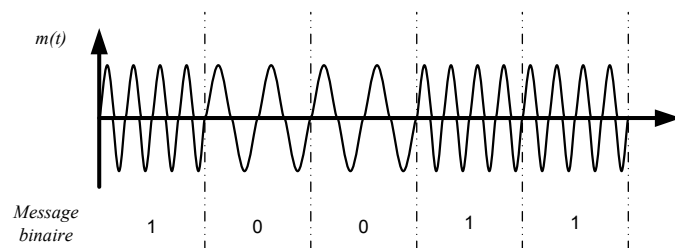


Figure A-5 :  $m(t)$  pour une modulation 2-FSK à phase continue.



## A.2. Les architectures radiofréquences

### A.2.1. Récepteurs

#### A.2.1.1. Les fonctions du récepteur [6]

Le récepteur a pour but de transposer le signal reçu sur l'antenne en bande de base et de le démoduler. Il est composé d'une tête de réception RF et d'une partie traitement numérique du signal en bande de base. Le récepteur a pour fonction de :

- Filtrer

Première fonction du récepteur, le filtrage permet d'isoler le signal utile tout en rejetant les signaux parasites. Ces signaux parasites sont le bruit généré par le canal, les signaux provenant des canaux adjacents au canal de transmission ou d'un autre système. La capacité d'un système à rejeter ces signaux influe beaucoup sur ses performances mais aussi sur la qualité des filtres à mettre en œuvre.

- Amplifier

L'objectif de l'amplification est d'élever l'amplitude du signal utile. En effet, le signal reçu est généralement de niveau très faible notamment à cause de l'atténuation due à la distance entre l'émetteur et le récepteur. L'amplification est donc utile afin de bien traiter l'information dans la suite de la chaîne de réception.

- Transposer

Pour un récepteur, la transposition en fréquence a pour rôle de ramener, en une ou plusieurs étapes, le signal situé dans les hautes fréquences en bande de base. Afin de réaliser cette opération, un mélangeur est utilisé. Le mélangeur permet de multiplier le signal reçu et l'OL afin de générer un signal à une fréquence intermédiaire égale à  $f_{RF} - f_{OL}$ . Cette transposition en bande de base permet ensuite de récupérer le signal utile en le démodulant. Suivant si la transposition en bande de base se fait en une ou plusieurs étapes, nous distinguons deux grandes familles de récepteurs [6] [7] : les récepteurs à conversion directe et les récepteurs à fréquence intermédiaire.

#### A.2.1.2. Récepteurs à conversion directe [6] [8]

L'intérêt de ces récepteurs à conversion directe ou homodyne, c'est leur simplicité car ils allient transposition en bande de base et démodulation dans le même temps. Cependant, en détaillant l'architecture classique et celle à saturation, nous démontrerons les limites de ce type de récepteur.

#### Principe

Le récepteur à conversion directe également appelé homodyne ou à fréquence intermédiaire nulle (zéro-FI) transpose directement le signal reçu en bande de base. Son principe est de transposer directement le signal reçu à la fréquence RF en bande de base. Ainsi, le signal reçu à la fréquence  $f_{RF}$  est mélangé avec le signal de l'oscillateur local qui est à la même fréquence. Si nous posons :

$$v_{RF}(t) = A[I(t) \cos(\omega_0 t) + Q(t) \sin(\omega_0 t)] \text{ et } v_{OL}(t) = B \cos(\omega_{RF} t) \quad (\text{A-14})$$

Sachant que  $\omega_{RF} = \omega_{OL}$ , nous obtenons après le mélange :

$$I_R(t) = v_{RF}(t)v_{OL}(t) = \frac{AB}{2}I(t) \quad (\text{A-15})$$

$$Q_R(t) = v_{RF}(t)v_{OL}\left(t + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{AB}{2}Q(t) \quad (\text{A-16})$$

Il suffit ainsi d'utiliser un simple filtre passe-bas afin d'éliminer la composante à  $2f_{RF}$ . La Figure A-6 présente un exemple d'architecture homodyne avec une structure en quadrature.

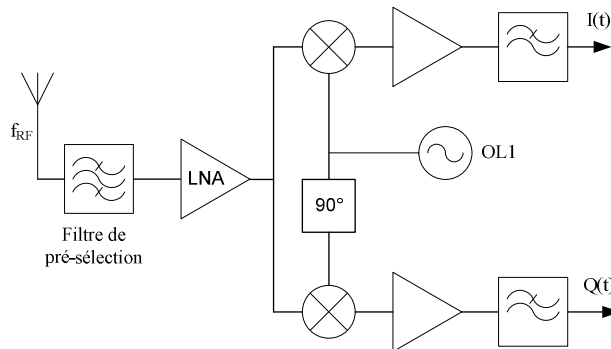


Figure A-6 : Récepteur à conversion directe.

Ce type de récepteur n'utilisant pas de fréquence intermédiaire alors il n'y a pas de problème de fréquence image. Cette particularité permet d'éviter l'utilisation d'un filtre à réjection d'image et de réduire les contraintes de sélection du canal. L'utilisation d'une architecture homodyne est donc intéressante dans un contexte d'intégration monolithique du récepteur. En effet, nous avons un relâchement des contraintes sur les filtres, cette topologie utilise seulement un seul OL et le filtrage en bande de base est de type passe-bas contrairement aux récepteurs hétérodynes.

L'architecture classique utilise des structures de type CAG (Contrôle Automatique de Gain) afin de traiter le signal transposé en bande de base [8]. Il existe aussi des récepteurs homodyne à saturation [9]. Les fonctions CAG sont remplacées par des limiteurs afin de diminuer la complexité de mise en œuvre mais aussi de diminuer la consommation du récepteur. Les limiteurs vont saturer le signal permettant par la suite l'utilisation de convertisseurs analogiques-numériques 1-bit pour récupérer l'information utile. Le niveau d'intégration de ce type de récepteurs est donc plus élevé. Cependant l'utilisation de limiteurs va restreindre leur utilisation aux modulations M-FSK ou aux modulations de phases différentielles.

### Problèmes de l'architecture à conversion directe

Malgré l'avantage en termes d'intégration et de simplicité des récepteurs à conversion directe, ces topologies possèdent des inconvénients pouvant limiter leur utilisation.

- Tensions continues parasites

La génération de tensions continues parasites au niveau du mélangeur peut corrompre le signal utile ou entraîner la saturation des étages en bande de base : c'est l'inconvénient majeur de l'architecture à conversion directe [10].

Une première origine de ce problème est l'isolation entre les entrées OL et RF du mélangeur. En effet, celle-ci n'étant pas infinie, une partie du signal généré par l'OL va donc se retrouver à l'entrée RF du mélangeur mais aussi à l'entrée de l'amplificateur faible bruit. Ce signal à la fréquence de l'OL va se mélanger avec le signal de l'OL et va donc créer une composante continue qui va ensuite être amplifiée par la chaîne de traitement en bande de base. Ce phénomène illustré par la Figure A-7 (a) est appelé « auto-mélange ».

Ce même problème de mélange peut apparaître avec la présence de signaux interférents de forte puissance à l'entrée du récepteur. En effet, comme l'illustre la Figure A-7 (b), une fraction de ce signal va se coupler au signal généré par l'OL et donc se mélanger avec le signal interférent arrivant sur le port RF du mélangeur. Une nouvelle composante continue résultante de ce mélange va apparaître en sortie du mélangeur.

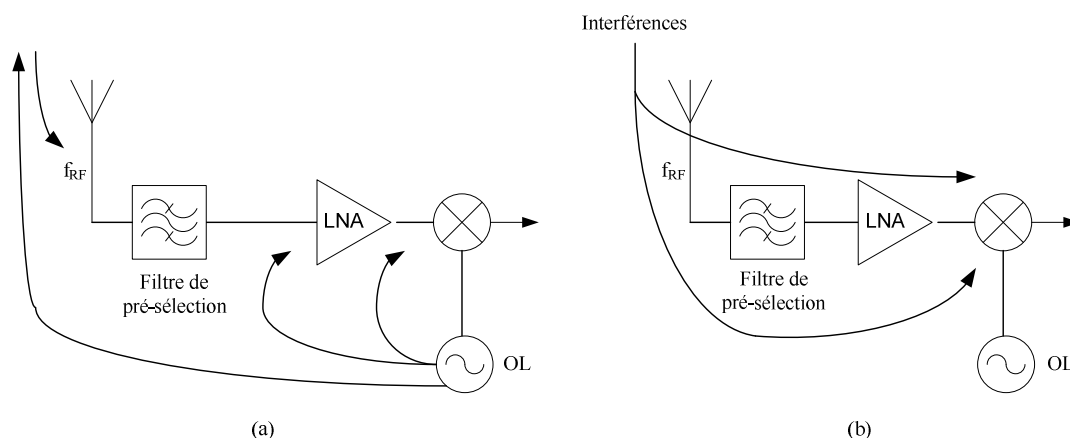


Figure A-7 : (a) phénomènes d'auto-mélange (b) fuites vers l'OL.

Enfin, il se peut qu'une partie du signal de l'OL soit rayonnée par l'antenne. Après avoir été réfléchi par divers objets, le signal peut être de nouveau capté par l'antenne, amplifié et mélangé avec l'OL, ce qui va créer une tension continue pouvant varier dans le temps.

Il convient donc d'éliminer ou de réduire la possibilité d'avoir une telle composante continue en sortie du mélangeur. Il existe différentes techniques afin de compenser cette composante continue :

- Couplage capacitif [10] [11] ;

Une approche simple afin d'éliminer cette composante continue est d'employer un couplage capacitif par l'introduction d'un filtre passe-haut juste après avoir ramené le signal en bande de base. Cependant, l'utilisation de cette solution peut dégrader les performances en réception si le signal translaté en bande de base contient lui-même une composante continue notamment due à son schéma de modulation, ce qui est le cas d'une modulation QPSK par exemple [12]. Dans ce cas, il sera donc important de choisir une fréquence de coupure très faible, ce qui va complexifier l'intégration de ce filtre. Cette solution va plutôt être employée pour des systèmes utilisant des modulations sans composante continue comme la modulation FSK.

- Contrôle actif des tensions continues parasites [10] ;

Par exemple, dans les systèmes à accès multiples utilisant le TDMA (Time Division Multiple Access), chaque station du système afin de permettre à d'autres de communiquer

entre elles se place dans un mode inactif. Pendant ce laps de temps, il est possible de stocker l'offset généré sur une capacité et de le soustraire ensuite pendant la phase de réception. Cependant, cette approche suppose que la tension parasite soit constante durant le temps de réception et introduit aussi une nouvelle source de bruit.

- Distorsion d'ordre pair

Dans tous les systèmes radiofréquences, les raies d'intermodulation impaires sont généralement les plus gênantes. Cependant, dans un récepteur à conversion directe, les intermodulations d'ordre paires peuvent également perturber le fonctionnement du système [6] [13].

Prenons comme exemple le cas où deux raies de fortes puissances à des fréquences  $f_1$  et  $f_2$  proches du canal utile se retrouvent à l'entrée du récepteur. La non-linéarité de l'amplificateur faible bruit va entraîner la génération d'un signal à la fréquence d'intermodulation  $f_2-f_1$ . L'isolation entre les entrées du mélangeur n'étant pas parfaite, il est possible qu'une partie de ce signal se retrouve en sortie du mélangeur et perturbe donc le signal utile en bande de base comme le montre la Figure A-8.

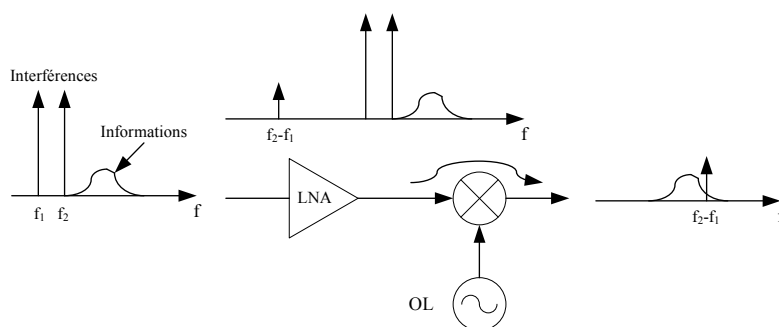


Figure A-8 : Influence des raies d'intermodulation d'ordre 2.

D'autres effets liés à ces intermodulations peuvent perturber le fonctionnement de ce type de récepteurs comme la génération de composante continue après mélange entre les harmoniques et les intermodulations par exemple.

- Bruit en  $1/f$  [6] [7] [10]

Un autre phénomène pouvant perturber le fonctionnement d'un récepteur à conversion directe ou homodyne est le bruit en  $1/f$ . Comme le montre la Figure A-9, ce bruit est prédominant dans les basses-fréquences et peut être très important notamment dans le cas de l'utilisation d'une technologie CMOS. Par conséquent, le bruit en  $1/f$  peut être problématique pour les architectures à conversion directe car il peut corrompre le signal utile transposé en bande de base.

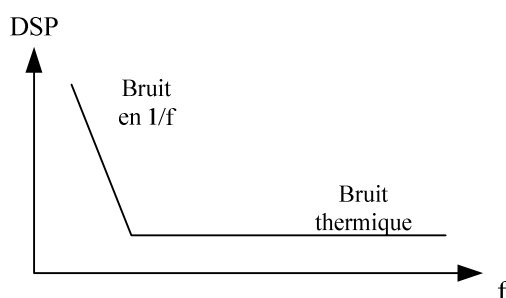


Figure A-9 : DSP de bruit classique dans un composant.

### A.2.1.3. Récepteur à fréquence intermédiaire

Une solution afin d'éliminer le problème de tensions continues parasites est de réaliser une transposition à une fréquence intermédiaire avant de transposer le signal reçu en bande de base. Nous distinguons ainsi deux types de récepteurs utilisant ce principe : récepteurs hétérodynes classiques et récepteurs à faible fréquence intermédiaire.

#### Récepteurs hétérodynes classiques [14]

L'architecture hétérodyne classique est la topologie qui a été la plus utilisée notamment pour les applications de téléphonie mobile. Un récepteur hétérodyne transpose le signal reçu à la fréquence  $f_{RF}$  en bande de base par un ou plusieurs changements de fréquences intermédiaires. Un exemple d'architecture hétérodyne est présenté à la Figure A-10.

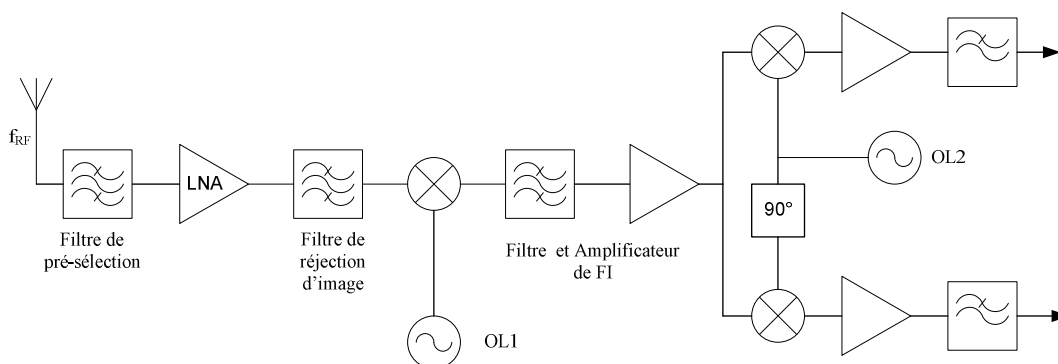


Figure A-10 : Récepteur hétérodyne.

Dans un premier temps, le signal reçu sur l'antenne est filtré par un filtre passe-bande de sélectivité. Puis, il est amplifié par un amplificateur faible bruit afin d'augmenter le niveau du signal.

Ensuite, un premier mélange entre le signal reçu à la fréquence  $f_{RF}$  et le signal issu de l'oscillateur local qui est à la fréquence  $f_{OL}$  permet de transposer le signal reçu à la fréquence intermédiaire  $f_{FI}=f_{RF}-f_{OL}$ .

Le mélange génère aussi une composante à la fréquence  $f_{OL}+f_{RF}$  qu'il convient d'éliminer. Un filtre passe-bande placé après le mélangeur permet l'élimination de cette composante afin d'assurer la sélection du canal utile. Ainsi, le signal à la fréquence intermédiaire  $f_{IF}$  peut facilement être amplifié, ramené en bande de base par un second mélange et démodulé.

### Récepteurs à faible fréquence intermédiaire [15] [16]

Afin de conserver les avantages de la conversion directe tout en éliminant le problème des tensions continues parasites, le récepteur à faible fréquence intermédiaire consiste à transposer le signal reçu autour d'une fréquence intermédiaire très faible. Cette transposition à une faible fréquence intermédiaire permet d'éliminer le nombre d'éléments fonctionnant dans le domaine des radiofréquences tout en évitant la génération de tensions continues parasites car le signal résultant du premier mélange n'est pas directement transposé en bande de base.

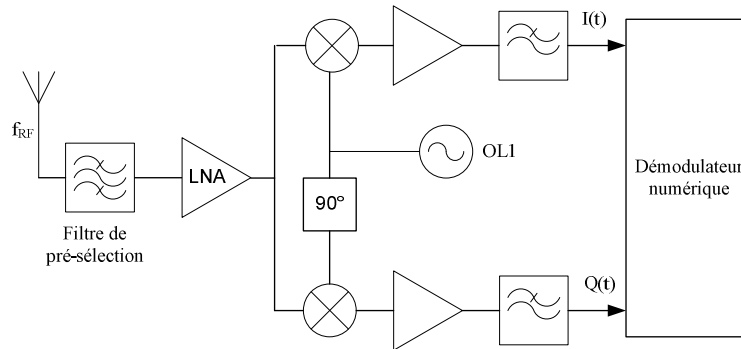


Figure A-11 : Récepteur à faible FI.

Le récepteur à faible fréquence intermédiaire transpose donc le signal reçu à une fréquence proche de la bande de base. Le signal peut ensuite être démodulé soit par un démodulateur numérique comme le montre la Figure A-11, soit en réalisant une nouvelle transposition du signal vers la bande de base.

### Problèmes des récepteurs à fréquence intermédiaire

Les architectures à fréquence intermédiaire, malgré le fait qu'elles soient les plus performantes, souffrent de nombreux problèmes que nous allons décrire par la suite.

- Fréquence image

L'inconvénient le plus important des architectures à fréquence intermédiaire est celui de la fréquence image. Supposons que le signal à l'entrée du récepteur s'écrive de la manière suivante :

$$v_{in}(t) = A_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + A_{IM} \cos(\omega_{IM}t) \quad (A-17)$$

Le signal désiré est à la fréquence  $f_{RF}$  et le signal à la fréquence  $f_{IM}$  est le signal image du signal utile par rapport à  $f_{OL}$ . Le premier mélange a pour but de transposer le signal reçu à la fréquence intermédiaire. Nous obtenons :

$$v_{FI}(t) = \frac{A_{RF}}{2} [\cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL})t] + \frac{A_{IM}}{2} [\cos(\omega_{OL} - \omega_{IM})t + \cos(\omega_{OL} + \omega_{IM})t] \quad (A-18)$$

Or, nous avons  $\omega_{RF} - \omega_{OL} = \omega_{OL} - \omega_{IM}$ . Ainsi, comme le montre la Figure A-12 et (A-18), tout signal symétrique au signal utile par rapport à la fréquence de l'oscillateur local va se retrouver, après mélange, autour de la fréquence intermédiaire. Ce signal dit à la fréquence image peut nuire à la récupération de l'information voulue.

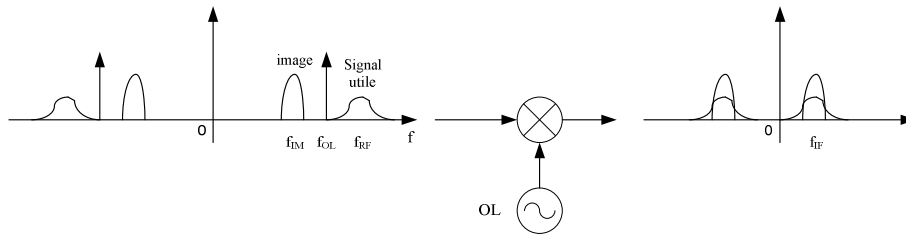


Figure A-12 : Problème de la fréquence image.

Pour éliminer l'effet de la fréquence image, il est nécessaire d'utiliser un filtre placé entre l'amplificateur faible-bruit et le premier mélangeur. Il sera centré sur la fréquence  $f_{RF}$ . Les architectures à fréquence intermédiaire doivent donc assurer un filtrage progressif afin d'obtenir une bonne sélectivité, sensibilité et réjection de la fréquence image. Ces architectures souffrent donc d'une difficulté d'intégration à cause de l'emploi de filtres à fort coefficient de qualité.

Il existe pour augmenter l'intégrabilité de cette architecture des solutions permettant d'annihiler le problème de la fréquence image. Ces solutions proposent des techniques arithmétiques afin de résoudre le problème de la fréquence image.

- Structure de Hartley

L'architecture à réjection d'image de HARTLEY est illustrée par la Figure A-.

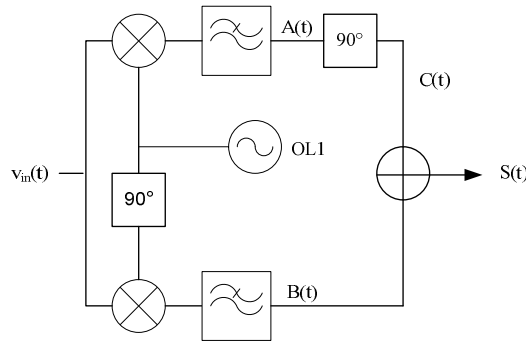


Figure A-13 : Structure d'HARTLEY.

Cette architecture utilise un mélange quadratique du signal reçu ainsi qu'un déphasage de  $90^\circ$  sur une des deux voies afin de produire deux signaux de même signe pour la composante du signal voulu et de signes opposées pour le signal image.

Nous allons expliquer ce principe grâce aux équations arithmétiques. Considérons de nouveau le signal d'entrée exprimé par (A-17). Après le mélange quadratique, les signaux obtenus en  $A(t)$  et  $B(t)$  sont :

$$A(t) = -\frac{A_{RF}}{2} \sin[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t] + \frac{A_{IM}}{2} \sin[(\omega_{OL} - \omega_{IM})t] \quad (A-19)$$

$$B(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t] + \frac{A_{IM}}{2} \cos[(\omega_{OL} - \omega_{IM})t] \quad (A-20)$$

Un déphasage de  $A(t)$  de  $90^\circ$  est réalisé, le signal  $C(t)$  est obtenu :

$$C(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t] - \frac{A_{IM}}{2} \cos[(\omega_{OL} - \omega_{IM})t] \quad (\text{A-21})$$

En réalisant la sommation des signaux  $B(t)$  et  $C(t)$ , on observe la suppression du signal à la fréquence image.

$$S(t) = A_{RF} \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t] \quad (\text{A-22})$$

#### - Structure de Weaver

Le principe de l'architecture de WEAVER est quasiment identique à celui de l'architecture de HARTLEY. Le seul changement présenté à la Figure A-14 est que le déphaseur de  $90^\circ$  est remplacé par un second mélange quadratique.

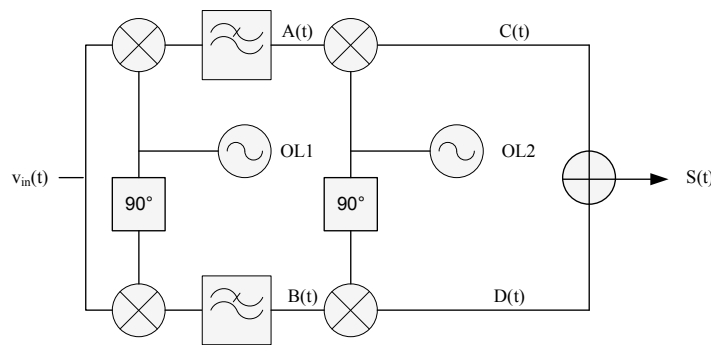


Figure A-14 : Architecture de WEAVER.

Ces deux architectures utilisant des mélanges quadratiques présentent l'inconvénient d'utiliser des circuits déphaseurs. En effet, ceux-ci peuvent entraîner du fait de leur précision des déséquilibres entre les deux voies en quadrature.

Les performances de ces architectures sont donc dépendantes de ces déséquilibres et sont évaluées par le RRI (ratio de réjection d'image) qui est défini par :

$$RRI_{dB} = \left( \frac{P_{Signal}}{P_{Image}} \right)_{dB \text{ entrée}} - \left( \frac{P_{Signal}}{P_{Image}} \right)_{dB \text{ sortie}} \quad (\text{A-23})$$

#### ▪ Intégrabilité, complexité

Précédemment, nous avons vu que le problème de la fréquence image requiert des filtres avec des facteurs de qualité très élevés, ce qui rend l'intégration de l'architecture à fréquence intermédiaire difficile. Bien que relâchant les contraintes sur le filtre à rejection d'image, l'architecture à faible fréquence intermédiaire est toujours soumise au problème de la fréquence image et donc difficilement intégrable.

Nous avons vu qu'il existait deux structures afin de supprimer le problème de la fréquence image permettant donc d'éviter l'utilisation de filtres à fort coefficient de qualité donc non intégrable. Cependant l'utilisation de ces architectures en quadrature se fait aux prix d'une complexité de mise en œuvre plus grande. De plus, des problèmes d'appariement des voies en quadrature vont constituer un nouveau facteur de dégradation des performances.

De manière générale, les architectures à fréquence intermédiaire sont peu intégrables et entraînent une consommation relativement importante comparées aux architectures à conversion directe.



## A.2.2. Les émetteurs

### A.2.2.1. Les fonctions d'un émetteur

Un émetteur est constitué d'une partie de traitement numérique en bande de base et d'une partie RF. Les fonctions d'un émetteur sont :

- Moduler

L'émetteur doit, dans un premier temps, moduler les données à transmettre à partir du choix de l'une des modulations présentées précédemment.

- Transposer

Le but de la transposition en fréquence au niveau de l'émetteur est de translatier le signal à transmettre des basses fréquences vers la fréquence du canal de transmission. Cette étape peut se faire en une seule fois ou en utilisant plusieurs passage à des fréquences intermédiaires. Elle peut aussi être combinée avec la modulation.

- Amplifier

L'amplification est une fonction importante et critique de l'émission. Elle permet de fournir à l'antenne un signal d'une puissance assez élevée afin qu'il puisse être émis sur la distance voulue. Cette fonction est dite critique car l'amplificateur de puissance (PA) réalisant cette amplification va influencer sur la qualité de la transmission.

### A.2.2.2. Emetteurs à modulateur polyphasé

Le principe de ces émetteurs repose sur l'utilisation de modulateurs en quadrature avec le signal à émettre. L'intérêt repose sur la possibilité de générer n'importe quel type de modulation numérique. Il existe trois types d'émetteurs utilisant ces modulateurs : conversion directe, conversion directe à décalage de fréquence d'oscillateur local (OL) et à fréquence intermédiaire [17].

#### Emetteurs à conversion directe

L'émetteur à conversion directe ou homodyne est l'architecture la plus simple. Elle est dite à conversion directe car la modulation et la transposition à la fréquence du canal de transmission se font dans le même temps comme le montre la Figure A-15.

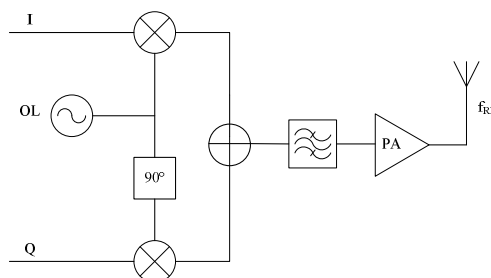


Figure A-15 : Emetteur à conversion directe.

Bien que cette architecture présente un niveau d'intégration élevé, elle est soumise à un problème majeur : le couplage entre l'amplificateur de puissance et l'OL. En effet, l'amplificateur de puissance doit fournir un signal de forte puissance pour qu'il puisse être transmis sur l'antenne. Or, la fréquence de la porteuse et de l'oscillateur local étant la même, le signal en sortie de l'amplificateur de puissance peut perturber le fonctionnement de l'OL par couplage substrat, en dégradant notamment son bruit de phase [17]. C'est le phénomène de « pulling », illustré par la Figure A-16.

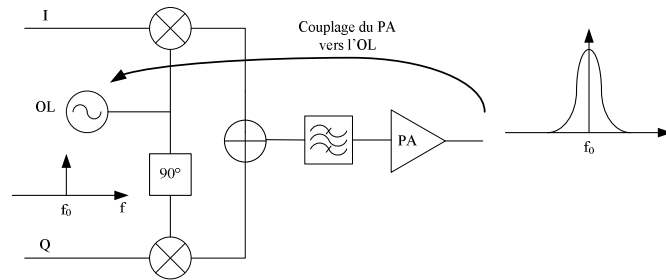


Figure A-16 : le phénomène de « pulling ».

### Emetteurs à conversion directe à décalage de fréquence d'OL [17]

Pour résoudre ce problème de couplage, il suffit que l'OL et l'amplificateur de puissance fonctionnent à des fréquences différentes. Dans le cas d'un émetteur à décalage de fréquence d'OL, deux OL génèrent une fréquence  $f_1+f_2=f_{OL}$  comme le montre la Figure A-17.

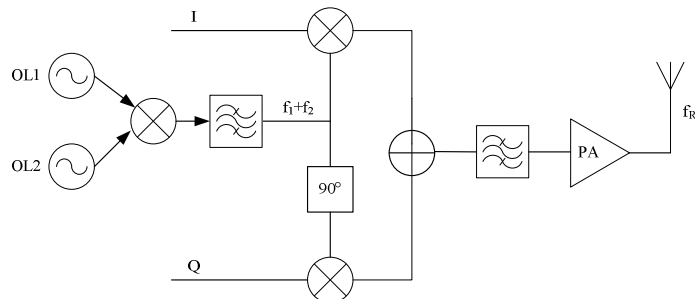


Figure A-17 : Emetteur à conversion directe à décalage.

L'amplificateur de puissance fonctionnera donc à la fréquence  $f_{OL}$  et ne perturbera pas les OL. Cependant, le bon fonctionnement de cette architecture dépendra de la qualité du filtre situé après le mélange des deux fréquences d'OL. En effet, ce mélange va générer des fréquences harmoniques et d'intermodulations qui peuvent dégrader la modulation du signal en quadrature. Un filtre passe-bande centré sur fréquence  $f_1+f_2=f_{OL}$  est placé après le mélange des OL. Afin d'atténuer ces fréquences harmoniques et d'intermodulation, la qualité de ce filtre doit être élevée. Or, plus la qualité d'un filtre est grande, plus il est difficile voire impossible de l'intégrer.

De plus, par rapport à l'architecture à conversion directe, la complexité de la structure est accrue du fait de l'utilisation de deux OL et d'un mélangeur supplémentaire.

### Emetteurs à fréquence intermédiaire

Une autre solution afin d'éviter le problème de « pulling » consiste à séparer la fréquence d'émission et de modulation en introduisant une fréquence intermédiaire.

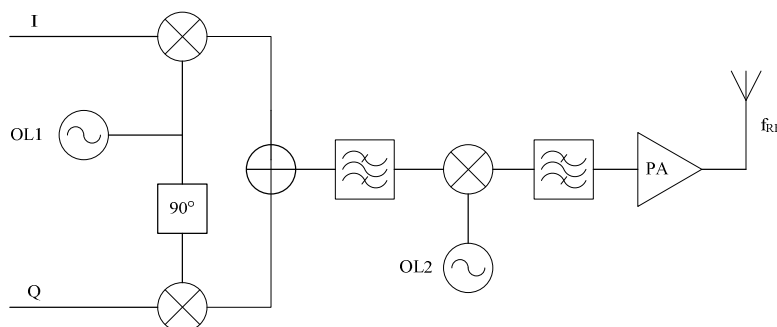


Figure A-18 : Emetteur à fréquence intermédiaire.

Dans un premier temps, comme le montre la Figure A-18, les signaux en bande de base sont modulés et transposés à une fréquence intermédiaire. Le signal obtenu est alors filtré afin d'éliminer les harmoniques puis transposé à la fréquence de la porteuse par un second mélange. Le signal de sortie est ensuite filtré pour éliminer la fréquence image créée par le mélange. Cette composante étant à la même puissance que la composante utile, le filtre utilisé doit être efficace, impliquant un fort coefficient de qualité et donc une difficulté d'intégration.

### A.2.2.3. Emetteurs à base de PLL

Une autre famille d'émetteurs est basée sur l'utilisation de boucles à verrouillage de phase (ou PLL pour *Phase Locked Loop*). Ce type d'architecture permet de relâcher les contraintes de filtrage des parasites car les VCO présentent des planchers de bruit très faible. En effet, ces émetteurs utilisent des modulateurs dont le principe est de moduler un des signaux de la PLL (référence, commande du VCO, ...). De la sorte, la modulation est introduite dans la boucle et le spectre de sortie est alors un spectre modulé avec un bon plancher de bruit. Le filtre en sortie de l'amplificateur de puissance doit donc seulement supprimer les harmoniques. Cependant, cette solution n'est utilisable que pour des modulations FSK et PSK (et 2-ASK).

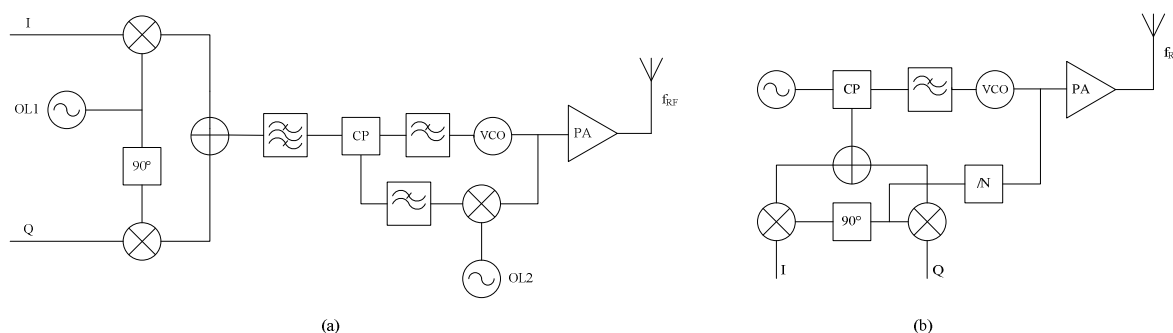
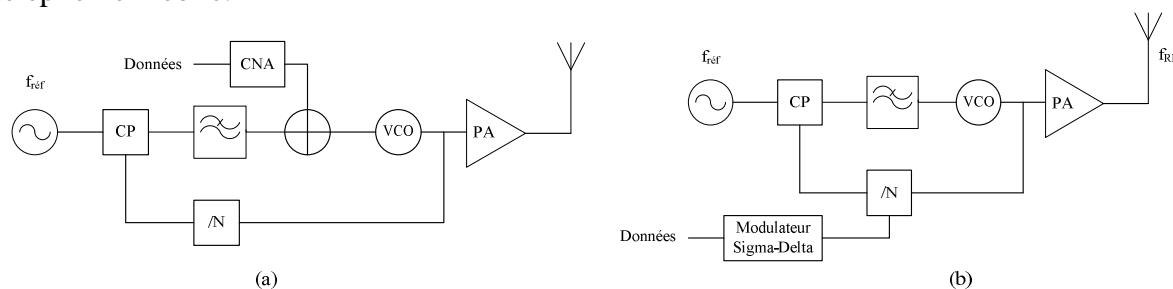


Figure A-19 : Emetteurs à base de PLL : (a) modulation de la référence, (b) modulation de la boucle de retour.

L'architecture de la Figure A-19 (a) va utiliser une structure en quadrature afin de moduler en phase la référence de la PLL. Elle nécessite l'utilisation de deux OL en plus de la structure PLL, ce qui la rend très complexe. Concernant l'architecture présentée à la Figure A-19 (b), le modulateur I/Q sert à moduler en phase le signal de retour de la PLL. La mise en place d'un filtre très sélectif après le mélangeur dans la boucle la rend difficile à mettre en

œuvre. Ces deux architectures présentent de bonnes performances et ont été utilisées dans la téléphonie mobile.



**Figure A-20 : Emetteurs à base de PLL : (a) modulation de la tension de commande du VCO, (b) modulation du rapport de division.**

Pour les modulations FSK, les architectures d'émetteur à base de PLL sont plus simples. En effet, les données peuvent venir directement moduler la fréquence de sortie du VCO (Figure A-20 (a)) ou changer le facteur de division (Figure A-20 (b)). Dans ce cas, le signal modulant peut directement être la donnée numérique à transmettre.

C'est la solution la plus attractive car elle est très simple à mettre en œuvre et elle utilise peu de composants, ce qui implique une faible consommation et un faible coût [18]. Néanmoins, cette solution nécessite de stabiliser la fréquence centrale générée par le VCO et donc de stopper périodiquement la transmission.

Dans le cas de la Figure A-20 (b), le facteur de division [19] [20] va dépendre des données à transmettre. Le convertisseur  $\Sigma$ - $\Delta$  va transformer les données à transmettre en une information permettant de contrôler le facteur de division de la PLL. Le principal avantage de ce type d'émetteur est la stabilité de la fréquence obtenue. De plus, l'utilisation d'un convertisseur  $\Sigma$ - $\Delta$  d'ordre élevé permet de rejeter les bruits parasites, ce qui permet donc de générer une fréquence avec une meilleure résolution [21]. Par contre, l'inconvénient de cette topologie est dépendant de la bande passante de la PLL qui doit être aussi grande que celle du signal pour fonctionner correctement.

## Bibliographie

- [1] **Dieuleveult, François de.** "Electronique appliquée aux hautes fréquences". *Dunod*. 2002.
- [2] **Agilent, Application Note.** *Digital Modulations in Communications Systems - An Introduction*. 1997. AN 1298.
- [3] **Kadionik, P.** *Les modulations numériques*. [<http://www.enseirb.fr/~kadionik>] s.l. : Cours en ligne de l'ENSEIRB.
- [4] **Morand, S.** *Cours de communications numériques - UFR Sciences et Techniques de Besançon*.
- [5] **Vallet, R.** "Introduction aux communications numériques". *Site ENST département Comelec*. 2001.
- [6] **Razavi, B.** "RF Microelectronics". *Prentice Hall*. 1998.
- [7] —. "Architectures and Circuits for RF CMOS Receivers". *Proceedings of the IEEE 1998 Custom Integrated Circuits Conference*. Mai 1998, pp. 393-400.
- [8] **Abidi, A.** "Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications". *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*. Décembre 1995, Vol. 30, 12, pp. 1399-1410.
- [9] —. "Low-Power Radio-Frequency IC's for Portable Communications". *Proceedings of the IEEE*. Avril 1995, Vol. 83, 4, pp. 544-569.
- [10] **Razavi, B.** "Design Considerations for Direct-Conversion Receivers". *IEEE Transactions On Circuits And Systems II: Analog and Digital Signal Processing*. Juin 1997, Vol. 44, pp. 428-435.
- [11] **Namgoong, W.** "Performance of a Direct-Conversion Receiver with AC Coupling". *IEEE Transactions On Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*. Décembre 2000, Vol. 47, 12, pp. 1556-1559.
- [12] **Razavi, B.** "A 2.4-GHz CMOS Receiver for IEEE 802.11 Wireless LAN's". *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Octobre 1999, Vol. 34, 10, pp. 1382-1385.
- [13] **Laursen, S.** "Second Order Distorsion in CMOS Direct Conversion Receivers for GSM". *Proceedings of the 25th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC 1999)*. Septembre 1999, pp. 342-345.
- [14] "Transmitter And Receiver Architectures In A Modern Radio Communications System".
- [15] **M. Steayert, J. Crols.** "Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers". *IEEE Transactions On Circuits And Systems - II: Analog and Digital Signal Processing*. Mars 1998, Vol. 45, 3, pp. 269-282.
- [16] **M. Steyaert, J. Crols.** "A Single-Chip 900 MHz CMOS Receiver Front-End with a High Performance Low-IF Topology". *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*. Décembre 1995, Vol. 30, 12, pp. 1483-1492.
- [17] **Razavi, B.** "RF Transmitter Architectures and Circuits". *Proceedings of the IEEE 1999 Custom Integrated Circuits Conference*. 1999, pp. 197-204.
- [18] **A. Carusone, D. Daly.** "A Sigma-Delta Based Open-Loop Frequency Modulator". *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2003)*. 2003, Vol. 1, pp. 929-932.
- [19] **P. Jacobs, J. Janssens, T. Geurts and J. Crols.** "A 0,35 $\mu$ m CMOS Fractional-N Transmitter for 315/433/868/915 MHz ISM Applications". *Proceedings of the 29th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*. 2003.

[20] **T. Riley, J. Kostamovaara.** "A Hybrid Fractional-N Synthesizer for Direct Modulation Applications". *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*. Avril 2003, Vol. 50, 4, pp. 176-180.

[21] **Galton, I.** "Delta-Sigma Data Conversion in Wireless Transceivers". *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techinques*. Janvier 2002, Vol. 50, 1, pp. 302-315.