PolyPublie
Polytechnique Montréal

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
UNIVERSITÉ D'INGÉNIERIE

Titre: Title:	Récepteur Sans-Fil à Basse Consommation et à Modulation Mixte FSK-ASK pour les Dispositifs Médicaux
Auteur: Author:	Mohamed Zgaren
Date:	2017
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence: Citation:	Zgaren, M. (2017). Récepteur Sans-Fil à Basse Consommation et à Modulation Mixte FSK-ASK pour les Dispositifs Médicaux [Ph.D. thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/2491/

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: PolyPublie URL:	https://publications.polymtl.ca/2491/
Directeurs de recherche: Advisors:	Mohamad Sawan
Programme: Program:	génie électrique

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal

https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

RÉCEPTEUR SANS-FIL À BASSE CONSOMMATION ET À MODULATION MIXTE FSK-ASK POUR LES DISPOSITIFS MÉDICAUX

MOHAMED ZGAREN
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIÆ DOCTOR
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
MARS 2017

© Mohamed Zgaren, 2017.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

RÉCEPTEUR SANS-FIL À BASSE CONSOMMATION ET À MODULATION MIXTE FSK-ASK POUR LES DISPOSITIFS MÉDICAUX

présentée par : ZGAREN Mohamed
en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiæ Doctor
a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M. SAVARIA Yvon, Ph. D., président
M. SAWAN Mohamad, Ph. D., membre et directeur de recherche
M. ZHU Guchuan, Ph. D., membre
M. KOUKI Ammar, Ph. D., membre externe

DÉDICACE

À l'âme de mon cher frère Ibrahim
À ma très chère mère, mon très cher père.
À la prunelle de mes yeux qui est ma femme
À mes grands-parents, mes oncles et mes cousins
À mes professeurs et mes enseignants
À tous mes amis,

REMERCIEMENTS

C'est avec une profonde gratitude que je remercie mon Directeur de recherche, Mr. Mohamad Sawan Professeur et Directeur du Laboratoire de neurotechnologies Polystim. Je tiens à lui exprimer ma gratitude pour sa grande disponibilité, pour les soutiens financiers et scientifiques dont j'ai bénéficié auprès de lui. Qu'il soit vivement remercié pour l'encadrement qu'il m'a offert tout au long de mon doctorat.

Je remercie aussi mes collègues au laboratoire de recherche Polystim. Nos discussions et réunions m'ont permis d'enrichir ma réflexion, tout en ayant une dimension sociale à nos activités dans le laboratoire. Je leur souhaite une bonne continuation et les meilleurs succès dans leurs carrières.

Je remercie finalement les membres du jury : M. Yvon Savaria, M. Guchuan Zhu et M. Ammar Kouki, qui ont eu l'amabilité d'examiner cette thèse.

RÉSUMÉ

Les émetteurs-récepteurs radiofréquences (RF) offrent le lien de communications le plus commun afin de mettre au point des dispositifs médicaux implantables dédiés aux interfaces homme-machines. La surveillance en continu des paramètres biologiques des patients nécessite un module de communication sans-fil capable de garantir un échange de données rapide, en temps réel, à faible puissance tout en étant implémenté dans un espace physique réduit. La consommation de puissance des dispositifs implantables joue un rôle important dans les durées de vie des batteries qui nécessitent une chirurgie pour leur remplacement, à moins qu'une technique de transfert de puissance sans-fil soit utilisée pour recharger la batterie ou alimenter l'implant a travers les tissus humains.

Dans ce projet, nous avons conçu, implémenté et testé un récepteur RF à faible puissance et haut-débit de données opérant entre 902 et 928 MHz qui est la bande industrielle-scientifique-médicale (Industrial, Scientific and Medical) d'Amérique du Nord. Ce récepteur fait partie d'un système de communication bidirectionnel dédié à l'interface sans-fil des dispositifs électroniques implantables et bénéficie d'une nouvelle technique de conversion de modulation par déplacement de fréquence (FSK) en Modulation par déplacement d'amplitude (ASK). Toutes les phases de conception et d'implémentation de la topologie adoptée pour les récepteurs RF sont survolées et discutées dans cette thèse. Les différents étages de circuits sont conçus selon une étude analytique fondée de la modulation FSK et ASK utilisées, ce qui permettra une amélioration des performances notamment le débit de transmission des données et la consommation de puissance. Tous les circuits sont réalisés de façon à ce que la consommation totale et la surface de silicium à réserver soient le minimum possible. Un oscillateur avec verrouillage par injection (Injection-Looked Oscillator - ILO) de faible puissance est réalisé pour assurer la conversion des signaux ASK en FSK. Une combinaison des avantages des deux architectures de modulation d'amplitude et de fréquence, pour les circuits d'émetteur-récepteur sans fil, a été réalisé avec le système proposé.

Un module incluant un récepteur de réveil (Wake up) est ajouté afin d'optimiser la consommation totale du circuit en mettant tous les blocs à l'arrêt. Nous avons réalisé un récepteur de réveil RF compact et à faible coût, permettant de très faible niveaux de consommation d'énergie, une bonne sensibilité et une meilleure tolérance aux interférences. Le design est basé sur une topologie homodyne à détection d'enveloppe permettant une transposition directe du signal RF modulé en amplitude en un signal en bande de base. Cette architecture nécessite une architecture peu encombrante à intégrer qui élimine le problème des fréquences image pour la même topologie avec une modulation de fréquence.

Le travail inclut la phase intégration au complet d'un système de communication sans fil dédié aux implants regroupant un émetteur à modulation de fréquence, un récepteur à modulation de fréquence avec une architecture à modulation d'amplitude et un synthétiseur de fréquence pour générer la fréquence porteuse RF. Les designs des récepteurs RF proposés sont implémentés en utilisant une technologie CMOS de 130 nm alimentée par une tension 1.2 V. Les résultats de simulation et de mesure sont discutés et comparés avec ceux des récepteurs modernes démontrant ainsi la contribution de ce travail dans ce domaine de recherche très populaire. Le facteur-de-mérite (Figure of merit - FOM) a été amélioré, impliquant essentiellement l'augmentation du débit de données et la réduction de la consommation d'énergie du circuit.

ABSTRACT

ISM band transceiver using a wake-up bloc for wireless body area networks (WBANs) wearable and implantable medical devices is proposed. The system achieves exceptionally low-power consumption and allows a high-data rate by combining the advantages of Frequency-Shift-Keying (FSK) and Amplitude-Shift- Keying (ASK) modulation techniques. The transceiver employs FSK modulation at a data rate of 8 Mbit/s to establish RF link among the medical device and a control unit.

Transmitter (Tx) includes a new efficient FSK modulation scheme which offer up to 20 Mb/s of data-rate and dissipates around 0.084 nJ/b. The design of the proposed oscillator achieves variable frequency from 300 kHz to 8 MHz by adjusting the transistors geometry, the on-chip control signal and the tuning capacitors. In the transmitter path, the high-quality LOs In- and Quadrature-phase (I and Q) outputs are produced using a very low-power fully integrated integer-N frequency synthesizer.

The architecture of the receiver is inspired from the super-regenerative receiver (SRR) topology which can be used to design a transceiver that is suitable for ASK modulation. In fact, this architecture is based mainly on envelope detection scheme which remove the need to process the carrier phase to reduce the complexity of integrated design. It has been shown too, that the envelope detection scheme is more robust to phase noise than the coherent scheme. The integrated receiver uses on a new FSK-to-ASK conversion technique. The conversion feature that we adopt in the main receiver design is based on the fact that the incident frequency of converter could be differentiated by the amplitude of output signal, which conducts to the frequency-to-amplitude conversion. Thanks to the injection locking oscillator (ILO). the new design of converter is located between the LNA as first part and the envelope detector as second part to benefit from the injection-locking isolation.

On-Off-keying (OOK) fully passive wake-up circuit (WuRx) with energy harvesting from Radio Frequency (RF) link is used to optimize the power dissipation of the RF transceiver in order to meet the low power requirement. The WuRx operates at the ISM 902–928 MHz. A high efficiency differential rectifier behaves as voltage multiplier. It generates the envelope of the input signal and provides the supply voltage for the rest of blocks including a low-power comparator and reference generators.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iii

REMERCIEMENTS iv

RÉSUMÉ v

ABSTRACT vii

TABLE DES MATIÈRES viii

LISTE DES TABLEAUX xi

LISTE DES FIGURES xii

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS xv

CHAPITRE 1 INTRODUCTION 1
1.1 Communication sans fil dédiée aux implants 2
1.2 Architecture d'un réseau corporel 2
1.2.1 Émetteurs/récepteurs dédiés aux implants 5
1.2.2 La télémétrie infrarouge 5
1.2.3 La télémétrie par Ultrasons 6
1.2.4 La télémétrie par lien inductif 6
1.2.5 La télémétrie par lien RF 8
1.2.6 Bande de Fréquences 8
1.3 Architecture des émetteurs-récepteurs RF 9
1.3.1 Métriques des récepteurs RF 10
1.3.2 Topologie hétérodyne 11
1.3.3 Topologie homodyne ou Zero-IF 12
1.3.4 Topologie super-régénérative 12
1.3.5 Topologie à sous-échantillonnage 13
1.3.6 Topologie à fréquence intermédiaire incertaine 14
1.3.7 Critères de qualification d'un émetteur-récepteur 15
1.4 Procédés CMOS nanométriques 18
1.5 Éléments de la problématique 19

1.6 Objectifs de recherche 21
1.7 Plan de la thèse 22

CHAPITRE 2 PRINCIPAUX TRAVAUX RÉCENTS DANS LE DOMAINE 24
2.1 Émetteur-récepteur RF à modulation par déplacement de fréquence 25
2.2 Émetteur-récepteur RF à modulation par déplacement d'amplitude 27
2.3 Émetteur-récepteur RF à modulation par déplacement de phase 28
2.4 Récepteurs de réveil très faible consommation 29
2.5 Synthèse du chapitre 30

CHAPITRE 3 DÉMARCHE DE L'ENSEMBLE DU TRAVAIL DE RECHERCHE ET ORGANISATION GÉNÉRALE DU DOCUMENT INDIQUANT LA COHÉRENCE DES ARTICLES PAR RAPPORT AUX OBJECTIFS DE LA RECHERCHE . . . 32

CHAPITRE 4 ARTICLE 1 : WIDE-RANGE DUAL-INJECTION LOCKING OSCILLATOR FOR LOW-POWER TRANSCEIVERS' IMPLEMENTATION 34
4.1 Aperçu 34
4.2 Abstract 34
4.3 Introduction 35
4.4 Dual-injection Locking technique 36
4.4.1 Proposed ILO Overview 37
4.4.2 Injection Locking Prediction 38
4.4.3 Proposed LC Oscillator based on Dual-Injection Technique 39
4.4.4 Proposed Ring Oscillator With Dual-Injection Scheme 41
4.5 Implementation Results 42
4.6 Conclusion 46

CHAPITRE 5 ARTICLE 2 : A LOW-POWER DUAL-INJECTION-LOCKED RF RECEIVER WITH FSK-TO-OOK CONVERSION FOR BIOMEDICAL IMPLANTS 48
5.1 Aperçu 48
5.2 Abstract 48
5.3 Introduction 49
5.4 System Overview 52
5.4.1 Receiver Design Requirements 52
5.4.2 Receiver Architecture 53
5.5 Injection Locking Based Receiver 55
5.5.1 Envelope Detection 55

5.5.2 Injection Locking Oscillator 55
5.5.3 Frequency to Amplitude Conversion 56
5.6 Receiver Implementation 59
5.6.1 902-928 MHz FSK Main Receiver 59
5.6.2 OOK passive Wake Up Receiver 65
5.7 Experimental Results 66
5.8 Conclusion 73

CHAPITRE 6 ARTICLE 3 : ISM BAND 902-928 MHZ TRANSCEIVER WITH FULLY PASSIVE WAKE-UP RECEIVER FOR BIOMEDICAL IMPLANTS 75
6.1 Aperçu 75
6.2 Abstract 75
6.3 Introduction 76
6.4 General Design Consideration 78
6.5 Transceiver Architecture 80
6.5.1 Modulation Technique 80
6.5.2 General Design Architecture 81
6.5.3 Transmitter Architecture 82
6.5.4 Frequency Synthesizer 84
6.5.5 Receiver Architecture 85
6.5.6 OOK wake-up receiver 91
6.6 Implementation results 92
6.7 Conclusion 94

CHAPITRE 7 DISCUSSION GÉNÉRALE 96

CHAPITRE 8 CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS 99
8.1 Synthèse des travaux 99
8.2 Améliorations futures 101
8.3 Liste d'articles publiés dans le cadre de thèse 101
8.4 Liste de contributions 102

LISTE DES RÉFÉRENCES 104

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1	Bandes de fréquence internationales autorisées par le FCC	9
Tableau 1.2	Performances des implants	20
Tableau 4.1	Performance Summary and Comparison	46
Tableau 5.1	Power Breakdown of RF main Receiver	69
Tableau 5.2	WuRx Performance Summary and Comparaison	69
Tableau 5.3	RX Performance Summary and Comparison	72
Tableau 6.1	Power Breakdown of a Typical Sensor-based Device	77
Tableau 6.2	Performance Summary and Comparison	94

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Dispositifs implantables : (a) Implant cochléaire, (b) Stimulateur cardiaque, (c) Système intracortical, (d) Coeur artificiel, (e) Implant rétinien [1]	3
Figure 1.2	Réseau sans fil basé sur des implants	4
Figure 1.3	Architecture complète d'un BAN [2]	4
Figure 1.4	Principe de transmission par lien infrarouge	6
Figure 1.5	Principe de transmission par lien ultrason	7
Figure 1.6	Principe de transmission par lien inductif [3]	7
Figure 1.7	Environnement d'un récepteur RF	10
Figure 1.8	Architecture d'un émetteur-récepteur hétérodyne	11
Figure 1.9	Architecture d'un émetteur-récepteur homodyne ou Zero-IF	12
Figure 1.10	Architecture d'un émetteur-récepteur super-régénératif	13
Figure 1.11	Architecture d'un récepteur à sous-échantillonnage	14
Figure 1.12	Architecture super régénérative	14
Figure 1.13	Évolution du taux de croissance par rapport à la taille du marché [4].	18
Figure 1.14	Consommation moyenne de Puissance vs Débit	20
Figure 2.1	Spectre d'un oscillateur idéal et réel	26
Figure 2.2	Représentation d'un signal modulé en PSK	28
Figure 2.3	Architecture Tuned-RF	30
Figure 4.1	ILO : (a) with shunt, (b) direct injection	37
Figure 4.2	Circuit schematic of the conventional ILO.	40
Figure 4.3	ILO technique : (a) Voltage injection, (b) Current injection	40
Figure 4.4	Circuit schematic of the proposed dual-injection ILO.	42
Figure 4.5	Ring oscillator : (a) Simple tail injection, (b) Buffer with tail injection	42
Figure 4.6	RO-ILO behavior model.	43
Figure 4.7	Four-stage differential RO-ILO based on dual-injection buffers.	43
Figure 4.8	Chip microphotograph	43
Figure 4.9	Locking bandwidth of dual LC-ILO.	44
Figure 4.10	LC-ILO Signal sensitivity with supply voltage changing from 0.8 to 1.0 V.	44
Figure 4.11	RO-ILO Phase noise performance.	45
Figure 5.1	Wireless Body Area Network	50

Figure 5.2	Trends in Recent Energy-efficient Transceivers : (a) Power consumption and data rate of receiver, (b) Efficiency and data rate of transmitter .	51
Figure 5.3	Architecture of Proposed 902-928 MHz ISM Band RF Receiver	52
Figure 5.4	Conventional Envelope Detection Architecture	54
Figure 5.5	Phase Noise Characteristics	54
Figure 5.6	LC Tank Oscillator with Injection Locking	57
Figure 5.7	Frequency-to-Amplitude Conversion of ILO	57
Figure 5.8	The Proposed Current Reused Complementary CCC CG-LNA	61
Figure 5.9	Gm-boosting CG-LNA (a) Basic CG-LNA stage with gm-boosting feedback amplifier, (b) Capacitor cross coupling in a differential CG-LNA	62
Figure 5.10	Proposed Designs : (a) FAC Circuit, (b) Fully Differential Common Gate ED	63
Figure 5.11	Gm-C second-order bandpass filter implementation	64
Figure 5.12	The Proposed Differential Rectifier Design	67
Figure 5.13	Chip microphotograph	67
Figure 5.14	S11 and gain Curves of the Current Reused Complementary CCC CG-LNA	68
Figure 5.15	NF of the Current Reused Complementary CCC CG-LNA	68
Figure 5.16	Output Voltage of the Proposed FAC	70
Figure 5.17	Locking Range of the RF Main Receiver	70
Figure 5.18	Signal-to-interfere ratio (SIR) performance	71
Figure 5.19	Envelope Detector Output SNR	71
Figure 5.20	Rectifier output voltage measurement.	72
Figure 5.21	WuRx Performances	73
Figure 5.22	Rx Performances	73
Figure 6.1	Wireless telemetry system for biomedical applications	77
Figure 6.2	Path loss vs. Distance scatter plot [5]	79
Figure 6.3	Power budget survey of an implantable wireless device	80
Figure 6.4	Effective radiated power vs. depth of polarization combinations [6] . .	81
Figure 6.5	Proposed Transceiver Building Blocks	83
Figure 6.6	Rx building blocks	83
Figure 6.7	Proposed Transmitter Architecture	84
Figure 6.8	PPF quadrature signals with $f_s = 500kHz$	84
Figure 6.9	Integer-N frequency synthesizer building blocks with I/Q paths	85
Figure 6.10	WuRx building blocks	85
Figure 6.11	Voltage and current injection	87

Figure 6.12 Transceiver Chip Microphotograph 87
Figure 6.13 Synthesizer Chip Microphotograph [7] 88
Figure 6.14 The proposed Printed Circuit Board (PCB) 88
Figure 6.15 Tx Simulated over Measured Current Consumption 89
Figure 6.16 Tx Outputs for 8, 10 and 20 Mb/s data rates 90
Figure 6.17 Tx Outputs FSK signals when data='1' or '0' when Δ f=0.5 MHz . . 91
Figure 6.18 Frequency Synthesizer Phase Noise Performances [7] 91
Figure 6.19 S11 and gain curves of the proposed Rx 92
Figure 6.20 Frequency to amplitude converter (FAC) output voltage as a function of frequency 92
Figure 6.21 Rx phase noise as a function of the frequency offset 93
Figure A.1 Topologies de circuit d'adaptation d'impédance. 111
Figure A.2 Schéma d'une source RF connectée à une charge. 112
Figure A.3 Schéma d'un circuit d'adaptation LC. 112

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADC	Analog to Digital Converter
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
ASK	Amplitude Shift Keying
BAN	Body Area Network
BFSK	Binary Frequency-Shift-Keying
BPF	Band-Pass Filter
BSN	Body Sensor Network
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
DCO	Digitally-Controlled Oscillator
DC	Courant continu
EEG	Electroencephalography
ESD	Electrostatic Discharge
FOM	Figure-Of-Merit
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSK	Frequency Shift-Keying
GFSK	Gaussian Frequency-Shift-Keying
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IC	Integrated Circuit
IF	Intermediate Frequency
ILFD	Injection-Locked Frequency Divider
ILO	Injection-Locked Oscillator
I/Q	Composantes en phase et en quadrature
ISM	Industrial-Scientific-Medical
LC	Inductor-Capacitor
LO	Local Oscillator
MEMS	Microelectromechanical Systems
MI	Modulation Index
MICS	Medical Implant Comunication Service
OOK	On-Off-Keying
PA	Power Amplifier
PCB	Printed Circuit Board
PLL	Phase-Locked Loop
PSK	Phase Shift-Keying

QVCO	Quadrature Voltage-Controlled Oscillator
RF	Radio Frequency
RFIC	Circuit Intégré Radiofréquence
RFID	Radio Frequency Identification
RMS	Root Mean Square
Rx	Receiver
SNR	Signal-To-Noise Ratio
SoC	System On Chip
TRX	Transceiver
Tx	Transmitter
UHF	Ultra-High Frequency
VCO	Oscillateur Controllé par Voltage
WBAN	Wireless Body Area Network
WSN	Wireless Sensor Network

LISTE DES ANNEXES

Annexe A ADAPTATION DES IMPÉDANCES 111

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

La communication à distance des données a toujours suscité un intérêt particulier de l'humain. Autre fois, des courriers traversaient à pied la distance entre l'émetteur et le récepteur du message. A cette époque, les messages ne se déplaçaient pas à une grande vitesse et on ne connaissait pas même le parcours de l'information. Plus tard, l'homme a inventé des communications optiques. Au début, des moyens primitifs tels que la fumée ou le feu ont été utilisés pour signaler un danger, mais plus tard le télégraphe Chappe réalisait en 1800 une transmission des messages en se basent sur des signaux optiques avec des sémaphores. En 1832, Samuel Morse invente le télégraphe. Il s'agit du premier système de communication avec des signaux électriques se propageant sur une ligne. On émet sur la ligne une suite d'impulsions courtes ou longues pour générer des symboles sous la forme des lettres de l'alphabet. Cette invention était très importante, mais il fallait un support physique tel qu'une ligne électrique pour faire le lien entre l'émetteur et le récepteur. En 1873, James Maxwell annonce, en Angleterre, sa fameuse découverte concernant les lois fondamentales de la physique : une loi qui décrit les variations des ondes électromagnétiques qui se propagent dans l'espace. Par la suite, en 1887, Heinrich Hertz en Allemagne, traitait avec profondeur les équations de Maxwell. À des fréquences élevées, de l'ordre de quelques centaines de mégahertz, il réussit à avoir d'abord des ondes électriques dans des fils métalliques, par la suite il en déduit que la vitesse de propagation des particules électromagnétiques dans l'air n'est pas infinie, et enfin il prouve l'existence d'ondes électromagnétiques dans l'air. Hertz a construit les premières antennes émettrice et réceptrice d'ondes électromagnétiques. Ensuite, au début du 19ème siècle, en Italie, Guglielmo Marconi a réussi à transmettre des communications de radiotéléphonies sur ondes ultracourtes. Ceci correspond à la naissance des communications sans fil. Depuis, les technologies de communication sans fils, ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche et sont en permanente évolution. Les ondes radioélectriques traversent tous les obstacles entre autre les murs et autres, permettant ainsi un champ d'application plus important que d'autres, telles que les ondes infrarouges.

Quant aux dispositifs médicaux à communication sans fils, ils connaissent une vaste évolution ainsi qu'un progrès rapide appliqué au traitement de plusieurs maladies, dont les troubles cardiaques, l'épilepsie et la surdité. Le nombre de patients se servant de ces dispositifs ne cesse de accroître, d'où l'importante attente concernant les technologies sans fil capables de garantir un contrôle continu, rapide et efficace chez un patient. Les nouveautés dans le domaine des circuits et systèmes sans fil à ultra basse consommation encouragent les chercheurs de plus en plus à la réalisation d'équipements médicaux inédits, tels que les capsules endo-

scopiques à avaler, les implants cardiaques, les implants cochléaires, etc [8].
D'autre part, l'opportunité d'utiliser la technologie CMOS pour réaliser des systèmes sur puces (SoC) regroupant des circuits RF, des blocs pour le traitement de signal, et même certains types de capteurs sur une même surface de silicium motive depuis quelques temps les chercheurs à introduire divers réseaux de capteurs pour des applications biomédicales. D'ailleurs, des progrès prodigieux ont été réalisés dans l'intégration combinée de la technologie CMOS et des MEMS (Microelectromechanical Systems) pour le design de biocapteurs intégrés tel que les capteurs optiques, thermiques, électrochimiques et capacitifs. [9].

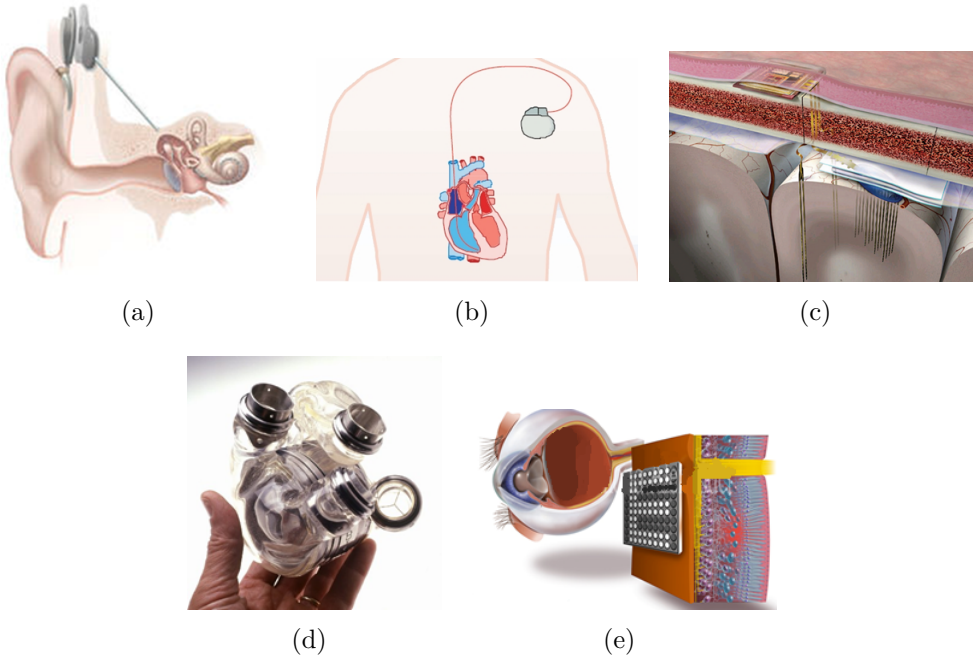
1.1 Communication sans fil dédiée aux implants

De nos jours, diverses technologies de transmission sans fil sont introduites pour de multiples usages ayant chacune leurs performances particulières, à savoir : la consommation, la portée, le débit, etc. Ces technologies sont nées pour répondre à des besoins spécifiés. Elles présentent des avantages et des inconvénients qui dépendent de leurs domaines d'application telles que la portée, la dissipation totale, le débit des données, la fiabilité du lien, etc. D'autre part, le déploiement des réseaux filaires entre le dispositif implantable et la station de contrôle externe favorisent considérablement les dangers d'infection, en plus d'être inconfortable pour les patients. D'où la nécessité des liens sans fil pour faciliter la transmission ainsi que l'échange des données. Cependant, mesurer des paramètres biologiques avec des modules sophistiqués (figure 1.1) et les communiquer via un support sans fil (figure 1.2) fait apparaître plusieurs défis en termes de faisabilité et de consommation d'énergie. D'autre part, le progrès que les systèmes de communication sans fil ont connu reste en grande partie lié à l'évolution dans le domaine de l'électronique et plus précisément aux avancées de la microélectronique : la découverte du transistor a permis une réduction importante au niveau de la surface requise par les circuits implémentés ainsi que la dissipation de l'énergie par ces derniers.

1.2 Architecture d'un réseau corporel

D'une façon générale, un noeud d'un réseau de capteurs biomédicaux est typiquement constitué des éléments suivants :

- Un ou plusieurs capteurs (température, pression, ECG, etc.) ;
- Un circuit de communication permettant de recevoir et de transmettre des données biologiques du patient ;
- Un bloc du traitement numérique, mettant en lien les mesures effectuées et la communication via un circuit embarqué ;



(a) (b) (c)

(d) (e)

Figure 1.1 Dispositifs implantables : (a) Implant cochléaire, (b) Stimulateur cardiaque, (c) Système intracortical, (d) Coeur artificiel, (e) Implant rétinien [1]

— Une source d'alimentation en énergie, dans la majorité des cas sous la forme d'une batterie, bien qu'on puisse voir émerger des systèmes de récupération d'énergie (solaire, cognitive, etc.) visant à minimiser, voire éliminer la dépendance à la batterie.

Ce type de réseaux a permis de concevoir des dispositifs raisonnablement légers, autonomes et occupant peu d'espace pour ne pas nuire au confort du patient et l'aider à mener ses activités avec une garantie d'un suivi fiable de différentes données physiologiques. Plusieurs avantages humains et économiques sont en effet réalisés par le fait d'assurer un suivi de l'état de santé d'un patient à distance d'une manière fiable, en minimisant les besoins d'hospitalisation et en offrant une excellente autonomie aux personnes. La prévention de plusieurs risques est devenue possible tels que les risques d'accident vasculaire, l'état du diabète et de l'hypertension artérielle [10].
La topologie générale d'un réseau individuel (Body Area Network) peut se diviser en trois catégories comme le montre la figure 1.3, à savoir intra-BAN, inter-BAN et extra-BAN.

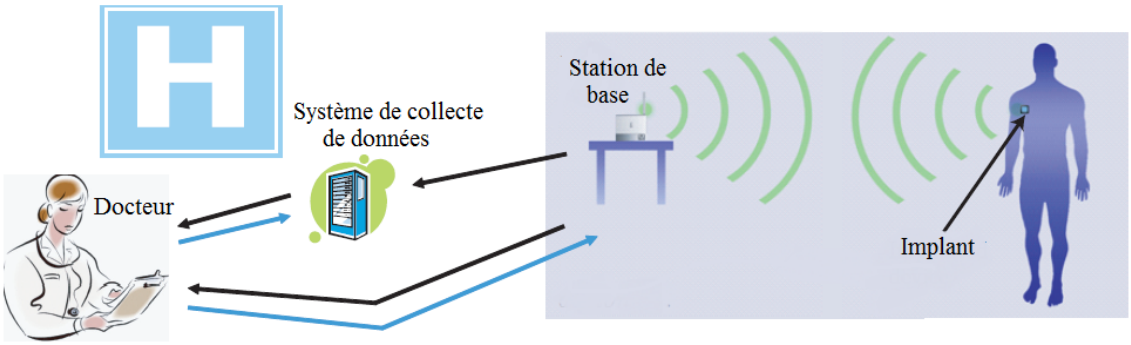


Figure 1.2 Réseau sans fil basé sur des implants

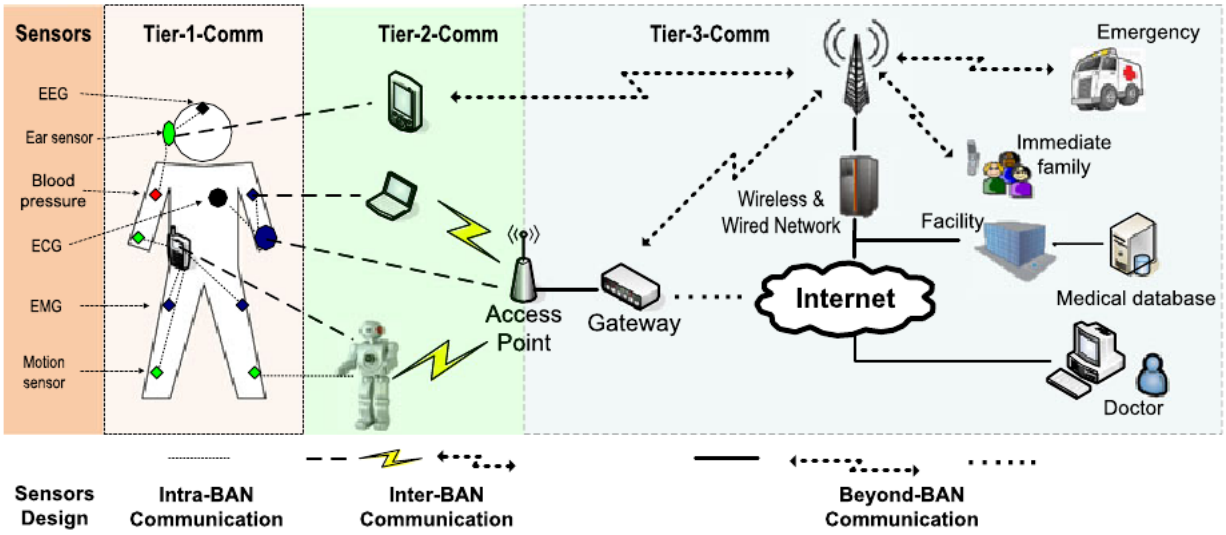


Figure 1.3 Architecture complète d'un BAN [2]

la topologie intra-BAN a pour but de collecter l'ensemble des données mesurées par les capteurs utilisés sur le corps humain vers un noeud de coordination intégré déjà sur le corps humain, appelé coordinateur. Souvent, cette configuration de réseau intra-BAN utilise une architecture en étoile, les connexions entre les capteurs sont appelées *on-body*.

La topologie inter-BAN permet la communication entre le coordinateur et les points d'accès installés à proximité du coordinateur, cette connexion est appelée *off-body*. Elle permet aussi un lien possible entre le coordinateur et ceux intégrés dans d'autres BAN individuels, la connexion est appelée dans ce cas body-to-body. Des normes existantes permettent d'exploiter ce genre de connexion afin d'optimiser le lien, e.g ; le Wifi et le Bluetooth.

Enfin, la topologie extra-BAN permet un lien pour l'envoie des données collectées vers un noeud distant, via Internet, ou des réseaux dédiés, selon l'application.

1.2.1 Émetteurs/récepteurs dédiés aux implants

D'une façon générale, un système de communication sans fil est composé d'une antenne, un émetteur et un récepteur. L'antenne permet un lien entre l'espace libre et la partie électronique du système de communication. L'antenne peut être considérée comme un bloc permettant l'adaptation d'impédance entre l'espace libre et l'entrée du récepteur. Parmi les propriétés qui caractérisent une antenne, on cite ; la bande passante, le gain, la directivité, l'angle des faisceaux, la polarisation et la température équivalente de bruit. Quant à l'émetteur, il comporte d'une manière générale trois éléments : un amplificateur de puissance, un pré-amplificateur et un bloc de conversion de fréquence. Le récepteur permet de capter, sélectionner et décoder le signal d'entrée. Il permet de quantifier le signal utile et élimine la composante du bruit ajouté tout au long du canal de propagation. En général, c'est la partie la plus sensible et complexe dans un système de communication sans fil. De nos jours, il existe plusieurs topologies pour les émetteurs-récepteurs sans fil telles que les architectures hétérodynes, homodynes, polaires et à fréquence intermédiaire (Intermediate frequency -IF).

1.2.2 La télémétrie infrarouge

La télémétrie infrarouge (IR) est présente dans plusieurs applications médicales. Les rayons IR réalisent un lien de communication sans fil pour la transmission de différents paramètres physiologiques d'un sujet fixe ou mobile tel qu'un patient qui réside en soin intensif, un nouveau né dans un incubateur ainsi que les animaux au sein des laboratoires scientifiques. Dans une configuration typique, l'objet en question est équipé d'un émetteur alimenté par une batterie et une ou plusieurs diodes infrarouges qui transmettent les informations à collecter à un récepteur distant équipé d'un photo-détecteur comme le montre la figure 1.4 [11]. La radiation des données IR peut se réaliser avec deux manières différentes : un faisceau étroit appelé aussi radiation directe et la radiation IR diffuse. La radiation diffuse est considérée comme omnidirectionnelle et ainsi elle tolère une large mobilité de l'objet dans la pièce. La couverture est établie avec des réflexions multiples aussi avec un rapport signal sur bruit qui doit être respecté à chaque endroit dans la pièce. La diode émettrice de lumière (Light Emitting Diode - LED) nécessite une consommation importante d'énergie dans ce genre de topologie. La modulation utilisée est celle de fréquence ou par impulsion vue qu'elles sont mieux adaptées pour la transmission IR. Selon la portée et le milieu de mesure où les rayons IR se propagent, la lumière subit des déformations et des réfractions qui faussent les données reçus. La fréquence par contre est toujours stable sauf dans le cas d'un objet en mouvement selon l'effet Doppler [12]. La modulation par impulsion nécessite moins d'énergie puisqu'elle minimise l'activation des LED. La portée de transmission a une importance sur la qualité

de la transmission : à courte portée le signal est saturé et à grande portée le bruit est plus grand que le niveau du signal utile.

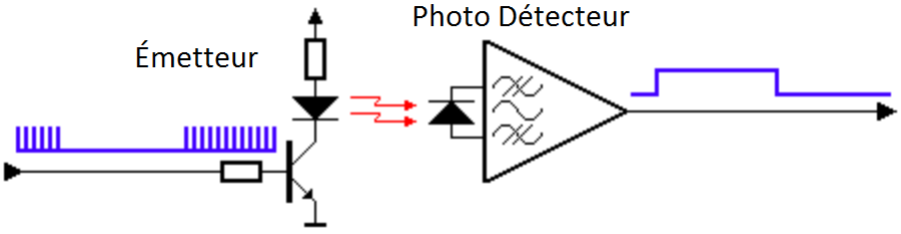


Figure 1.4 Principe de transmission par lien infrarouge

1.2.3 La télémétrie par Ultrasons

La télémétrie par ultrasons, comme le montre la figure 1.5, est généralement recommandée pour établir un lien de communication sans fil dans un milieu marin conducteur avec des portées importantes en raison de l'affaiblissement négligeable des ultrasons dans l'eau. Cette technique est utilisée en grande partie pour assurer des études sur le comportement, l'écologie et le contrôle de paramètres physiologiques d'animaux. La bande des fréquences utilisées est située entre 20 kHz et 300 kHz, au dessus des fréquences d'audition des animaux [13]. En raison des réflexions multiples qui causent à certains endroits de propagation une annulation du signal, la modulation de fréquence, d'amplitude ou de phase ne sont pas utilisées pour ce genre de télémétrie. La technique de modulation par impulsion, basée sur les intervalles de temps entre les pulses de même fréquence, est utilisée. Elle permet les meilleures performances pour la communication des données. Tout dépendant de l'application, la technique de codage utilisée peut être continue ou codée. Cependant, les erreurs peuvent être détectées et rectifiées avec un algorithme de détection. Certains émetteurs à ultrasons développés sont identifiés avec un code pour distinguer les individus [14]. Ces télémètres sont souvent codés en fonction de la période entre chaque impulsion. La logique inversée, avec un délai des temps morts, est utilisée pour les contraintes de puissance. Les récepteurs sont souvent conçus pour ignorer les dernières impulsions après un temps mort déterminé à l'avance.

1.2.4 La télémétrie par lien inductif

Généralement, la transmission par lien inductif assure le transfert de puissance en même temps que les données comme le montre la figure 1.6. la technique est basée sur un courant alternatif injecté à travers une bobine externe qui induit un champ magnétique alternatif. Ce

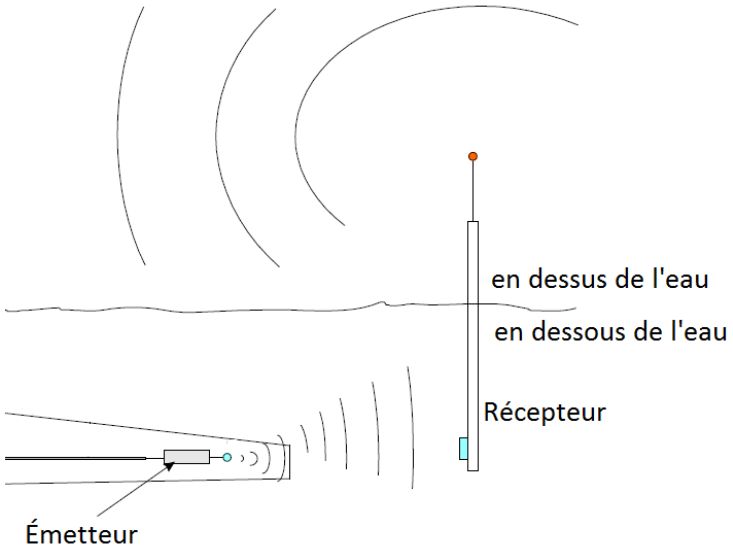


Figure 1.5 Principe de transmission par lien ultrason

champ magnétique est capté par une bobine de réception, produisant une force électromotrice dans celle-ci. Ainsi, les données et la puissance sont transférées au récepteur (à l'implant). La porteuse est souvent modulée en fréquence pour le lien de la bobine externe à l'implant, lien descendant, et en amplitude par modulation de la charge pour le lien dans le sens inverse, lien montant. Le débit assuré est limité à cause du faible facteur de qualité des bobines pour maintenir une bonne efficacité de transfert de l'énergie. Un autre souci est le niveau du couplage qui diminue rapidement avec la distance, ce qui génère des phénomènes d'évanouissement. La portée de communication, qui dépend de la géométrie des bobines et du courant injecté dans la bobine primaire, reste toujours faible. il s'agit d'une dizaine de centimètres au maximum.

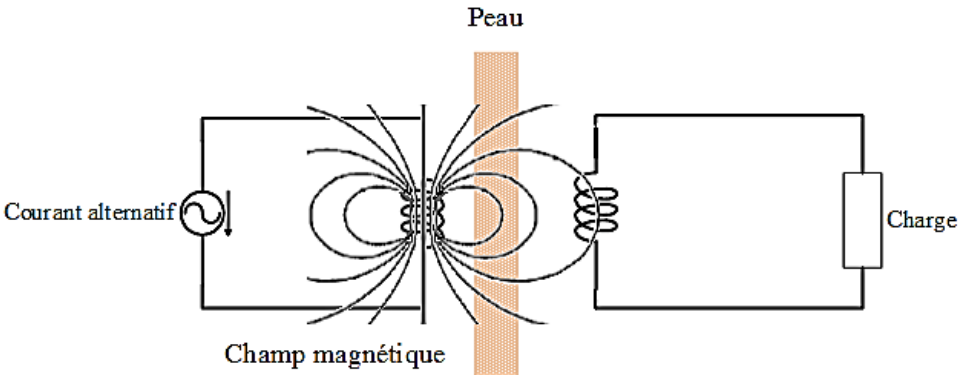


Figure 1.6 Principe de transmission par lien inductif [3]

1.2.5 La télémétrie par lien RF

Pour la communication dans l'air et les milieux faiblement conducteurs, la télémétrie RF est fortement présente dans les applications biomédicales. Les données sont communiquées à l'aide des ondes électromagnétiques autour d'une fréquence porteuse. Le choix de la porteuse influence plusieurs paramètres de conception dont la surface de silicium occupée par le design, les pertes causées par l'atténuation de l'onde dans le milieu et aussi les propriétés de propagation. Pour la biotélémétrie, la puissance absorbée dans les tissus sous forme d'agitation moléculaire est un élément très important à prendre en considération. On distingue trois classes de fréquence :

- Les basses fréquences (Low Frequency - LF) situées entre 100 kHz et 20 MHz ; l'absorption des tissus augmente avec la fréquence.
- Les hautes fréquences (High Frequency - HF) et très hautes fréquences (Very High Frequency - VHF) entre 20 MHz et 300 MHz ; l'absorption relativement importante se manifeste dans tout le corps et essentiellement dans certains endroits du corps tel que la tête.
- Les fréquences ultra-hautes et micro-ondes (Ultra High Frequency - UHF), entre 300 MHz et plusieurs GHz ; l'absorption qui est considérée comme locale est non-uniforme et substantielle. Au-delà de 10 GHz, l'absorption d'énergie se produit en grande partie dans la surface du corps.

1.2.6 Bande de Fréquences

La transmission des données par lien inductif est fortement présente au sein des dispositifs médicaux. Afin de surmonter les limites posées par cette technique de transmission en terme de portée, les concepteurs de dispositifs médicaux optent de plus en plus pour les liens RF avec la possibilité d'intégrer des antennes plus compactes. Les bandes de fréquences UHF MICS (Medical Implant Communication Service-MICS) de 402-405 MHz, et les bandes ISM de 902-928 MHz et 2.4 GHz sont souvent utilisées. Les normes structurent avec précision les bandes de fréquence disponibles et les niveaux de puissance autorisés. Le Tableau 1.1 survole les spécifications des différentes bandes de fréquence avec les niveaux de puissance autorisés tels que définis par la norme FCC [15]. Les bandes ISM sont à utilisation libre et n'exigent pas d'autorisations spéciales pour la transmission des données de niveaux inférieures à 100 mW autour des fréquences supérieures à 2.45 GHz.

Les systèmes de communication à base de liens RF comportent deux parties ; une station de base à l'extérieur du corps du patient ainsi que le dispositif médical comme le montre la figure 1.2. Le point extérieur a pour rôle de contrôler les communications et ainsi que de permettre

Tableau 1.1 Bandes de fréquence internationales autorisées par le FCC

Bandes	<135 kHz	13.56 MHz	433.92 MHz	915 MHz	2.45 GHz
Limite d'exposition (mW/cm2)	-	1	1	2.1	5
Portée	Très courte	1-5 cm	quelques mètres	quelques mètres	1 mètre
Effets sur les tissus	Courants induits : stimulation	Faible absorption	Faible absorption	Moyenne absorption	Forte absorption
Débit de donnée	Faible	Modéré	Rapide	Rapide	Très rapide
Éléments perturbateurs	Métal	Métal	Aucun majeur	GSM	Wi-Fi
Encombrement de l'antenne	Important	Important	Moyen	Faible	Intégré

le traitement des données. Le dispositif quant à lui s'occupe des mesures et du stockage local des données au besoin. Le lien RF demeure déconseillé pour le transfert de l'énergie vue qu'en UHF, la puissance absorbée, image de l'atténuation par les tissus biologiques, est élevée comparée a celle en basse fréquence offerte par le lien inductif.
Afin de minimiser les coûts d'exploitation des liens RF, les communications radios se feront dans une bande de fréquences libre de droits. En effet, la bande retenue pour ce travail est la bande ISM 902-928 MHz d'Amérique du Nord.

1.3 Architecture des émetteurs-récepteurs RF

Plusieurs architectures sont utilisables pour le design des récepteurs RF sous différents standards de communication. Pour chacune des architectures, plusieurs facteurs interviennent dont le coût, la facilité d'intégration, la surface de silicium, etc. Cependant, l'architecture la mieux adaptée est celle qui répond aux besoins de l'application cible. Généralement, un lien de communication radio fréquence se caractérise par trois phases majeures dans l'évolution du signal portant les données utiles : l'émission, la propagation dans le canal RF et la réception. En phase émission, les données sont modulées à travers un bloc de modulation. Ce signal est porté ensuite autour d'une fréquence RF via les blocs mélangeurs et oscillateurs. Comme le signal de sortie est faible, un étage d'amplificateur de puissance (PA) est nécessaire. Par la suite, une antenne propage ces données dans le canal hertzien après un étage d'adaptation d'impédance. Plusieurs phénomènes physiques à confronter dans le canal hertzien doivent être pris en considération lors du design dont : l'‘atténuation du signal RF, les évanouissements, le bruit ainsi que les interférences.
Dans la chaîne de réception, une antenne est utilisée de nouveau, elle permet de capter les signaux RF utiles, mais aussi les signaux indésirables. Un filtre RF est généralement uti-

lisé afin de sélectionner la bande de fréquence désirée. Comme l'amplitude du signal reçu est souvent faible, un amplificateur à faible bruit (Low-Noise Amplifier - LNA) est introduit dans la chaîne. Le signal filtré et amplifié est par la suite translaté pour générer le signal en bande de base appelée signal utile. Plusieurs topologies sont intégrées pour réaliser cette tâche : la translation directe en bande de base à l'aide d'un étage de mélangeur, plusieurs étages de translation utilisant des mélangeurs ou bien une translation en fréquence utilisant un échantillonneur. Selon la technique de translation choisie, les architectures de récepteur sont réalisées en topologie : homodyne, hétérodyne et comme des récepteurs à sous-échantillonnage. Ces topologies incluent souvent des blocs de traitement analogique, comme les amplificateurs faible bruit (LNA), les filtres RF, les mélangeurs, etc., mais aussi des blocs numériques tels que les convertisseurs analogique-numérique (ADC) et les générateurs des signaux d'horloge. dans une chaîne de réception, le circuit d'extrémité (front-end) est formé par des blocs analogiques.

1.3.1 Métriques des récepteurs RF

Plusieurs métriques peuvent être introduites selon les fonctions électroniques réalisant la chaîne de réception. Parmi ces métriques on peut citer le gain global du circuit de réception (G), la figure de bruit (NF), le point d'interception d'ordre trois (IIP3), le point de compression à 1 dB ou le filtrage. Selon ces caractéristiques, on peut évaluer les performances du récepteur en termes de qualité du signal reconstruit. Toutefois, le récepteur traite non seulement le signal utile, mais aussi des signaux interférant générés soit par le système de réception lui même, ou bien par les autres systèmes existants comme le montre la figure 1.7.

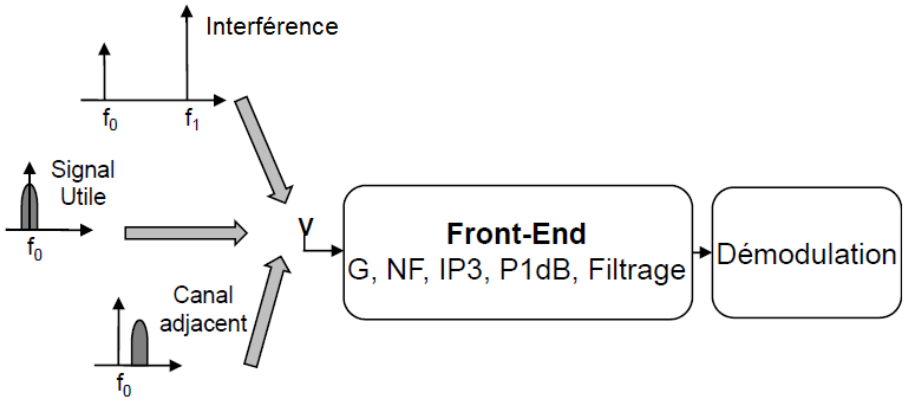


Figure 1.7 Environnement d'un récepteur RF

1.3.2 Topologie hétérodyne

La transposition d'un signal RF avec une très haute fréquence vers la bande de base nécessite des filtres à bande très étroites à haute fréquence. Ceci motive l'existence d'une étape intermédiaire ; c'est le principe du récepteur hétérodyne, tel qu'illustré à la figure 1.8. Grâce à ses qualités en termes de sélectivité et de sensibilité, cette topologie de récepteur introduite par Armstrong en 1928 est la plus employée dans les téléphones de deuxième et troisième générations. Le principe de fonctionnement se base en une première étape sur la transposition du signal RF reçu autour d'une première fréquence intermédiaire bien déterminée, puis le récepteur effectue une deuxième transposition en bande de base avec un oscillateur local ayant une fréquence proche de celle autour de laquelle est centré le signal utile. Les deux transpositions sont réalisées par la multiplication du signal en entrée avec le signal généré par un oscillateur local montés en quadrature. Le schéma bloc de la technique est présenté dans la figure 1.8. Des boucles à phase asservie (phase Locked Loop - PLL) sont souvent utilisées pour maintenir l'oscillation à des fréquences stables. Cette topologie offre des meilleures performances grâce aux techniques de filtrage et d'amplification. Un des inconvénients principaux est le problème de réjection de la fréquence image. Toutefois, cette topologie est de moins en moins utilisée vue la complexité de cette architecture due au nombre élevé des composants dans la chaîne de réception.

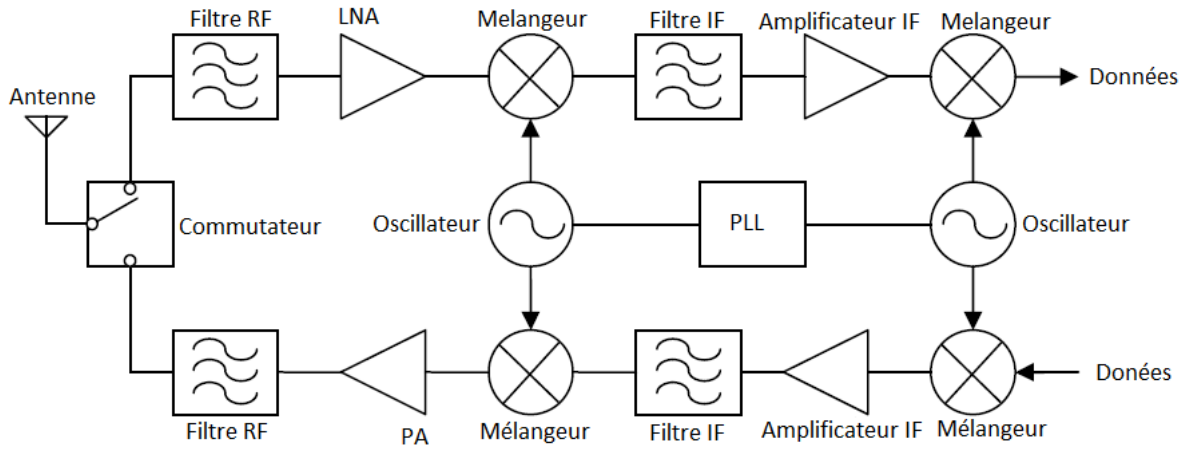


Figure 1.8 Architecture d'un émetteur-récepteur hétérodyne

1.3.3 Topologie homodyne ou Zero-IF

La topologie homodyne ou Zero-IF se base sur une transposition de fréquence directe en bande de base avec un étage IQ constitué de deux mélangeurs configurés en quadrature comme le montre la figure 1.9. L'entrée qui est captée par l'antenne de réception est par la suite filtrée et amplifiée par le filtre RF et par le LNA. Les signaux en bande de base I et Q sont ainsi démodulés par un bloc de démodulation. Les problèmes liés à la présence d'un signal à la fréquence image du signal RF sont éliminés. En effet, la conversion est considérée comme directe, l'oscillateur local et le signal utile ont la même fréquence. Par la suite, après le passage par le bloc en quadrature, la fréquence image générée par une topologie hétérodyne est éliminée, car le signal de la bande image est le même que le signal utile. D'autre part, le nombre réduit des blocs intégrés au sein de la topologie constitue un avantage, notamment au niveau intégration sur puce. Comme inconvénient de cette topologie, la qualité du signal est moins bonne par rapport à la topologie hétérodyne vue que le filtrage et l'amplification ne sont pas réalisés le long de la chaîne de réception.

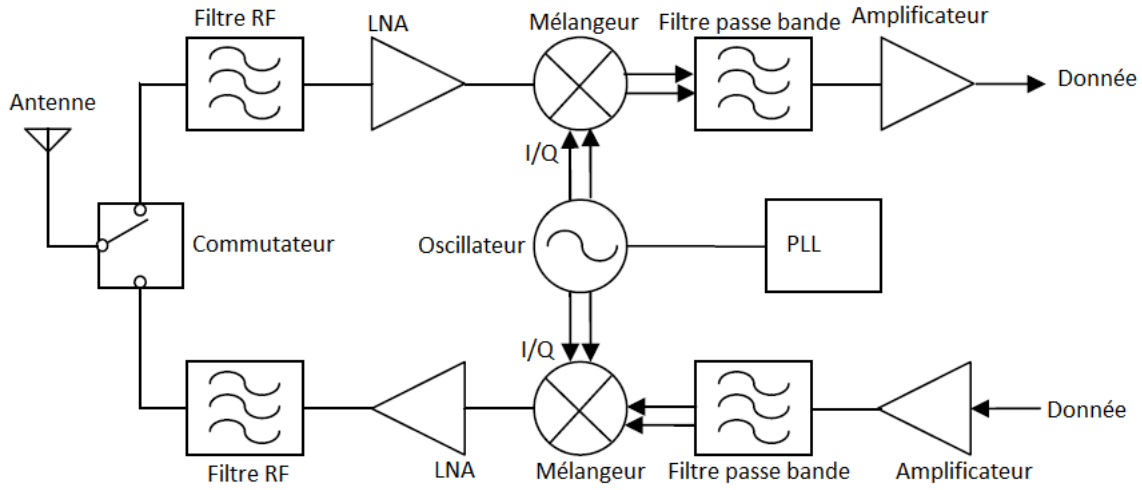


Figure 1.9 Architecture d'un émetteur-récepteur homodyne ou Zero-IF

1.3.4 Topologie super-régénérative

L'architecture du récepteur super-régénératif peut être utilisée pour réaliser un émetteur-récepteur qui est adapté à la modulation d'amplitude tout ou rien (On-Off Keying - OOK). Les avantages de cette topologie sont liés à son efficacité énergétique élevée, sa consommation d'énergie faible et le nombre réduit des composants qui permettent une meilleure intégration.

Cela fait de cette architecture une des préférées pour les émetteurs-récepteurs RF à ultra-faible puissance. La figure 1.10 présente le schéma bloc typique d'un émetteur-récepteur super-régénératif, qui consiste en un réseau d'adaptation, un LNA à isolation élevée, un oscillateur super-régénératif qui comprend une boucle de gain variable et un amplificateur de puissance optionnel ainsi qu'un oscillateur pour générer la porteuse de l'émetteur. Bien que l'architecture super-régénérative présente des avantages en terme de gain, de simplicité, de faible coût, de faible consommation d'énergie, elle présente cependant un inconvénient d'instabilité de fréquence qui dépend essentiellement des performances de l'oscillateur super-régénératif. Par conséquent, la chaîne de réception nécessite un oscillateur à bruit de phase très stable et faible. En plus, l'instabilité est également causée par la présence de l'oscillateur périodique.

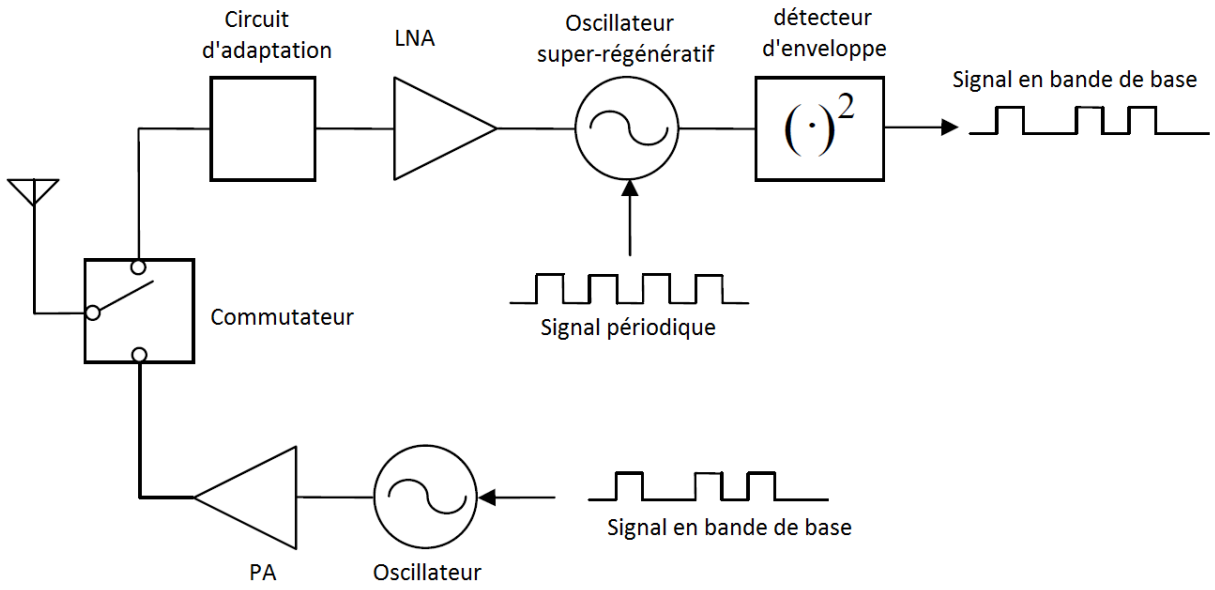


Figure 1.10 Architecture d'un émetteur-récepteur super-régénératif

1.3.5 Topologie à sous-échantillonnage

Le théorème de Shannon considère qu'il est possible de reconstruire un signal si la fréquence d'échantillonnage utilisée est au moins égale au double de sa bande passante. La topologie à sous-échantillonnage échantillonne un signal RF à une fréquence égale à deux fois la largeur de bande du signal utile afin de le translater en bande de base. La chaîne de réception est composée d'un filtre RF, d'un amplificateur à faible bruit, d'un échantillonneur bloqueur et

d'un convertisseur analogique numérique comme le montre la figure 1.11. L'avantage principal de cette topologie de récepteur est sa complexité réduite. Toutefois, plusieurs paramètres interviennent dans le design de cette topologie, ce qui la rend délicate à intégrer pour la réception d'un signal à bande étroite.

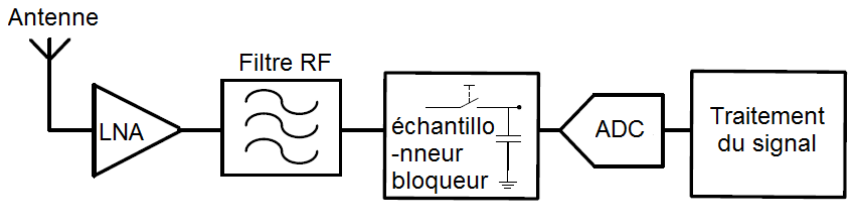


Figure 1.11 Architecture d'un récepteur à sous-échantillonnage

1.3.6 Topologie à fréquence intermédiaire incertaine

Appelée aussi « Uncertain-IF », il s'agit de l'une des architectures les plus ingénieuses pour les systèmes de communication à très faible consommations. L'architecture est semblable à celle d'un récepteur hétérodyne. Elle inclut, d'une façon générale, un filtre RF, un mélangeur, un oscillateur local et un amplificateur IF comme le montre la figure 1.12. Cependant, la différence est que la fréquence intermédiaire n'est pas fixe. Néanmoins, cette topologie nécessite une phase de calibration afin de garantir la transposition de fréquence désirée. Ainsi, le problème d'interférence est fortement présent.

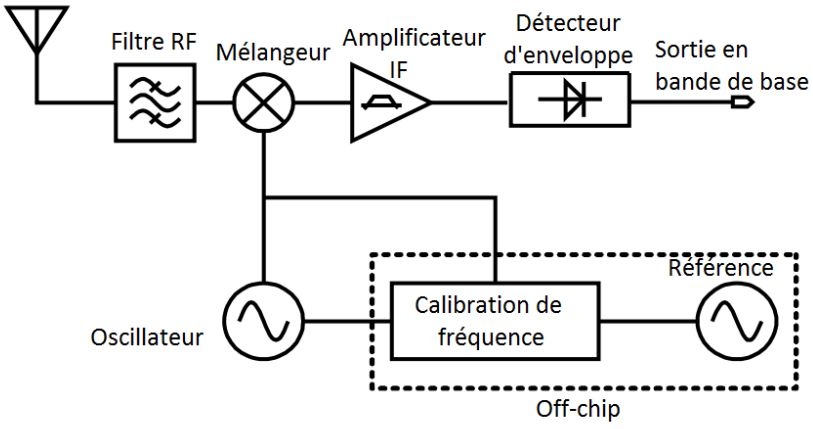


Figure 1.12 Architecture super régénérative

1.3.7 Critères de qualification d'un émetteur-récepteur

Les caractéristiques de transmission d'un système de communication sont souvent liées au taux d'erreur du lien RF. Les phénomènes physiques qui touchent aux taux d'erreur peuvent être divisés en deux classes :

— L'atténuation du rapport signal sur bruit lié à l'addition de bruit tout au long le passage du signal par les différents éléments analogiques du circuit. Le paramètre décrivant cette caractéristique est le facteur de bruit ;

— L'atténuation de la qualité du signal RF suite au passage du signal RF par les blocs analogiques non-linéaires tel que les déformations suite à l'apparition des produits d'intermodulation. Les paramètres décrivant ces dégradations sont le point de compression à 1 dB et le point d'intermodulation d'ordre 3.

Portée de transmission

La portée de transmission dans les systèmes de communication sans fil dépend de plusieurs facteurs. Le facteur le plus important est la puissance rayonnée entre deux dispositifs sans fil. Plus d'énergie émise plus de gain en portée de propagation. L'équation de Friis, aussi appelée équation des télécommunications, est introduite pour permettre d'établir les bilans d'une liaison radio. En supposant qu'une antenne émettrice génère une onde électromagnétique et que celle-ci se propage en espace libre (milieu homogène, isotrope, libre de tout obstacle), la puissance rayonnée P_r par une antenne de gain G_e dépend d'une puissance P_e à une distance bien déterminée d est donnée par [16] :

$$P_{rayonnée} = \frac{P_e G_e}{(4\pi d)^2} \tag{1.1}$$

La puissance reçue P_r par une antenne de gain G_r est donnée par la formule suivante appelée Formule de Friis [16].

La formule d'Friis :

$$P_{reçue} = (\frac{\lambda}{4\pi d})^2 G_t G_r P_e \tag{1.2}$$

où :

P_e : est la puissance délivrée à l'antenne d'émission ;

$P_{reçue}$: est la puissance collectée sur l'antenne de réception ;

G_t : est le gain de l'antenne d'émission ;

G_r : est le gain de l'antenne de réception ;

d : est la distance séparant les deux antennes ;
λ : est la longueur d'onde correspondant à la fréquence d'opération.

La puissance reçue est inversement proportionnelle au carré de la distance. Il s'agit d'une perte de propagation aussi appelée affaiblissement de propagation (Path Loss).

Facteur de bruit

Le facteur ou figure de bruit est le coefficient décrivant l'atténuation du rapport signal sur bruit au passage dans un circuit. La figure de bruit est donc une caractéristique spécifique aux performances de la qualité du signal suite à l'ajout du niveau de bruit généré par le passage dans un bloc analogique. Chaque bloc analogique peut être considéré comme un dipôle, avec un gain G et un facteur de bruit F. Le gain G exprime le rapport entre la puissance du signal d'entrée et la puissance du signal de sortie, tandis que le facteur de bruit F est défini par (1.3) :

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{\frac{S_{in}}{N_{in}}}{\frac{S_{out}}{N_{out}}} = \frac{N_{out}}{N_{in}G} \tag{1.3}$$

où S_{in} et S_{out} représentent les puissances du signal en entrée et en sortie et où N_{in} et N_{out} décrivent les puissances du bruit dans le signal d'entrée et de sortie respectivement.
La figure de bruit NF est la représentation logarithmique du facteur de bruit F :

$$NF = \log_{10}(F) \tag{1.4}$$

Le facteur de bruit total F d'une structure de dipôles connectés en série est décrit par la formule de Friis [17] :

$$F_{totale} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + ... + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 ... G_{n-1}} \tag{1.5}$$

où F_n et G_n représentent le facteur de bruit et le gain du nième bloc. Cette formule met l'accent sur la dépendance de la valeur totale du facteur de bruit du circuit au complet au facteur de bruit des blocs d'entrée.

Sensibilité

Un autre facteur, lié à la propagation d'une onde, est la sensibilité du récepteur sans fil. La sensibilité définit la capacité d'un récepteur à recevoir et surtout à déchiffrer un signal ; elle est souvent exprimée volts ou en décibel. C'est la puissance minimale requise pour pouvoir démoduler le signal en bande de base, en dessous de laquelle le signal émis n'est plus détectable. La puissance effective du signal RF capté doit être plus grande que la sensibilité de l'ensemble des blocs constituant le circuit de réception, faute de quoi le signal ne pourra pas être récupéré. Afin d'avoir une réciprocité du lien RF, les mêmes antennes sont souvent utilisées à l'émission et à la réception. La sensibilité dépend de plusieurs paramètres, entre autre le rapport signal sur bruits SNR dans la bande sélectionnée, exigeant des contraintes sur les niveaux de bruit ainsi la non-linéarité des blocs utilisés. D'une façon générale, la sensibilité d'un récepteur RF peut être exprimée comme suit (1.6) [18] :

$$Sensibilité = P_{bruit} + 10log(BW) + NF + SNR \tag{1.6}$$

où :
P_{bruit} est le niveau de bruit dans le canal de propagation.
BW est la largeur de la bande passante
NF est le facteur de bruit
SNR est le rapport signal sur bruit

D'autres facteurs affectent la propagation des ondes radios, particulièrement lorsque l'espace présente plusieurs obstacles, on cite :

- L'espace de Fresnel ;
- La diffraction des ondes ;
- La polarisation ;
- Les réflexions d'ondes et l'étalement dans le temps.

Sélectivité

La sélectivité représente la qualité d'un récepteur à capter le canal désiré avec l'existence des canaux adjacents et de signaux d'interférences. La sélectivité est liée en premier lieu aux spécifications des filtres mais aussi aux performances spectrales de l'oscillateur employé. La contrainte majeure pour une bonne sélectivité est la non-linéarité des composants constituant le circuit.

1.4 Procédés CMOS nanométriques

Les procédés de fabrication CMOS nano-métriques offrent de nos jours une alternative avantageuse, notamment pour réaliser des circuits consommant très peu d'énergie, afin d'intégrer à la fois les circuits analogiques, RF et numériques sur une même puce. Les procédés CMOS ont permis, dans le domaine de la microélectronique, de réduire les dimensions des transistors de plus de 10% par an. Et comme le montre les travaux effectués cela va évoluer de plus en plus. L'intérêt de faire appel au procédé CMOS nanométrique au sein des circuits RF à ultra faible consommation consiste dans le fait que avec une grande fréquence de transition des transistors, les circuits implémentés opèrent en régime inversion faible et modérée au delà de 1 GHz. Cependant, la réduction d'échelle des procédés CMOS digitaux résulte aussi en une réduction considérable de l'impédance de sortie des transistors et du gain de tension intrinsèque. La figure 1.13 montre le taux de croissance annuel moyen en fonction de la taille du marché en 2015. Le développement des systèmes embarqué et des systèmes sur puce SoCs est en pleine expansion.

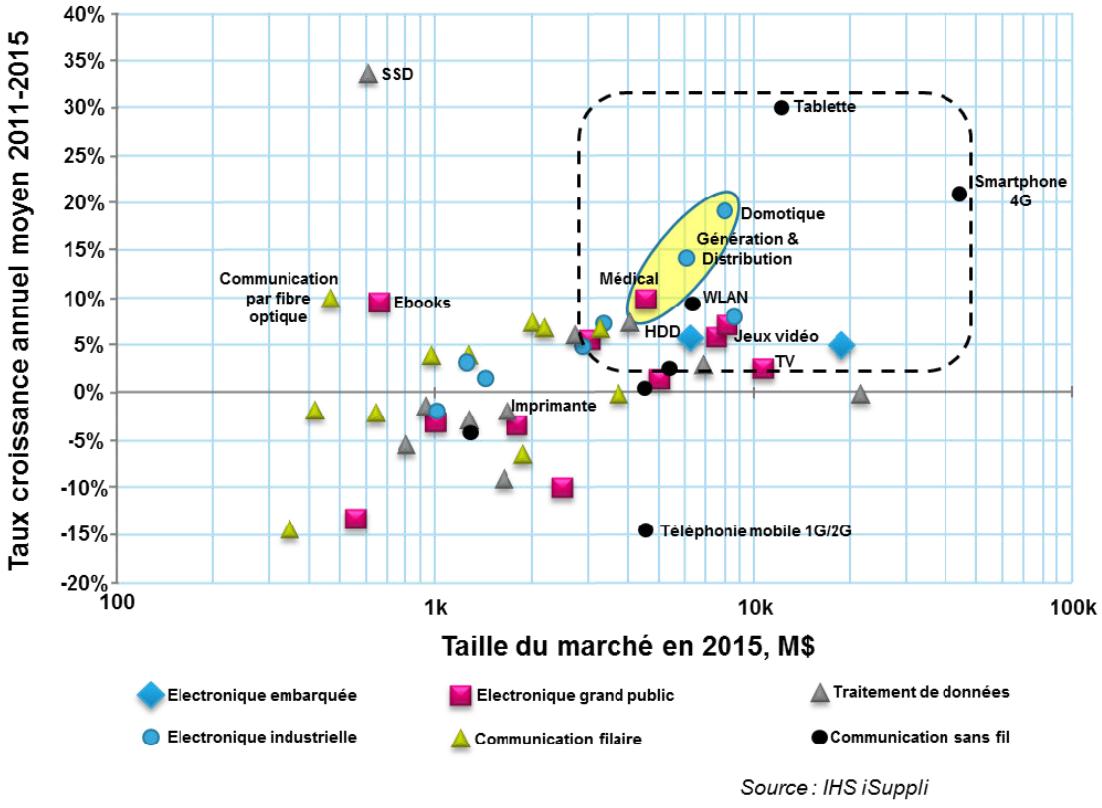


Figure 1.13 Évolution du taux de croissance par rapport à la taille du marché [4].

1.5 Éléments de la problématique

A l'époque où la population vieillissante croît de plus en plus dans le monde et où la plupart des pays sont en rigueur budgétaire, les dispositifs médicaux sans fil jouent un rôle primordial dans les réductions de dépenses dans le domaine de la santé. La technologie des systèmes électroniques implantables ou portables intégrés connaît une vaste évolution. Le champ d'application de ces dispositifs est en pleine expansion. Plusieurs défis sont à relever pour pouvoir concrétiser des idées innovatrices et ceci malgré la miniaturisation grâce aux évolutions rapide du domaine de technologie. Un de ces défis est la portabilité ainsi que l'autonomie des systèmes implantables ou portables. Ainsi, les circuits requis doivent être de taille minimale et doivent consommer le minimum possible de l'énergie disponible. L'alimentation en énergie des dispositifs est parmi les défis les plus exigeant dans la mise en oeuvre des dispositifs, notamment les systèmes implantables, car la demande en énergie électrique est de plus en plus importante.

Le recours aux technologies sans fil à haute performance permet la réalisation avec une façon optimale d'une télémétrie médicale efficace qui se base sur l'acquisition et le traitement des données collectées. En générale, le processus de la télémétrie passe par quatre phases à savoir : capter, envoyer, traiter, et utiliser les données. Ceci s'agit d'un processus complexe d'ingénierie multidisciplinaire vue l'existence des défis liés à chaque phase citée. Des dispositifs médicaux de taille réduite et à faible consommation sont le plus souvent retenus vue les contraintes imposées sur l'alimentions de ces dispositifs. On peut distinguer trois classes des dispositifs selon leur emplacement par rapport au corps :

- Dispositifs externes ;
- Dispositifs implantables ;
- Appareils portables.

Parmi les défis de conception de dispositifs médicaux, on cite des paramètres qui dépendent essentiellement de l'application cible ; le débit de données, la bande passante, et la précision, comme le montre le tableau 1.2 [10].

Actuellement, de nouvelles techniques émergent afin d'alimenter les dispositifs médicaux. En effet, il se développe des technologies de transfert d'énergie embarquées sur puce permettant d'accroître l'autonomie en énergie. Ces techniques utilisent les couplages inductifs, couplages capacitifs, les lasers, les micro-ondes, etc. L'aboutissement de ces recherches permet une amélioration de l'autonomie et non pas un remplacement total des batteries vue les limites imposées par la quantité d'énergie transférée. D'où l'utilisation des batteries est inévitable pour certaines applications. Comme alternative, les chercheurs font appel à des nouvelles techniques afin d'optimiser la consommation de l'énergie disponible dans la batterie, on cite

Tableau 1.2 Performances des implants

Application	Débit (kbps)	Bande Passante (Hz)	Précision (bits)
Électromyogramme	320	0-10 000	16
Électrocardiographie	288	100-1000	12
Électroencéphalographie	43.2	0-150	12
La saturation du sang	0.016	0-1	8
Surveillance de la glycémie	1.6	0-50	16
Température	0.12	0-1	8
Détecteur de mouvement	35	0-500	12
Implant cochléaire	100	1K-1M	12
Rétine artificielle	50-700	10-10K	8
Audio	1000	0-20K	12
Voix	50-100	0-3.2K	12

les modules en veille (Wake up) ainsi que les architectures à faible consommation. En générale, l'autonomie d'un dispositif médical s'exprime par la durée de vie qui traduit le ratio entre l'énergie disponible et celle consommée.

D'une façon générale, les performances d'un dispositif médical dépendent essentiellement du bloc de communication, responsable d'assurer un lien sans fil permanent et efficace entre le dispositif et l'unité de contrôle. La figure 1.14 montre la relation reliant la dissipation d'énergie par rapport aux variations de débit de transmission pour certaines applications.

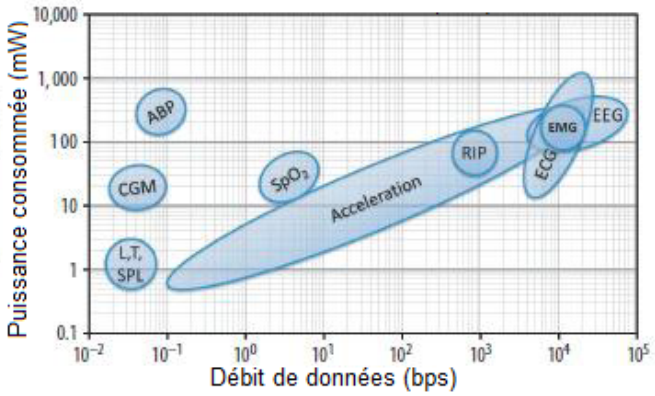


Figure 1.14 Consommation moyenne de Puissance vs Débit

Réaliser des blocs de communication sans fil avec une faible consommation d'énergie et un débit élevé est un défi majeur. En fait, pour qu'un dispositif médical ait une portée de communication suffisamment grande, il est nécessaire de fournir un signal assez puissant et donc une puissance consommée très importante. Parmi les alternatives est l'utilisation de grandes

antennes ce qui n'est pas recommandé vue leur grande taille par rapport aux circuit de dispositif médical. Les récepteurs,utilisés dans un système de communication sans fil, possèdent l'architecture la plus complexe et la plus exigeante en terme de performances requises notamment en budget de puissance. D'où leur importance pour aboutir à un système de communication performant avec une faible consommation d'énergie.
Plusieurs techniques de communication sans fil pour assurer le lien entre un implant et un point de contrôle externe se montrent intéressantes tel que les techniques : ultrasonores, infrarouge, électromagnétique et enfin radiofréquences. Les topologies ultrasonore ou infrarouge ne sont pas très recommandées due essentiellement à l'inefficacité de la communication via les tissus, les tailles des circuits exigées ainsi la consommation d'énergie excessive de ces architectures. Le lien inductif, basé sur le champ électromagnétique, est généralement employé au sein des stimulateurs implantables vue que ça permet aussi de véhiculer la puissance nécessaire à leur fonctionnement en même temps que les données. Le lien montant est par la suite assuré avec la modulation de charge qui utilise l'amplitude des tensions à la bobine primaire. Cette topologie impose une présence continue d'un champ électromagnétique ce qui n'est pas préféré pour les communications initiées de la part de l'implant. Le lien radio fréquence, par contre, parait comme une bonne solution, de plus il permet une large flexibilité de mouvement aux patients et leur évite toutes gênes subsidiaires. La puissance requise peut cependant être plus grande que celle du lien inductif. Le défi est donc de réaliser un système de communication sans fil dissipant peu de puissance pendant la communication. Avec les avancées aboutie avec des batteries miniaturisées haute capacité, l'objectif est de permettre une durée de vie le plus longue possible.

1.6 Objectifs de recherche

Dans ce travail de recherche, nous proposons des nouvelles idées et techniques afin de surmonter les limites et les contraintes liées aux systèmes de communication sans fil au sein des dispositifs médicaux. Plusieurs systèmes existants imposent des contraintes sur le compromis puissance/données. Afin d'aboutir à un émetteur-récepteur radio avec l'optimisation de son efficacité énergétique, de nombreux paramètres sont à évaluer, à savoir la tension d'alimentation, l'architecture des différents blocs au sein du système, la fréquence de la porteuse ainsi que la technique de modulation. Le but est donc de développer un système de réception RF basé sur des nouvelles architectures permettant de faire face aux difficultés discutées dans la section 1.5, fonctionnant avec un minimum d'énergie sans détériorer les performances. Les objectifs spécifiques de ce travail sont les suivantes :

1. La proposition et la réalisation d'un convertisseur du signal modulé en fréquence FSK

en un signal modulé en amplitude ASK. La solution proposée s'appuie sur la technique de verrouillage par injection d'un oscillateur LC. Ce module permettra la combinaison des avantages présents dans les deux topologies de récepteur RF, essentiellement les hautes performances des architectures FSK couplées à la simplicité des topologies ASK.

2. La mise en œuvre d'un système de communication sans fil haute performance et à faible consommation de puissance. Nous proposons une architecture de récepteur RF destinée à être intégrée dans des dispositifs qui nécessitent un débit de transmission élevé, mais qui nécessiterait un très bas niveau de consommation d'énergie. L'idée repose sur le déploiement du convertisseur décrit dans le point ci-haut.
3. La réalisation d'un récepteur de réveil permettant l'optimisation des ressources d'énergie. Au lieu d'avoir une écoute continue du canal RF en réception du système complet, le récepteur principal est complètement endormi et est réveillé à travers un signal modulé en amplitude. Cette topologie permet de minimiser la consommation d'énergie globale et allonge la durée de vie des batteries tout en préservant d'excellentes performances RF.
4. L'intégration d'un émetteur-récepteur au complet dédié aux dispositifs médicaux incluant un émetteur ainsi qu'un synthétiseur de fréquences réalisés auparavant par des collègues au laboratoire.

1.7 Plan de la thèse

Dans ce travail, nous proposons un nouveau système de communication sans fil à faible puissance en travaillant sur les éléments les plus complexes du système. Il s'agit des récepteurs à haute performances pour maintenir l'établissement du lien RF d'une façon permanente sans pour autant épuiser les ressources en énergie fournies par des batteries.

Dans le chapitre 2, nous présentons une revue critique de la littérature en citant les travaux les plus pertinents sur les systèmes de communication sans fil dédiés aux dispositifs médicaux. Cette partie introduit plus précisément la problématique de l'efficacité énergétique, avec les travaux actuel visant à y remédier.

Les chapitres 3, 4 et 5 englobent nos trois articles scientifiques qui décrivent chacun, la méthodologie, la conception, la réalisation et l'expérimentation du système réalisé. Les nouvelles idées et blocs sont élaborées ainsi que leur intégration et exploitation dans le système final.

Le chapitre 6 englobe une discussion générale qui résume nos contributions et les réalisations. Ce chapitre fournit une critique de nos travaux qui en décrit la portée et les contraintes auxquelles un concepteur du système de communication sans fil fait face.

Enfin, le chapitre 7 conclut cette thèse en synthétisant nos travaux de recherche et leurs retombés. Il cite nos recommandations ainsi que nos suggestions pour les travaux futurs.

CHAPITRE 2 PRINCIPAUX TRAVAUX RÉCENTS DANS LE DOMAINE

Durant les dernières décennies, une multitude des systèmes de communication dédiés aux dispositifs médicaux ont été proposées dans la littérature. Le degré d'intégration des émetteur-récepteurs sans fil s'est amélioré de plus en plus avec les décennies qui ont passé. Il y a une dizaine d'années, les circuits RF de base disponibles sur le marché étaient basés sur plusieurs circuits intégrés. La plupart des émetteurs-récepteurs RF incluent des topologies hybrides avec des éléments actifs et passifs. Des blocs actifs tels que le LNA, les mélangeurs, le VCO, le contrôle automatique de gain, la calibration de fréquence et d'autres amplificateurs peuvent être intégrés sur une même puce. D'autres éléments, actif ou passif, comme les filtres peuvent être des blocs externes à la puce essentiellement dans le cas des structures actives à base des circuits LC avec des conductances accordés. De même, les composants passifs qui déterminent la fréquence de l'oscillateur local sont généralement inclus dans des circuits externes. Le choix de la technique de modulation est un élément décisif en terme de topologie à adopter pour tout le design d'un émetteur-récepteur. En général, pour sélectionner une technique de modulation, il faut prendre en compte différents critères de conception tels que la probabilité d'erreur, l'occupation spectrale du signal modulé mais aussi la simplicité de l'architecture.
Lors de la phase de conception d'un système de communication RF, le choix de la technique de modulation et de démodulation peut avoir une incidence sur la complexité des blocs à implémenter. Ainsi, la complexité du récepteur dépends essentiellement de la technique de démodulation choisie, cohérente ou non-cohérente. En effet, pour une modulation non-cohérente (ou d'enveloppe), l'utilisation d'un oscillateur local n'est pas exigé vue que cette technique est basée sur une détection d'énergie, par exemple en élevant le signal reçu au carré. La modulation cohérente, bien que plus complexe, permet une amélioration de l'immunité au bruit par rapport à une modulation non-cohérente. Il y a donc un compromis à faire entre performance et complexité. Le but de la modulation est d'adapter les données utiles au canal de propagation RF. Pour un canal radio fréquence, la modulation a pour conséquence de déplacer le spectre du signal autour d'une fréquence porteuse. Dans la bande ISM, la fréquence porteuse se situe entre 902 MHz et 928 MHz.
De nos jours nous distinguons principalement trois techniques de modulation largement utilisées dans les systèmes de communication radio :

— La modulation par déplacement d'amplitude, (Amplitude Shift Keying - ASK), se caractérise par la variation de l'amplitude de la porteuse au rythme des données. La modulation d'amplitude par tout ou rien (On-Off Keying - OOK) est le scénario le plus utilisé avec la modulation d'amplitude et qui consiste à éteindre totalement la

porteuse lors de l'envoi d'un signal de niveau zéro (0 logique).

— La modulation par déplacement de fréquence, ou «frequency-shift keying» (FSK), joue sur la fréquence de la porteuse lorsque l'on transmet un 0 ou un 1 logique. Deux fréquences différentes sont associées au 0 et 1 logique.

— La modulation par déplacement de phase, ou «phase-shift keying» (PSK), joue sur le changement de la phase de la porteuse entre l'envoi d'un 0 et d'un 1 logique. Dans le cas binaire, elle est nommée (Binary phase-shift keying - BPSK) et la variation de phase vaut 180 ° (π radians).

2.1 Émetteur-récepteur RF à modulation par déplacement de fréquence

Dans un émetteur-récepteur FSK, l'opération de base consiste à multiplier les données en bande de base par des signaux de haute fréquence générés par un oscillateur local (LO). L'oscillateur local est un élément clé dans le fonctionnement de l'émetteur-récepteur : les signaux appliquées pour réaliser la conversion de fréquence nécessite une bonne pureté spectrale en plus d'une stabilité en fréquence pour préserver une meilleure qualité des signaux émis et reçus. L'oscillateur local doit aussi être en mesure d'adapter sa fréquence afin de sélectionner plusieurs canaux de communication. Comme tout autre circuit, les oscillateurs sont vulnérables principalement au bruit. Ce dernier peut être généré de l'extérieur comme des blocs constitutifs de l'oscillateur mais se manifeste souvent par une variation en fréquence et en amplitude du signal de sortie de l'oscillateur. Une des caractéristiques importantes d'un oscillateur, à prévoir et suivre tout au long la réalisation du circuit, est le bruit de phase. Le bruit de phase se traduit par la génération de signaux autour de la porteuse comme le montre la figure 2.1. D'une façon générale, on considère le bruit dans une largeur de bande unitaire à un décalage bien déterminé de la porteuse et on le divise par la puissance de la porteuse. Il est le plus souvent considéré que le bruit en amplitude n'a pas d'effet sur le spectre. Tandis que le bruit sur la fréquence, qui se traduit en fait par un bruit de phase, apparaît déterminant dans la mesure où il provoque l'étalement du spectre.

Un émetteur-récepteur a été proposé par [19] en 2014. Il s'agit d'une topologie hybride avec un émetteur en OOK et un récepteur en FSK qui opèrent en bande ISM 902-928 MHz. Le circuit proposé profite de la récolte d'énergie à partir du signal RF pour assurer son alimentation, ce qui permet une autonomie de puissance, et permet un débit de transmission de 5 Mbps. L'architecture du récepteur est basée sur une boucle à phase asservie (PLL) suivi d'un filtre de boucle. En effet, une fois que la PLL se met en état de verrouillage, la sortie du VCO suit la fréquence du signal d'entrée qui commute entre deux valeurs, selon un schéma de modulation FSK binaire (BFSK). Toutefois, le circuit proposé souffre d'une faible sensi-

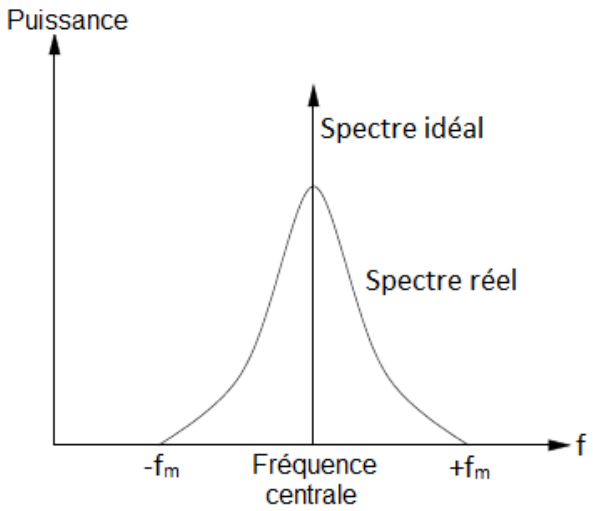


Figure 2.1 Spectre d'un oscillateur idéal et réel

bilité ainsi que l'énergie récoltée reste limitée et l'alimentation des blocs est assurée pour des périodes de temps très courte.

Plusieurs travaux on été proposés dans la littérature afin d'exploiter les avantages de la modulation FSK en terme de performances. Dans [20], l'auteur présente un système de télémétrie de faible puissance pour les applications d'enregistrement neural. Le système présenté opère dans la bande ISM de 433 MHz. Le récepteur, basé sur une architecture homodyne suivi d'un convertisseur analogique numérique (ADC), dissipe 720 µW sous une alimentation de 1.2 V, et offre une une énergie par bit de 0.36 nJ/bit à un débit de 2 Mbps. Le récepteur est basé sur un module de démodulation numérique large bande qui utilise le principe du premier entré, premier sorti, en anglais (First In, First Out - FIFO). Un oscillateur VCO de type Colpitts, afin de minimiser le bruit de phase, est utilisé pour générer la porteuse.

Un émetteur/récepteur à faible dissipation de puissance a été développé pour les réseaux de capteurs implantables [21]. Ce système, opérant dans la bande ISM de 902-928 MHz, utilise la modulation FSK pour les deux liens montant et descendant, et se base sur un oscillateur en mode injection verrouillée simple. Le débit maximal est de 5 Mbps, la sensibilité du récepteur est de -73 dBm, la puissance de sortie de l'émetteur est de -10 dBm, et le circuit au total consomme 1.12 mW. Conçu en technologie CMOS 0.18 µm, l'émetteur-récepteur utilise cinq composants externe sur la puce ce qui impose des limites sur la taille et la puissance exigées du système au complet.

2.2 Émetteur-récepteur RF à modulation par déplacement d'amplitude

Certains chercheurs ont développé des systèmes sans fil basés sur la modulation d'amplitude en premier lieu pour baisser la consommation de puissance suite à une réduction de la complexité des blocs intégrés et aussi pour contourner l'utilisation des oscillateurs et des mélangeurs pour les raisons citées dans la section précédente. Ce type de topologie est le plus simple à mettre en oeuvre. Il ne requiert pas des blocs considérés comme complexes et difficiles à intégrer tels que les mélangeurs, PLL, synthétiseur de fréquence et les oscillateurs. L'architecture repose généralement sur une topologie non-cohérente où l'information du phase n'est pas considérée.

Par exemple, un circuit a été présenté pour les réseaux sans fil destiné au corps humain (Wireless Body Area Network - WBAN) [22]. Le design proposé utilise la modulation OOK et opère dans la bande de fréquence ISM 2.4-2.485 GHz. Le circuit est fabriqué avec un procédé CMOS de 90 nm. Une dissipation totale de puissance est achevé de l'ordre de 2.95 mW à partir de 1 V d'alimentation. Une topologie super régénérative est utilisée pour la chaîne de réception ce qui permet d'atteindre un débit de transmission de 1 Mbps. L'auteur cible le contrôle du signal électrocardiogramme (ECG) comme application. Les tests réalisés on été effectués avec un débit de transmission des données de 62.5 kbps. Un bloc numérique est implémenté afin de permettre une calibration variable du débit de transmission. Le circuit d'adaptation d'impédance utilisé est externe ainsi que les inductances intégrées sont de taille importante. Un oscillateur contrôlé en tension avec une boucle à phase asservie assure le passage de la fréquence porteuse au signal en bande de base. Toutefois, les limites de dissipation totale ainsi que la taille des différents blocs de circuit demeure importantes pour les dispositifs implantables.

Dans [23], l'auteur propose un émetteur-récepteur dédié aux implantx traitant l'épilepsie. Avec une fréquence de 400 MHz, le circuit de réception est capable de réaliser un débit de transmission de 2 Mbps. La porteuse est générée à partir d'un VCO. La chaîne de démodulation est basée sur un détecteur d'enveloppe en mode courant suivi d'un comparateur en mode Schmitt trigger. Les tests ont réussi une portée de communication de 7 cm avec une sensibilité de réception de l'ordre de -34 dBm et pour une consommation totale en puissance de 1.5 mW. La limite majeure avec ce design est ses faibles performances en terme de sensibilité, consommation et débit de donnée.

2.3 Émetteur-récepteur RF à modulation par déplacement de phase

Les émetteurs-récepteurs à modulation de phase englobent une famille de techniques de modulation dont le principe est de transmettre l'information utile par le biais de la phase de la porteuse, cette phase ne pouvant prendre qu'un nombre fini de valeurs. On les appelle aussi M-PSK, où M désigne le nombre d'états de phase utilisés dans la modulation. Le signal modulé est de la forme (2.1) :

$$S_{RF}(t) = A.\cos(\omega_0 + \phi(t)) \tag{2.1}$$

La figure 2.2 montre certaines cas de représentations possibles pour ce type de modulation respectivement pour 2, 4 et 8 points dans un diagramme bidimensionnel dont les axes délimitent le plan complexe aux instants d'échantillonnage des symboles. La technique de modulation (Quadrature Phase Shift Keying - QPSK), est la plus populaire pour ce type de modulation.

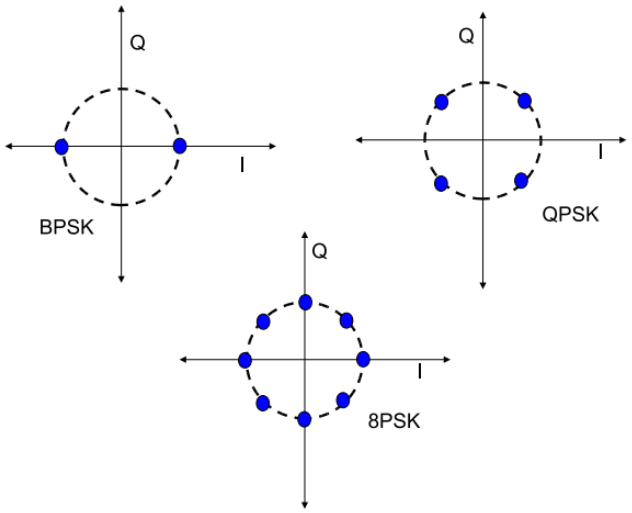


Figure 2.2 Représentation d'un signal modulé en PSK

Des chercheurs de laboratoire Fujitsu ont présenté un émetteur-récepteur PSK à zéro fréquence intermédiaire (Zero IF) à faible consommation opérant en bande MICS 402-405MHz [24]. Le récepteur atteint une sensibilité de -83 dBm pour un débit de 4.5 Mbps et une consommation de puissance de 1.19 mW pour la chaîne de réception. La puissance transmise est de -10 dBm, pour une consommation de 1.77 mW en transmission. LC-VCO est choisi pour générer la porteuse pour atteindre le même bruit de phase avec une puissance de 10 à 100 fois plus faible que celle d'un oscillateur en anneau. Un oscillateur quartz à 24 MHz et

une interface en bande de base numérique sont utilisés pour la démodulation des données. L'émetteur-récepteur est fabriqué en procédé CMOS 40 nm et occupe une surface de 1.8 mm x 1.7 mm sur la puce. L'architecture proposée reste toujours complexe et encombrante vue les éléments hors puce ainsi que l'utilisation des PLL et VCO.
D'autres chercheurs ont présenté un émetteur-récepteur à faible consommation de puissance basé sur l'architecture à homodyne compatible avec le standard IEEE 802.15.6 [25]. Une puissance totale dissipée de 4.5 mW est partagée entre l'émetteur et le récepteur et les deux circuits opèrent en bande MICS de 402-405 MHz. L'auteur cible comme application la supervision et le suivi des plusieurs canaux EEG et électroencéphalogramme intracrânienne (Electrocorticography - ECoG). Le récepteur affiche une sensibilité de -80 dBm pour un débit de 3.6 Mbps et une puissance transmise est de -16 dBm. L'auteur propose un système de télémétrie à performance variable, avec un débit de transmission allant de 75 kbps à 3.6 Mbps et une puissance transmise variant de -17 dBm à -10 dBm.
Un récepteur sans-fil a été présenté par des chercheurs de l'université de Californie à San Diego [26]. Leur système utilise une architecture super régénératrive afin de remplacer le besoin d'un PLL généralement dissipant en puissance et nécessaire pour la démodulation du signal modulé en PSK. Une nouvelle architecture de récepteur PSK proposée qui module les données en phase sans l'utilisation d'une PLL, ce qui permet de réduire la consommation en puissance. Implémenté en technologie CMOS 0.18 µm, le récepteur consomme une puissance totale de 1.6 mW et affiche une sensibilité de -70 dBm pour un débit de 800 kbps.

2.4 Récepteurs de réveil très faible consommation

Plusieurs recherches ont été menées dans le développement des méthodologies et techniques permettant mettre en œuvre des dispositifs médicaux contrôlés de façon autonome. Afin de garantir un déploiement dense des dispositifs médicaux avec une longue durée de vie, le circuit à intégrer doit avoir une taille très réduite, faible coût et très faible consommation de puissance. Afin de garantir une faible consommation, ces dispositifs doivent être implémentés suivant des architectures basées sur des récepteurs de réveil (Wake-Up Receivers – WuRx). Le domaine biomédical exige le déploiement d'un récepteur de réveil compact et à faible coût, avec un faible niveaux de consommation de puissance, une bonne sensitivité et une forte tolérance aux interférences. Le récepteur de réveil se présente comme un concurrent pour les systèmes de communication à rapport cyclique où le circuit de réception commute périodiquement entre le mode sommeil et le mode éveillé. Néanmoins, dans une courte période, il y a eu de nombreux récepteurs déjà reportés dans la littérature.
L'architecture présentée dans [27], est basée sur une architecture type Tuned-RF. La figure

2.3 ci-dessous montre un schéma bloc d'une telle architecture. Le récepteur dispose d'un LNA en entrée adapté en impédance, un amplificateur RF, un détecteur d'enveloppe et un amplificateur de signal en bande de base. Le problème présent dans cette architecture est que les signaux démodulés possèdent une fréquence inférieure au bruit $1/f$. La contribution du bruit de $1/f$ aurait pu être évitée si les signaux sont démodulés à une fréquence plus élevée. Le récepteur proposé affiche une sensibilité de -53 dBm , à un debit de données de 100 kbps et une consommation de puissance totale de 12.5 µW. Plus de 70 % de la puissance totale est dissipée par le LNA pour seulement un gain de 10 dB.

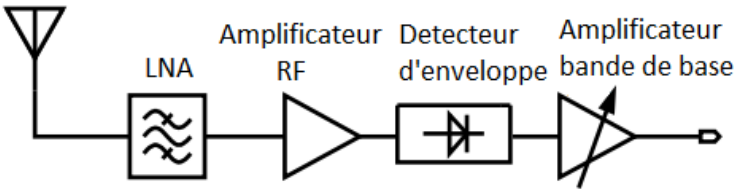


Figure 2.3 Architecture Tuned-RF

Plusieurs topologies de récepteurs de réveil super-régénérative emploient des architectures à rapport cyclique afin de réduire la dissipation de puissance. Contrairement à l'architecture discutée précédemment, les récepteurs super-régénératives peuvent avoir des blocs énergivores comme le montre la figure 1.10. Étant donné que chaque bloc fonctionne pour une durée de la période, selon le rapport cyclique, la consommation totale d'énergie est fortement réduite. Le récepteur super-régénérative, proposé dans [28] pour des applications ECG, permet une consommation moyenne de 2.16 mW pour une sensibilité de -80 dBm et un débit de données de 200 kbps. La fréquence d'opération est de 2.4 GHz avec un rapport cyclique de 10 %.
Avec une modulation OOK, une sensibilité de -97 dBm et une consommation de puissance de 99 µW à 10 kbps, un récepteur a été rapporté dans [29] pour une alimentaion de 0.5 V.

2.5 Synthèse du chapitre

Les applications dans le domaine médical d'émetteurs-récepteurs RF dans la littérature ont été discutées. Un aperçu de plusieurs récepteurs en bande ISM à faible consommation déjà réalisés et publiés a été présenté tout en se concentrant sur leurs performances en termes de taille, de consommation d'énergie et de débit de données maximal. Le compromis (consommation +taille) / (débit de transmission), est toujours présent. En effet, les designs à hautes performances incluent plusieurs étages et blocs pour garantir ces performances.
La réalisation du système RF présenté dans ce travail améliore l'efficacité énergétique déjà

obtenue pour fournir un haut débit de données. Les performances de la modulation FSK et la simplicité de la méthode ASK sont employées en même temps grâce à un étage de conversion. Ainsi, nous avons réussi à mettre en oeuvre un système de communication sans fil avec la même technique de modulation FSK pour l'émetteur et le récepteur. La majorité des systèmes réalisés utilisent deux topologies différentes pour l'étage de réception et d'émission respectivement.

Le phénomène de verrouillage par injection est exploité dans ce travail de recherche. En effet, des oscillateurs verrouillés par injection ont été étudiés et testés au troisième chapitre. Le schéma de conversion de la modulation FSK en modulation ASK proposé et l'architecture correspondante sont présentés dans le quatrième chapitre. Le système de conversion repose sur un des oscillateurs déjà présentés dans le chapitre précèdent. Enfin, le cinquième chapitre, présente le système de communication au complet avec tous les étages d'émission, réception, de réveil et de génération de la fréquence porteuse.

CHAPITRE 3 DÉMARCHE DE L'ENSEMBLE DU TRAVAIL DE RECHERCHE ET ORGANISATION GÉNÉRALE DU DOCUMENT INDIQUANT LA COHÉRENCE DES ARTICLES PAR RAPPORT AUX OBJECTIFS DE LA RECHERCHE

Cette thèse suit un format par articles afin d'inclure les travaux réalisés dans le cadre de ce projet de doctorat. Le système de communication sans fil qui répond aux spécifications discutées dans le premier chapitre est introduit ainsi qu'analysé dans les trois chapitres suivants. Chacun des trois chapitres présente les travaux de recherche publiés ou soumis pour évaluation et peut ainsi être interprété d'une façon indépendante. Les articles sont en toute cohérence par rapport à l'ensemble des travaux de recherche en termes de complémentarité et de l'incrémentalité des contributions proposées pour traiter les limites liés aux systèmes de communication sans fil dédiés aux implants en allant des oscillateurs aux émetteurs-récepteurs integrés au complet.

Le premier article introduit une nouvelle technique de verrouillage par injection appliquée à la fois aux oscillateurs LC et en anneau. Cette nouvelle réalisation nous a permis une amélioration au niveau des performances de ces oscillateurs en terme de bande de verrouillage par injection et de puissance dissipée. Les résultats obtenus dans cette phase nous ont permis d'élargir les domaines d'applications de ces oscillateurs à hautes performances. La technique de verrouillage par injection double, contrairement à la technique traditionnelle simple, exploite en même temps le courant et la tension des signaux appliqués en entrée. Ceci permet un meilleur gain en plus d'une bande de fréquence plus large.

Dans le deuxième article, nous avons exploité les performances obtenues dans le premier article pour concevoir et réaliser des récepteurs à faible dissipation de puissance. Toutefois, les performances en terme de débit de transmission et immunité aux bruits sont considérées excellentes et encourageantes par rapport aux travaux publiés et présentés dans le domaine des implants biomédicaux sans fil. Dans le cadre de cette phase de travail, nous avons présenté un système de conversion des signaux modulés en fréquence en signaux modulés en amplitude dans le but d'intégrer les structures simples et peu encombrantes des récepteurs RF à modulation ASK. Nous avons réalisé un récepteur RF à modulation FSK avec une architecture non-cohérente à détection d'enveloppe. Nous avons éliminé le besoin d'éléments encombrants et complexes tels que les mélangeurs, oscillateurs et PLL généralement intégrés dans les architectures FSK conventionnelles. Un récepteur de réveil a été introduit pour les systèmes à modulation d'amplitude OOK. Ce récepteur est intégré dans le but d'avoir plus d'efficacité en terme de consommation d'énergie. Il s'agit d'un circuit passif qui ne requiert

aucune source d'alimentation et qui produit son alimentaion à partir du signal d'entrée RF. Dans le troisième article, nous introduisons un système de communication sans fil au complet dédié aux implants et qui exploite l'oscillateur verrouillé par injection présenté au premier article et aux deux récepteurs RF réalisés au deuxième chapitre. Pendant la phase de conception, nous nous sommes basés sur l'étude analytique et les réalisations de deux articles déjà présentés. Il s'agit d'un émetteur-récepteur RF en bande ISM 902-928 MHz à modulation FSK à faible dissipation de puissance et qui peut atteindre des débits de transmission élevés de l'ordre de 20 Mbps. Le design final inclut un récepteur et un émetteur FSK pour les deux chaînes principales d'émission et de réception, un synthétiseur de fréquence pour la génération de la fréquence porteuse et un récepteur de réveil pour minimiser la demande en puissance pour tout le système ce qui augmente la durée de vie des batteries utilisées.
À la suite de l'exposé des articles cités et présentés, une discussion générale et une conclusion vont faire l'objet ci-après d'une présentation de synthèse utile à l'évaluation de la fiabilité et la faisabilité d'un émetteur-récepteur RF dédié aux implants.

CHAPITRE 4 ARTICLE 1 : WIDE-RANGE DUAL-INJECTION LOCKING OSCILLATOR FOR LOW-POWER TRANSCEIVERS' IMPLEMENTATION

4.1 Aperçu

Nous introduisons dans cet article le concept de verrouillage par injection appliqué aux oscillateurx LC et en anneau. Les travaux de recherche effectués ont permis d'améliorer les performances de l'injection, notamment en termes de bande de verrouillage. Ce qui élargit le domaine d'implémentation de cette technique à plusieurs applications. Une nouvelle technique est adoptée en exploitant en même temps le courant et la tension en injection.
L'article a été soumis au « Microelectronics Journal de Elsevier».

4.2 Abstract

This paper concerns a dual-injection locking design used to improve the locking performance of an Injection Locking Oscillator (ILO). By means of voltage and current injection of the RF signal, the circuit locking frequency bandwidth of the oscillator is improved. Dual-injection is applied for both the LC based and ring oscillators (ROs). The oscillation frequency of the ILOs is carefully controlled to enhance the locking bandwidth for an injected signal. It is shown that, for single injection, the locking range at central frequency is smaller than the dual injection at the same frequency. The equation describing the injection behavior at either of the two schemes is based on the Adler's injection-locking equation used for oscillators. It is shown that the phase-noise performance at dual injection can be kept as low as single scheme. A design is implemented using the IBM 130 nm CMOS process and it consumes less than 1 mW with a supply voltage of 1.2 V. It achieves the wide operation frequency range of 1.2-35.4 GHz. Taking into consideration the enhanced locking frequency bandwidth and low-power dissipation, the figure-of-merit of this circuit shows much better performance than to existing oscillators.

Keywords : Dual-Injection, Injection Locking Oscillator, Adler's equations, LC oscillator, Ring oscillator.

4.3 Introduction

Injection locking is a nonlinear phenomenon which characterizes several circuit-based oscillators : when the circuit interferes with a signal oscillating at a frequency similar to the oscillator's free running frequency, the oscillation follows the new signal frequency. This characteristic has been widely employed in high-frequency oscillation circuits. Because it makes the oscillation more stable and prevent laser diode noise, injection locking was employed in optics specially in lasers. Injection locking was employed in dielectric spectroscopy too [30]. In electronic, injection locking is getting more interest in CMOS communication designs, such as the design of quadrature voltage-controlled oscillators (VCOs) [31]- [32], frequency dividers based circuits [33], frequency multipliers [34], circuit designs intended to reduce interferences [35], clock recovery circuits [36], and filters [37].

ILOs have been employed in several wireless transceivers due to their simple architecture and instantaneous locking performances. However, their use is limited mainly by their narrow locking range compared with alternative techniques such as phase-locked loops (PLLs). Connecting a new signal to an existing oscillator in respect to the injection locking theory introduces performance enhancement as a result [38], thus a careful calculation of injection locking parameters is required.

In [39], Adler confirms that when the introduced signal is in respect to the oscillator locking bandwidth, the circuit oscillates with a frequency close to the injected signal. Thus, when the connected input is out of the calculated locking bandwidth, the circuit will produce several harmonics close to the running frequency of the oscillator. CMOS based oscillators could be disposed to injection locking or pulling. In [40], authors studied the impact of connecting a signal under injection locking in a network of oscillators in different configurations. Injection locking-based circuits are qualified to perform a linear phase amelioration, that could be considered later benefical in phased-array systems. In [41], the authors claim that the generated phase of two connected oscillators is in quadrature. The two designs should be connected to each other in respect with 180 degrees as coupling phase shift.

Following the considerations, authors present a new design of frequency divider and multiplier based on the super harmonic injection locking. All the previous designs are based on single injection locking oscillators. Recent standards recommend the optimization of design to use around 10% of the running frequency as data rates. Therefore, designs based on ILO must run efficiently under this frequency bandwidth. A large locking bandwidth is also preferred to avoid the undesired process, voltage and temperature (PVT) variation effects in recent scaled technologies.

ILOs provide other valuable applications, such as the remote frequency control, in which a

wide frequency range is highly needed. Several factors contribute on unlocking the oscillators such as process variation, PVT, mismatch between circuit building blocks specially those responsible of frequency tuning. Thus, it is crucial for the ILOs to allow wider frequency locking band to achieve better PVT variations over locking range. Furthermore, it was shown that using wide frequency locking bandwidth leads to minimize the output phase noise [42]. The locking range of an ILO is set as the maximum frequency difference between the injection signal and oscillator for which locking occurs.The limited locking range is indeed a major disadvantage of ILO and many architectures have been studied to maximise the range of frequency locking. By mean of added current injection, the dual-injection locking profits from the voltage and current injections to make the locking bandwidth wider.

We propose in this manuscript a new dual-injection locking scheme to maximize the injection performance and locking bandwidth of the LC-ILO and RO-ILO oscillators. The remaining parts of this brief are organized as follows. In Section II, the proposed method is defined so we present the Locking Range (LR) of an RO with a dual-injection circuit. In Section III. implementation results are presented and discussed, and the conclusion is given in Section IV.

4.4 Dual-injection Locking technique

The narrow locking band frequency is actually a major disadvantage of available ILOs, and many solutions have been presented to improve its locking range. In [31], a low-noise sub harmonically injection-locked VCO with programmable locking range is presented. The proposed ILO achieves low phase noise at 100 kHz offset compared to conventional VCO. The design is still power hungry while dissipating around 175 mW from 1.8 V supply voltage. Even though the authors propose programmable locking range, the range is considered narrow since it covers a range from 10 to 500 MHz.
In [33], a wide-locking-range injection locked frequency divider (ILFD) based on automatic frequency calibration loop is introduced. To configure the frequency of the ILFD, the load current is digitally tuned with 3-bit control signal. The locking range of the ILFD is around 7.2 GHz while the power consumption is still high. The operating frequency is considered very high so the operating speed of the used 10-bit counter is limited.
Authors in [42] present a ring oscillator based on ILFD. Tail injection and direct injection are both used together which allow the output currents of the two mixing processes corresponding to the two injection paths to be summed at the output frequency and the total injection efficiency is then improved. The base of ring oscillator includes 4 stages of the dual injection buffers. The dual injection is applied only for the buffer stage.

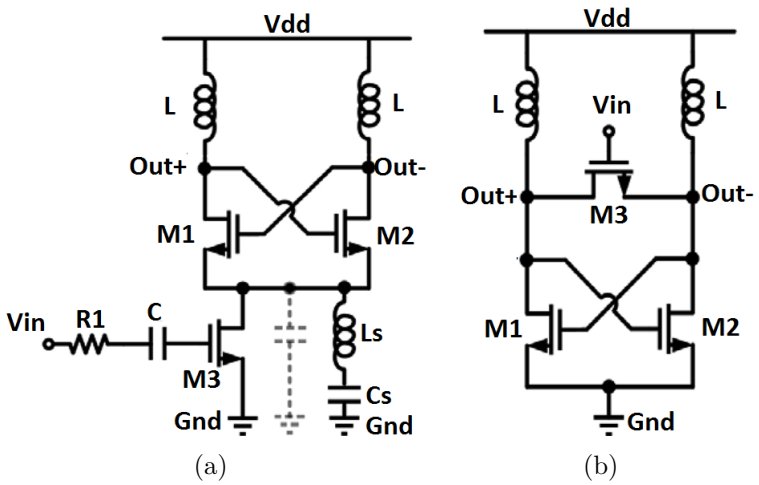


Figure 4.1 ILO : (a) with shunt, (b) direct injection

In [43], Authors present a Digitally Controlled Oscillator (DCO) based on injection locking. The locking range is controlled using capacitance tuning with 16 codes. The achieved range still narrow since it allows a range from 12 to 14 GHz. Injection range of an ILO is inversely proportional to used tank. However, low Q tanks have been employed to enhance the locking range, but this leads to more power dissipation [44]. As alternative, a PLL has also been employed in order to control the oscillator's running frequency to be in respect to the injection range. This brings more complexity to the design and consequently requires more area and power.

4.4.1 Proposed ILO Overview

Dual-injection locking has been studied mainly to provide larger frequency locking bandwidth for a LC circuit based frequency divider for several division ratios [45]. This work employs the dual-injection approach as direct injection for the LC-ILO and as differential buffer circuit with RO-ILO. As the supported locking frequencies of an ILO are found to be increased by improving the injected signal performance, the shunt peaking scheme is implemented using a shunt inductor which oscillates by taking into consideration the effect of the parasitic capacitance, as illustrated in Fig. 4.1(a), in order to maximise the injection power. On the other hand, the direct injection-locking architecture, shown in Fig. 4.1(b), is studied to prevent the high parasitic capacitor from reducing the locking range and enhance signal injection performances. Turning on the switch transistor M3, as shown in Fig. 4.1(b), leads to locking the output signals which results in better injection efficiency. Moreover, the switch transistor does no longer require to have large sizing, which introduces lower parasitic effects

and allows high-frequency operation. The dual-injection circuit gathers the advantages of the above schemes by combining both architectures.

4.4.2 Injection Locking Prediction

Two main schemes have been used for predicting injection locking in resonator based designs. One is the technique introduced by Adler (Adler's equation), the other is a semi analytical method based on the Perturbation Projection Vector (PPV) of oscillators. Adler's equation describes in a simplified way the injection locking behavior in ILO. The generalized Adler's equation could be used for LC-based oscillators and the PPV method for ring oscillators. In [39], Adler deduces the phase behavior of the oscillator from the relationship between the phase and the signal magnitude of the resonator-based circuit output and the injected input. When the oscillator receives an external signal, but is not locked by the injected signal, an oscillation will occurs. The following equation presents the output signal frequency of the oscillator injected by a second signal (4.1) :

$$\frac{d\alpha}{dt} = -\frac{V_{inj}}{V_0}\frac{\omega_0}{2Q}\sin(\alpha) + \Delta\omega_0 \tag{4.1}$$

where V_{inj} is the injected voltage, V_0, ω_0 and Q are the output voltage, frequency and quality factor of the free running oscillator, and variation of $\frac{d\alpha}{dt}$ is the injection frequency. $\Delta\omega_0$ presents the frequency shift of the oscillating frequency.

The locking frequency of the ILO is considered as the optimal frequency shift among the injected input and the oscillator free running frequency for which locking appears. Most of the time, the locking range ω_L of the ILO is given by (4.2)

$$\omega_L = \frac{\omega_0}{2Q}\frac{I_{inj}}{I_{osc}} \tag{4.2}$$

where Q is the quality factor of the ring ILO, I_{inj} is the injection current and I_{osc} is the oscillating current.

When the oscillator locks to the input injected signal, we get the locking condition (4.3) :

$$\sin(\alpha) = 2Q\frac{V_0}{V_{Inj}}\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \tag{4.3}$$

As the values of $\sin(\alpha)$ is limited between -1 and $+1$, so the optimal locking frequency of the oscillator should satisfy (4.4)

$$\frac{V_{Inj}}{V_0} > 2Q\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \tag{4.4}$$

Based on the PPV method, the oscillator's maximum locking range is driven by equation (4.5) :

$$|\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0}| < kA_{inj} \tag{4.5}$$

where $\Delta\omega_0$ is the frequency difference between injection signal and the oscillator's free-running frequency ω_0, A_{inj} is the injection signal amplitude and k is the locking factor that can be calculated by solving (4.6) :

$$k = max \int_0^1 PPV \sin(2\pi t)dt \tag{4.6}$$

where PPV is the perturbation projection vector of oscillators which can be calculated by various technique [46]. Once the PPV is calculated, this technique could be used to evaluate injection locking level in ring oscillators, without being limited to harmonic oscillators.

4.4.3 Proposed LC Oscillator based on Dual-Injection Technique

Fig. 4.2 illustrates a block diagram of conventional ILO with a tuned tank. When the injected voltage is low, the ILO operates at its free-running frequency and its tuned tank brings no phase shift. When the ILO is injection locked to an external signal, the frequency runs near to the external signal frequency. When the free running frequency is different to the injection frequency, the tank impedance produces a nonzero phase shift. The phase shift is negative when injection frequency is greater than the free running frequency. To keep oscillation stable, the total tank current I_{total} must produce the same phase angle with the opposite polarity of the tank impedance. Consequentley, the ILO generates a phase shift between the injected and the output signal as shown in Fig. 4.2

Fig. 4.3(a) outlines the design of an input voltage injection based circuit and 4.3(b) shows input current injection, respectively. The locking ranges of these standard LC oscillators are too tight, and they present poor input sensitivities. Thus, to boost the locking frequency and ameliorate the signal sensitivities, we introduce the ILO using the dual-injection technique by gathering those two different standard schemes as shown in Fig. 4.4. The whole design implements the direct injection-locking architecture. By mean of the switch transistor, the introduced input is driven by the main transistor connecting the differential circuit nodes. While, the input is connected to the node of the switch, the voltage input oscillation is

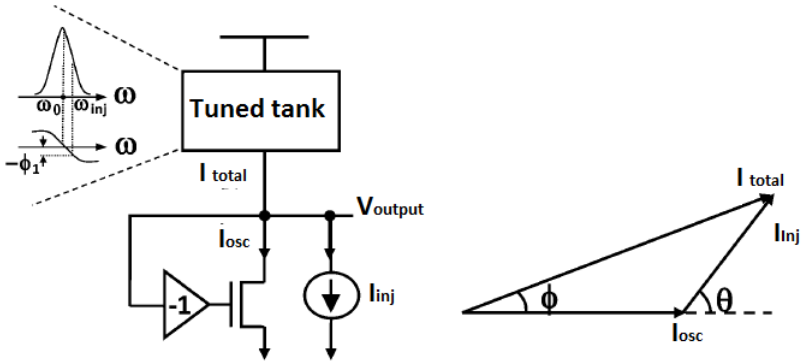


Figure 4.2 Circuit schematic of the conventional ILO.

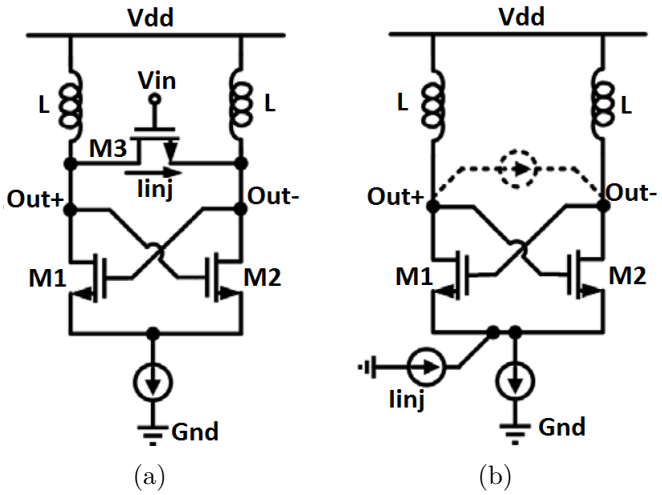


Figure 4.3 ILO technique : (a) Voltage injection, (b) Current injection

considered as the main controlling circuit. Meanwhile, the input signal is again connected to the common source of the cross-coupled transistor pair via the capacitor (Cc). In order to have better performances of the ILO, the common source node is connected to the LC tank, that runs at a specified frequency. As the injected signal connected to the common node of the cross-coupled transistor is generally weak, thus the injected current contribute mostly in locking circuit. V_{in} and I_g are the signals connected to the main switching transistor are presented in Fig. 4.4. The variation of the current injection I_{inj} is considered more important than the variation of I_g that occurs on the voltage injection itinerary. However, the input voltage is considered as the main injection circuit in the switching transistor part besides the input current which is considered as the main injection in the differential pair. Combining the Dual-injection technique optimizes and improves considerably the locking range of ILO due

to the added current injection path. A frequency calibration (FC) loop is used by connecting variable capacitance to the LC tank. The major function of such loop is to lock the ILO in a target frequency range, by tuning the free-running frequency ω_0. The FC loop controls the locking range by changing the capacitance based on the optimal free running frequency.

4.4.4 Proposed Ring Oscillator With Dual-Injection Scheme

Both harmonic and non-harmonic oscillators are prone to the injection locking. The narrow-band characteristic of LC-tank oscillators conducts to a narrow locking frequency bandwidth. In general, inductors require large chip area which is considered as the major limit of implementation. This observation push researchers to find better and wide-band alternatives such as RO. Every RO integrates a feedback loop using N similar levels. Oscillation starts when the phase shift close to the loop is around zero or is equal to 2π. thus, the oscillation frequency is calculated on the RO to satisfy the rule when the total output phase shifts from the different stages meet the loop requirement. Tail injection and direct injection use to be the most employed injection techniques with ring oscillator based ILOs. The main idea behind the injection locking of the ring oscillator is based on the mixing of injected input with the oscillating signal which produces a new signal with a frequency that satisfies the oscillating requirement. Fig. 4.5(a) outlines a ring oscillator using ILO based on single block injection at the buffer level. When the injected signal is low, the circuit is oscillating at ω_0. The behavior model and the design diagram of the RO-ILO are presented in Fig. 4.6 and Fig. 4.7. It shows a 4-stage differential ring oscillator. All buffers employ dual-injection for larger frequency locking bandwidth. Later, 0 and π phases are connected to several buffer stages to reach different value of injected input. v_{inj} generates injection current i_{inj} at input frequency w_{inj}. The injection current i_{inj} connects with the super-harmonics of the generated signal. However the mixer is realized using the main stages and the biasing transistor down on the figure. Low-pass filter based on the buffer blocks excludes frequency range bigger than w_0 and the mixing product i_{inj} at w_0 is allowed as shown in Fig. 4.6. The output load current $i_{load} = i_{osc} + i_{inj}$ and phase shift of $\Delta\Phi$ is formed in i_{load} because of the current i_{inj}. Buffer voltage (Vb), presented in Fig. 4.7, is a DC biasing voltage introduced using dual-injection based circuit shown in Fig. 4.4. Because of the latch load realized by the differential transistors pair, buffer outputs show faster transition and high-amplitude, this leads to enhance super harmonic behavior. DC signals I_{bias} and I_{inj} are connected to the output signal and its higher order harmonics. Later, DC I_{bias} is up-converted to signal with frequency ω_0. Low-pass filter formed by the buffer circuits frequency blocks with a frequency higher than ω_0. On the other hand, phase shift generated by dual-injection is found to be higher than phase shift or generated by simple injection based on single oscillator.

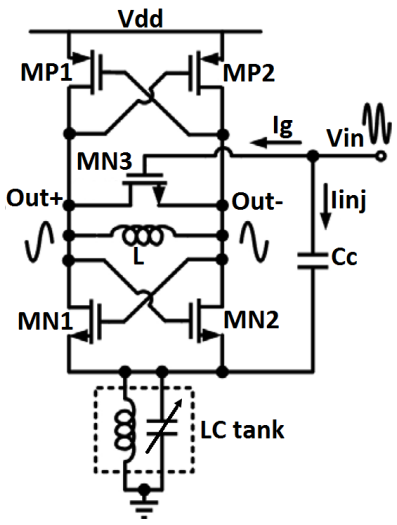
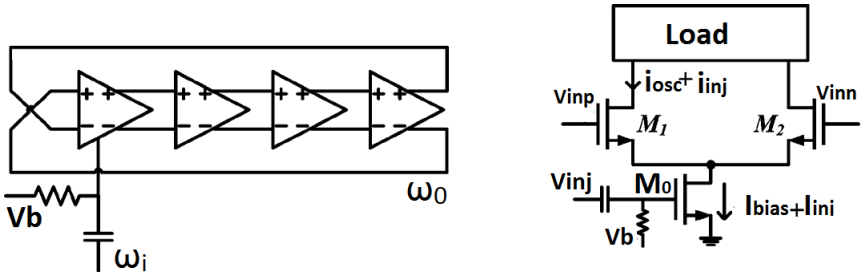


Figure 4.4 Circuit schematic of the proposed dual-injection ILO.



(a) (b)

Figure 4.5 Ring oscillator : (a) Simple tail injection, (b) Buffer with tail injection

4.5 Implementation Results

The LC-ILO and RO-ILO are implemented in a IBM 130-nm CMOS process. The chip microphotograph is presented in Fig. 5.13. The whole chip size including pads is 0.7 x 0.7 mm^2. The implemented inductors are on-chip. The circuit runs at 1.2 V supply voltage. The chip is bonded inside a QFN02802 air-cavity package for measurements. The circuit implementation of the CMOS LC-ILO is based on the design illustrated in Fig. 4.4. To reduce the power dissipation, the NMOS and PMOS employed transistors are integrated combined to benefit from the added input current to achieve the start-up requirement. Moreover, the current source is eliminated from the design to minimize the need of supply voltage. By adequately designing the dimensions of the different integrated components, the dc level of the cross-coupled transistors output is almost 50% of the required Vdd. Cross-coupling transistors based switch is based on NMOS transistor due to its faster switching frequency.

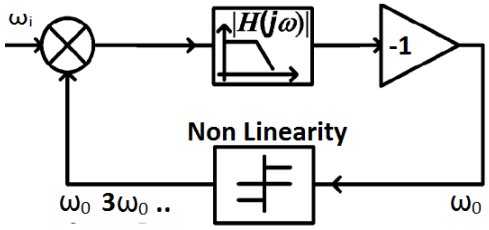


Figure 4.6 RO-ILO behavior model.

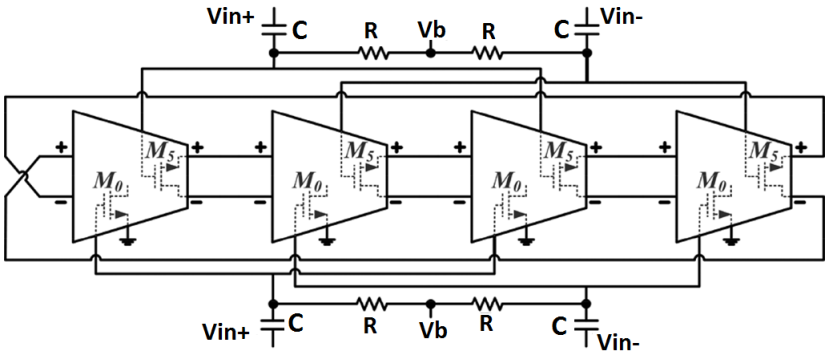


Figure 4.7 Four-stage differential RO-ILO based on dual-injection buffers.

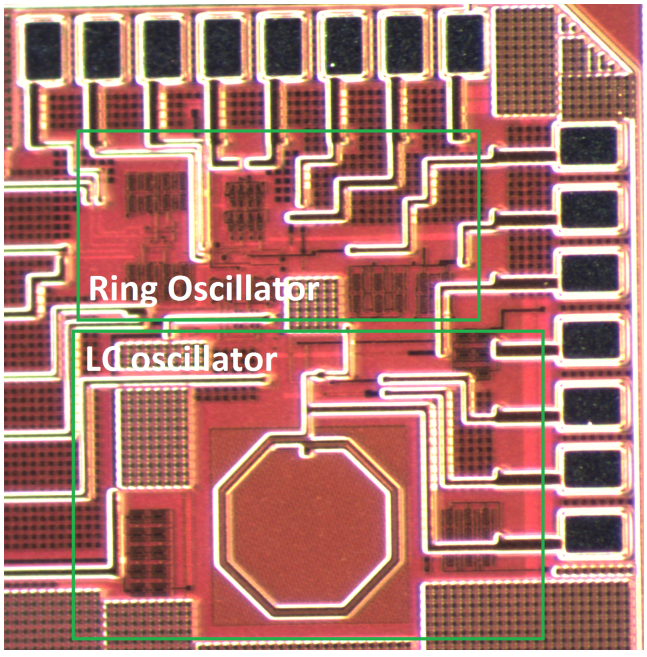


Figure 4.8 Chip microphotograph

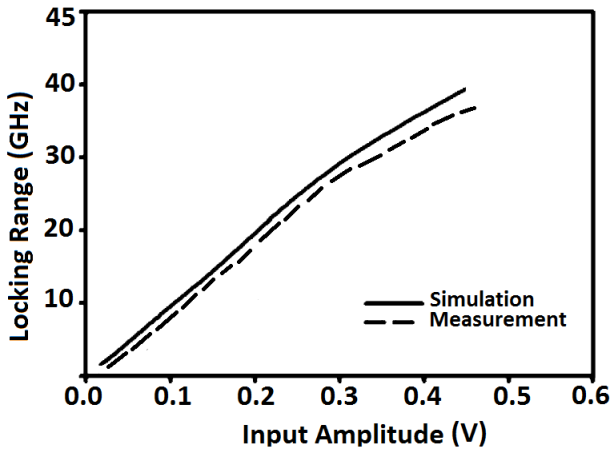


Figure 4.9 Locking bandwidth of dual LC-ILO.

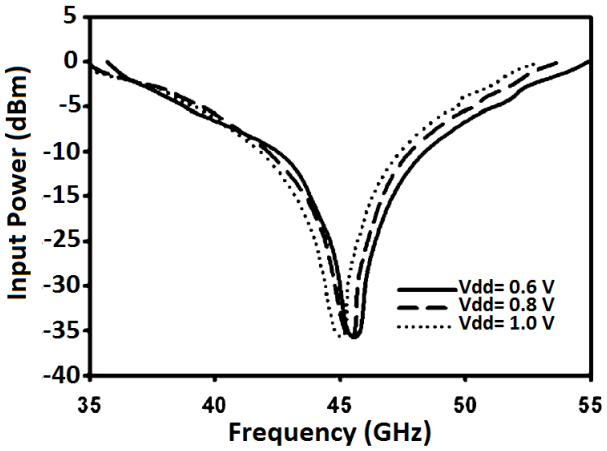


Figure 4.10 LC-ILO Signal sensitivity with supply voltage changing from 0.8 to 1.0 V.

Inductor integration is not recommended for high Q since higher Q of the oscillator provide smaller locking frequency bandwidth. Low Q requires more power to fulfill the oscillator start-up requirement.

Fig. 4.9 outlines the locking frequencies of the implemented dual LC-ILO and the conventional direct ILO. When the input signal power is at 0-dBm level (V = 0.316V @ 50 Ω), the adopted architecture enhances the locking frequencies of LC-ILO by 100 %. The presented dual-injection LC-ILO also shows better input sensitivity than the standard ILO. Fig. 4.10 illustrates the sensitivity of the LC-ILO by changing the supply voltage starting from 0.6 to 1.0. At 0 dBm input, the maximum and minimum measured running frequencies of the ILO at 0.6 V supply voltage are 35 and 55 GHz, respectively. The whole locking frequency bandwidth is found to be around 20 GHz without the need of inductor control. Despite the shift of the

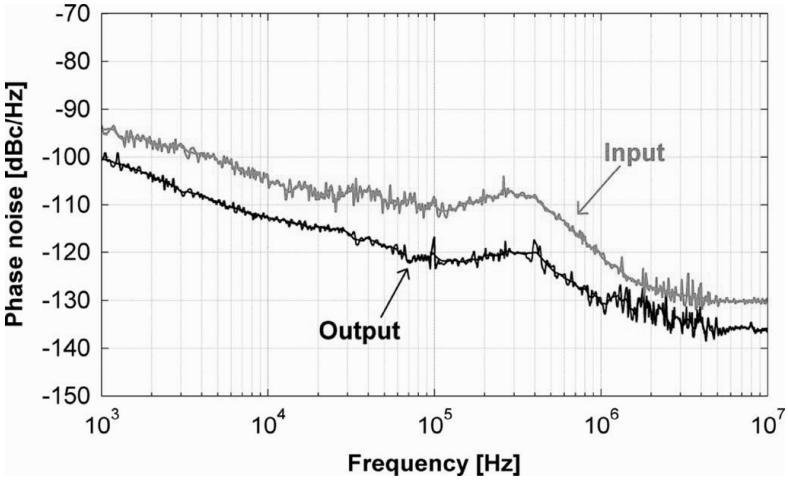


Figure 4.11 RO-ILO Phase noise performance.

free-running frequency due to the supply pushing, there is no effect on the whole locking range. When the LC-ILO is in injection locked mode, this leads to eliminate the LC-ILO free-running generated phase noise. The total generated phase noise follows the magnitude of the input injection noise. Fig. 4.11 shows input and output phase noise for the RO-ILO with signal locking to 29 GHz signal at 0 dBm. Based on the proposed scheme of injection, the RO-ILO locking frequency is enhanced by 80% in regards to the standard scheme of injection. The free-running frequency of the proposed RO is 2.1 GHz. To inject power arround 0 dBm, the locking frequency begins from 1 GHz. The presented RO-ILO circuit allows a large locking bandwidth which is over 170% compared to the single injection locked RO. The performance summary of the proposed LC and RO ILO design and a comparison with recently reported topologies are presented in Table 4.1. All the presented results are made from measurement. The presented design shows larger locking range while dissipating less power for wider input frequencies. To characterize the performance of the design, the figure of merit is defined as (4.7) :

$$FOM = \frac{f_C.LR_H}{P_{dc}} \tag{4.7}$$

where f_C is the frequency coverage of running frequency, LR_H is the maximum locking frequency, and P_{dc} is the power dissipation. Taking on consideration the optimal locking frequency and the reduced dissipation, the FOM of the proposed circuit overcomes those of the conventional LC and RO based ILO.

Tableau 4.1 Performance Summary and Comparison

References	[30]	[31]	[33]	[34]	[42]	[43]	[44]	[45]	This Work
Year	2016	2015	2015	2013	2015	2009	2014	2008	2016
Technology CMOS (nm)	65	180	65	130	65	45	65	90	130
Supply voltage (V)	1	1.8	1	1.8	1.2	1.1	1	1.0	1.2
Oscillator	LC	LC	LC	Ring	Ring	Ring	LC	LC	RO/LC
Locking Range (GHz)	6.5-30	1	7.2	15	16	12.6-14.3	13.4-17.2	19.2	20
Frequency (GHz)	9	8	14.1-45.8	4-15	1.2-20.7	11-15	15	35-55	1.2-35
Core chip Area (mm)	0.18	1.35	0.03	0.010	0.004	0.01	0.03	0.385	0.01
Phase Noise (dBc/Hz) @1 MHz	-94	-126	-103	-103	-120	-	-	-118	-128
Power consumption (mW)	65	175	2.76	8.1	1.92	15	9	0.8	0.5
FOM (%)	4.15	0.04	1.2	0.18	1.4	0.14	0.01	4.5	8.75

$FOM = \frac{f_C LR_H}{P_{dc}}$; where f_C is the frequency coverage of running frequency, LR_H is the maximum locking frequency, and P_{dc} is the power dissipation.

4.6 Conclusion

We proposed in this paper a high-locking frequency bandwidth based on dual LC-ILO with a frequency calibration loop and RO-ILO. Designs implementation was based on the 130-nm CMOS process. A new technique for extended injection frequency bandwidth in both injection locked oscillators was presented and discussed. The behaviors of the circuits were studied and

the oscillator locking frequency is found to be higher than that of a standard ILO using single mode injection locking. The proposed ILOs are compact without any inductors size extend. A high locking range and a 0.5 mW power dissipation were achieved. The measured locking range of the ILO is around 20 GHz at -6 dBm injection power.

Acknowledgments

Authors acknowledge the financial support from Canada Research Chair in Smart Medical Devices, NSERC and ReSMiQ, and design tools from CMC Microsystems.

CHAPITRE 5 ARTICLE 2 : A LOW-POWER DUAL-INJECTION-LOCKED RF RECEIVER WITH FSK-TO-OOK CONVERSION FOR BIOMEDICAL IMPLANTS

5.1 Aperçu

Cet article présente deux récepteurs RF à faible consommation dédiés aux dispositifs implantables. Le premier récepteur fait partie d'un émetteur-récepteur RF avec une architecture simple basée sur la détection d'enveloppe pour une modulation de fréquence. Des débits de transmission élevés ont été atteints avec une dissipation de puissance en dessous du milliwatt. Le deuxième récepteur réalisé est un circuit passif qui ne nécessite pas d'alimentation. Il récupère son alimentaion en énergie du signal RF lui même. L'article a été publié comme suit :
M. Zgaren, and M. Sawan, "A Low-Power Dual-Injection-Locked RF Receiver With FSK-to-OOK Conversion for Biomedical Implants." IEEE Transactions on Circuits and Systems-I : Regular Papers 62.11 (2015) : 2748-2758.

5.2 Abstract

We present in this paper an ultra low power ISM band RF receiver intended for implantable biomedical devices. The proposed circuit, which represents the reception part of a new energy-efficient RF FSK transceiver, consist of an FSK receiver (Rx) with OOK fully passive wake-up device (WuRx). This WuRx is batteryless with energy harvesting technique which plays an important role in making the RF transceiver energy-efficient. This proposed receiver is achieved with a reduced hardware architecture which does not use an accurate local oscillator, high Q external inductor and I/Q signal path. The circuit is based on a dual injection locked FSK-to-ASK conversion technique. The circuit is implemented in IBM 0.13 μm CMOS technology with 1.2 V supply voltage. This WuRx achieves a data rate of 100 kbps for 0.2 μW power dissipation at -53 dBm input signal. The Rx shows -78 dBm sensitivity for 8 Mbps data rate while consuming 639 μW power.

Keywords : FSK-to-ASK Conversion, ASK, FSK, OOK, Low Power Biomedical Implants, Envelope Detection, Dual Injection Locking, Wake-Up Receiver, Energy Harvesting.

5.3 Introduction

Wireless Body Area Networks (WBAN) support a wide range of biomedical sensor implants. WBAN allows wireless link among different physiological sensors and mobile medical implants carried by a patient for permanent health monitoring as shown in Fig. 5.1 [8]. Devices employed in these applications have to meet the requirement for low-power consumption and low-fabrication cost in order to allow for unobstructed use. Recently ultra low-power transceivers are required for biomedical implants to establish efficient Radio Frequency (RF) links. The challenges of power dissipation for emerging medical and communications devices have been the concern of many research teams in recent years [47]. Biomedical implants have to be implemented using low-power consumption circuits especially for a long-life battery use. Battery extends is one of the key challenges in surgically implanted devices such as retinal prosthesis and embedded neural applications ; where size of the circuit and power dissipation are critical while they are being implanted in high sensitive parts of the human body such as eye and brain. On the other hand, wireless data transmission is a major element in these biomedical implants as it eliminates the use of invasive devices. The use of wires through the human skin could enhance the risk of infections and disease. Since the transceiver consumes the main part of the power budget in WBAN, energy efficient architecture and modulation techniques of devices should be built and taken on consideration. International Telecommunication Union Radio communication Sector allocated the Industrial, Scientific and Medical (ISM) radio bands, where one of them is in the range of 902-928 MHz [15]. The later band allows wireless data transfer among various medical implants. RF biomedical telemetry link is considered close to a free space radiation case. Besides the simplicity and low-power consumption characteristics, implantable devices should be kept robust enough to guarantee the desired service for long-term applications. Among the implantable device challenges are in vivo losses due to tissue absorption, antenna size, and choice in operating frequency. The optimal radiation frequency lies near the 900 MHz band, as at lower frequencies the antenna is an inefficient radiator due to its size, and at higher frequencies tissue absorption losses dominate [48].

On the other hand, many biomedical implants such as capsule endoscopy, visual implants and neural recording systems need high-data rate transmission [49]. Thus it is essential to improve energy efficiency without compromising high performances in terms of data rate. Considering the short communication range below ten meters, simple modulation scheme is adopted. The choice of modulation architecture has a significant influence on the whole receiver design which should be kept as simple as possible for high integration aims. There have been three modulation schemes mainly implemented in short range and low-power applications. One

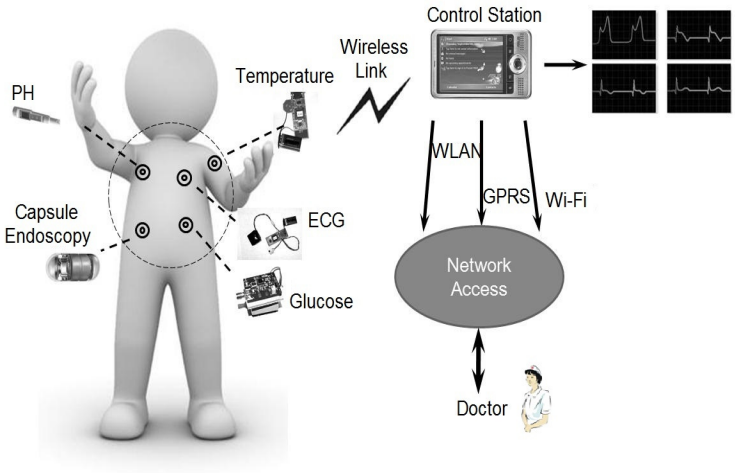
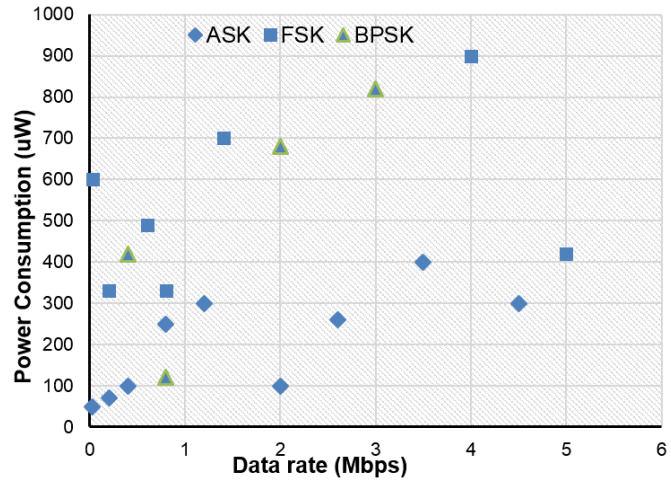


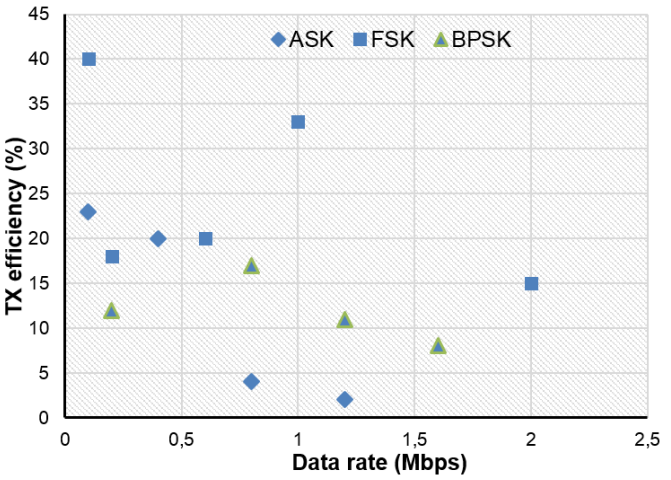
Figure 5.1 Wireless Body Area Network

is Phase Shift keying (PSK), second is the Frequency Shift Keying (FSK) and the last is Amplitude Shift Keying (ASK). The BPSK requires coherent detection and signal phase processing which increase the receiver complexity and therefore the budget of requested power. Nowadays, ASK modulation offers the lowest power dissipation design due to their simple circuit architecture especially at the receiver/demodulation side. ASK is considered as the most suitable architecture based on envelope detection [23], and super regenerative receivers [50]. Subsequently envelope detector design with only RF amplification and without power-hungry component as oscillator, Phase-Locked-Loop (PLL) and frequency synthesizer could be the simplest ASK receiver architecture. From previous works shown in Fig. 5.2, ASK modulation technique leads to a high-data rate by implementing the simplest modulation-demodulation circuits as presented in Fig. 5.2(a). For example, ASK design done in [50] with down-conversion front-end shows a data rate of 2 Mb/s. However, down conversion needs power-hungry modules, such as high-performance mixers and frequency synthesizer. This was demonstrated by the recently published receivers [23]- [50].

On the other hand, as presented in Fig. 5.2(b), FSK shows a high-transmission efficiency and high-data rate in many recent works as studied in [21]. FSK is less susceptible to frequency pulling due to its constant envelope nature. FSK modulation with a constant envelope allows the use of efficient non-linear power amplifier and removes the necessity for gain control at baseband. FSK is commonly used in communications links where decreased susceptibility to signal fading is required too. This modulation technique enables good spectral efficiency and immunity to noise (e.g., flicker noise) at very low power levels. FSK is mostly adopted with large modulation index while it has a faster response time than ASK [51]. However,



(a)



(b)

Figure 5.2 Trends in Recent Energy-efficient Transceivers : (a) Power consumption and data rate of receiver, (b) Efficiency and data rate of transmitter

the reception and demodulation part of FSK transceiver are more complex and dissipating more power than envelope detector design because it employes accurate local oscillator and I/Q signal path to demodulate the received RF signals. Despite the fact that wideband FSK modulation does not integrate a very accurate oscillator, many challenges to tackle especially the wideband antenna and the building block chip size. Biomedical implants are among the most critical devices that are required to be shrunk in the size while transmitting high data-rate information. More bandwidth, it can improve the signal-to-noise ratio but high modulation index should be granted in transmitter side. Taking in consideration all these above mentioned parameters, our new design leads to :

— A low energy FSK receiver using 902−928 MHz ISM band for biomedical applica-

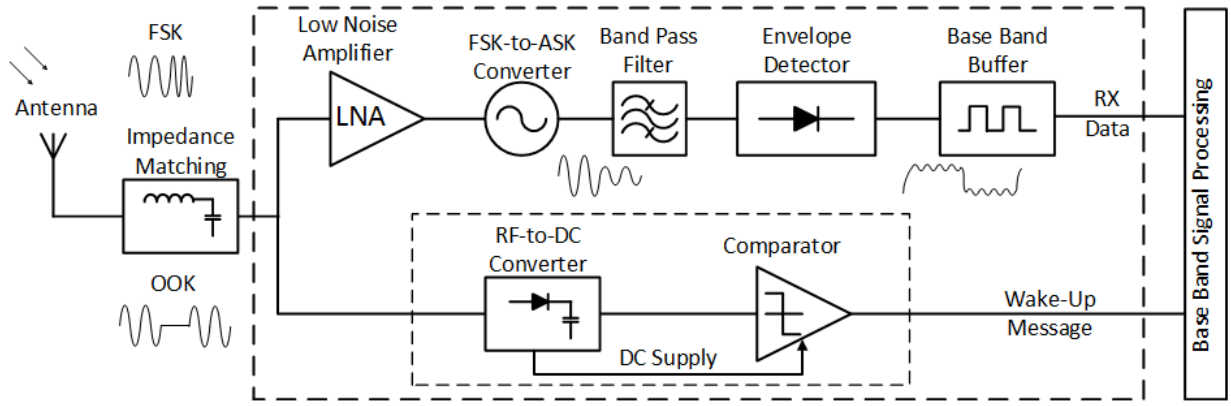


Figure 5.3 Architecture of Proposed 902-928 MHz ISM Band RF Receiver

tions by taking the advantages of both ASK and FSK typologies. The key component making this possible is the proposed frequency-to-amplitude converter (FAC) based receiver which allows to improve the sensitivity of conventional envelop detector design, noise immunity as well as power efficiency.

— An ultra low-power fully passive WuRx which harvests its energy from the incident RF OOK signal based on high-efficiency rectifier.

The remaining of this paper is organized as follows. An overview of the architecture is presented in section II. In section III, we describe the receiver architecture based on injection locking concept. Then, Section IV depicts the implementation of the proposed RF receiver. Section V shows the implementation results. Finally, Section VI concludes the paper.

5.4 System Overview

5.4.1 Receiver Design Requirements

The design of RF receivers for Biomedical implants is challenged by the following basic requirements :

— Low-power consumption during RF communication is required. Implant battery power is limited and the impedance is quite large. This decrease the peak currents that may be drained from the supply. During communication, power dissipation should be limited to sub 1 mW for several implantable devices.

— Ultra-low power (sub 10 μW) or fully passive approach when sleeping mode and periodically control for a wake up signal is intended.

— Minimum external component such as high Q inductor and small physical chip size are important elements. Moreover, avoiding external component, usually requiring

high levels of integration, could significantly reduce costs. On the other hand, full integration has the advantages of increasing overall system reliability.

— High data rates are expected usually in the order of megabytes per second.

— High system and data transmission reliability.

— Short range data transmission, typically between 1 and 5 meters since the ISM band is designed to enhance the previous short range inductive link. Longer ranges needs higher sensitivity especially with the small antennas. Antenna, matching, and body losses should be carefully studied.

The RF receivers presented in this paper addresses all of these considerations. Some specific tradeoffs and the device performance are described and discussed further.

5.4.2 Receiver Architecture

The architecture of the system is inspired from the super-regenerative receiver (SRR) which can be used to realize a transceiver that is suitable for OOK modulation. The super-regenerative oscillator, which is the key element, is controlled by quench signal. Although an SRR has advantages of high gain, simplicity, low cost, low-power consumption and constant demodulated output over a wide range of input signal levels, however it has a drawback of inherent frequency instability and its characteristics strongly depend on the performance of the super-regenerative oscillator. Therefore the super-regenerative receiver requires a highly stable and low-phase-noise oscillator. In addition, interference is also generated by radiation from the quench oscillator, and the addition of an oscillator in the receiving path increases the overall power consumption of the transceiver. Fig. 5.3 shows the block diagram of the proposed RF receivers which is composed of a primary communication channel with an envelope detector ASK receiver. The secondary channel is allocated for the WuRx receiver operating at the some ISM frequency band. In the primary receiver, the FAC plays an important role to make the design energy-efficient. In the main receiver shown in Fig. 5.3 and following the antenna, the RF FSK modulated signal is amplified using a high gain Low Noise Amplifier (LNA). Through the FAC, the LNA output is converted to ASK modulated signal which is directly fed to Band Pass Filter (BPF) to filter out any unwanted harmonic frequencies. Not really, RF filter needed since the FAC acts in the locking range as our first band-pass filter and minimize the out range signals then the BPF narrows the selected bandwidth for further processing. Among the main ISM band challenges are the noise and the interferences, a narrow BPF is used to improve the Rx selectivity and reduce the effect of interference so that the unwanted harmonics and adjacent signals can be obstructed. Implemented BPF does not integrate any off chip component. Later, the filtered signal is injected into the envelope detector, and then base-band processing unit. The proposed receiver is dedicated to the high data

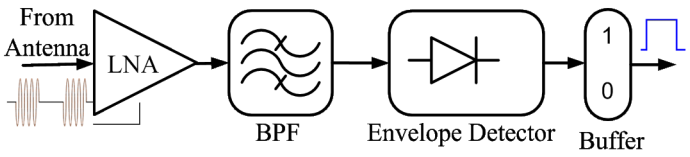


Figure 5.4 Conventional Envelope Detection Architecture

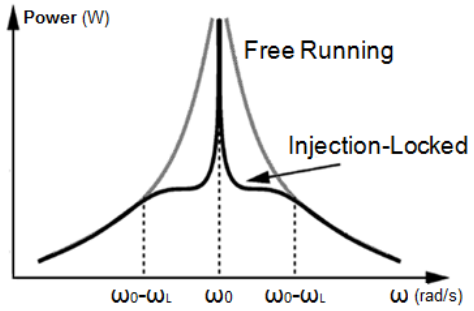


Figure 5.5 Phase Noise Characteristics

rate applications. Thanks to the new design of FAC, the receiver uses an envelope detection-based architecture that eliminates the need of a local oscillator (LO) and I/Q signal path. Moreover, high LNA gain to overcome the receiver sensitivity limitation of envelope detector is also mitigated because of FAC active gain. In addition, by removing the RF amplifier and filter which consume most of power in such receiver architecture the proposed architecture has the advantage, mainly in terms of power consumption, over the conventional envelope detection-based receiver used in ASK demodulation.

In order to extend the battery life the WuRx is integrated to watch the radio link continuously. The WuRx operates in the same ISM frequency band using OOK modulation. The design is based on an envelop detection scheme which is the popular choice in wake up receivers, nowadays [52]. Thus, an RF-to-DC converter design is implemented to generate the envelope of the OOK signal (wake-up data) and at the same time, efficiently convert the RF carrier signal power to a DC voltage in order to supply the remaining blocks. Both of receiver designs focus on minimizing the receiver noise to accomplish higher sensitivity.

5.5 Injection Locking Based Receiver

5.5.1 Envelope Detection

The best energy-efficient way to design a receiver is to integrate the envelope detection scheme as shown in Fig. 5.4. Envelope detection remove the consideration of the carrier phase which reduce the complexity of integrated design. ASK modulation is the suitable choice for envelope detection while it carriers data to transmit on its amplitude rather than its phase or frequency which leads to the simple receiver design. Envelope detection architecture usually integrate an LNA with high-gain performances between the antenna and RF filters in the receiver front-end because of the nonlinear function of the envelope detection process. In our case, the new design of FAC is located between the LNA and the band-pass filter as first part and the envelope detector as second part to benefit from the injection-locking isolation. It has been showns that the envelope detection scheme is more robust to phase noise than the coherent scheme [53]. On the other hand, the FAC high-frequency performances allow enhancing LNA immunity from envelope detector side effect, in this later case the sensitivity constraint and noise generation from envelope detector cannot affect the front-end circuit part of the Rx receiver. Then, the RF gain can be controlled tuning the FAC. Using this architecture, the phase noise associated to the FAC can be reduced to a low-noise source as shown in Fig. 6.21.

5.5.2 Injection Locking Oscillator

While confined to bed by illness, the Dutch engineer Christiaan Hygens has observed that the balancer of two wall clocks moved in harmony if the clocks were hung nearby. He noticed that the coupling vibration via the wall conducted to the clocks synchronization [54]. Nowadays, injection locking is dedicated for a field of applications covering frequency divider, quadrature generation and oscillators with accurate phase separation [55]. Oscillatory based systems are generally subject of injection locking or pulling. Taking the example of a simple oscillator with LC tank as shown in Fig. 5.6 which oscillates at w_0. The Injection Locking Oscillator (ILO) can be modeled as a nonlinear block followed by a frequency selective block (e.g., an RLC tank) in a positive feedback loop as shown in Fig. 5.6. The nonlinear block depicts the whole non linearity concerning the amplitude of output signals. Moreover, a loop unity gain must be taken on consideration to keep the oscillation stable [56]. Because of the phase shift, the oscillation frequency get a new value. By properly selecting the amplitude and frequency of I_{inj}, the ILO operates at w_{inj} rather than w_0 and injection locking occurs. Following this condition V_{out} and I_{inj} must have a phase difference ϕ given by (5.1) [57]

$$\sin(\phi) = \frac{I_{inj}\sin(\theta)}{\sqrt{I_{osc}^2 + I_{inj}^2 + 2I_{osc}I_{inj}\cos(\theta)}} \tag{5.1}$$

where θ is the phase difference between I_{osc} and I_{inj}.

On the other hand, the reduction of phase noise is related to the injection level, and it reaches a maximum for a frequency close to the resonance of the integrated LC tank [57]. Assuming that the amplitude of the injected voltage V_{inj} is much lower than the amplitude of the free running oscillator V_{osc} and from [57], the locking range can be given by (5.2).

$$w_L \approx \frac{w_0}{2Q}\frac{V_{inj}}{V_{osc}} \tag{5.2}$$

where w_L is the locking bandwidth, w_0 is the operating frequency, and Q is the quality factor of the oscillator. In some cases, we can configure the ILO as signal frequency divider as given below in (5.3) [58].

$$w_{L,inj} \approx \frac{w_0}{2Q}\frac{1}{K}\frac{V_{inj}}{V_{osc}} \tag{5.3}$$

where K is the conversion gain. The oscillator in our case can be locked from $w_0 - w_L$ to $w_0 + w_L$. For a specific value of w_L, the injected signal in the ILO will have a swing value considered smaller than the case of conventional envelope detection architecture without injection-locking scheme. As presented in (5.2) and (5.3), the locking range in an ILO is related to the injected signal amplitude. Thus, by introducing the injected signal to a high impedance circuit, the required input power can be minimized drastically. Thanks to the high impedance of their gate, MOS transistors proves to be a suitable solution for ILO design. For that reason, the injection locking based design allows to reduce power consumption of RF FSK receiver.

5.5.3 Frequency to Amplitude Conversion

The conversion property that we adopted in the main RF receiver design is based on the fact that the incident frequency of converter could be differentiated by the amplitude of output signal, which conducts to the frequency-to-amplitude conversion. The conceptual diagram of converter based on LC tank oscillates at w_0 and present a quality factor of Q is shown in Fig. 5.7.

We assume that the converter oscillates at w_{inj} and injection locking happens by the injection of an appropriate signal. The output is illustrated by a phase modulated signal with a carrier

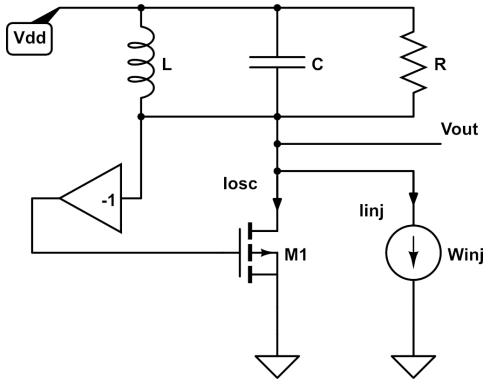


Figure 5.6 LC Tank Oscillator with Injection Locking

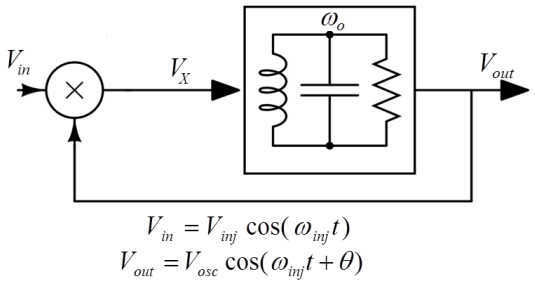


Figure 5.7 Frequency-to-Amplitude Conversion of ILO

frequency of w_{inj} rather than w_0. The main goal is to calculate $V_X = V_{in} + V_{out}$, for simplicity we suppose V_{inj} is much smaller than V_{osc} and the output amplitude is proportional to V_X which is equal to (5.4) :

$$\begin{aligned} V_X &= V_{inj}\cos(w_{inj}t) + V_{osc}\cos(w_{inj}t + \theta) \\ &= (V_{inj} + V_{osc}\cos(\theta))\cos(w_{inj}t) \\ &\quad - V_{osc}\sin(w_{inj}t)\sin(\theta) \end{aligned} \tag{5.4}$$

The right hand side must be converted to one sinusoidal. Factoring $V_{inj} + V_{osc}$ and defining (5.5) :

$$\tan(\varphi) = \frac{V_{osc}\sin(\theta)}{V_{inj} + V_{osc}\cos(\theta)} \tag{5.5}$$

we write

$$V_X = \frac{V_{inj} + V_{osc}\cos(\theta)}{\cos(\varphi)}\cos(w_{inj}t + \varphi) \tag{5.6}$$

Since $\cos(\varphi) = (\sqrt{1+\tan(\varphi)})^{-1}$ and $V_{inj} \ll V_{osc}$ (5.4) becomes :

$$\begin{aligned} V_X &= \sqrt{{V_{inj}}^2 + V_{osc}^2 + 2V_{inj}V_{osc}\cos(\theta)}\cos(w_{inj}t + \varphi) \\ &\approx V_{osc}\cos(w_{inj}t + \varphi) \end{aligned} \tag{5.7}$$

After flowing the LC tank, this signal, the V_X faces a phase shift given by :

$$\tan(\alpha) \approx \frac{2Q}{w_{inj}}(w_0 - w_{inj} - \frac{\mathrm{d}\varphi}{dt}) \tag{5.8}$$

we can write from (5.8)

$$\begin{aligned} V_{out} = V_{osc}\cos(w_{inj} + \varphi + \\ \tan^{-1}[\frac{2Q}{w_0}(w_0 - w_{inj} - \frac{\mathrm{d}\varphi}{dt})]) \end{aligned} \tag{5.9}$$

and

$$\begin{aligned} \tan(\theta - \varphi) &= \frac{V_{inj}\sin(\theta)}{V_{osc} + V_{inj}\cos(\theta)} \\ &\approx \frac{V_{inj}}{V_{osc}}\sin(\theta) \end{aligned} \tag{5.10}$$

It follows from (5.5), (5.7), (5.9) and (5.10),

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}\theta}{dt} &= w_0 - w_{inj} - \frac{w_0}{2Q}\frac{V_{inj}}{V_{osc}}\sin(\theta) \\ &= w_0 - w_{inj} - w_L\sin(\theta) \end{aligned} \tag{5.11}$$

The (5.11) leads to the behavior of converter under the injection locking. To lock the input, the phase shift θ should remain constant with time so we obtain the following condition under injection :

$$w_0 - w_{inj} - w_L\sin(\theta) = 0 \tag{5.12}$$

Then the phase shift θ reaches $-\pi/2$ and $\pi/2$ at the limits of the locking range w_L. In the locking range, the output V_{out} is given by :

$$V_{out} = \sqrt{V_{osc}^2 + V_{inj}^2 + 2V_{osc}V_{inj}\cos(\theta)} \tag{5.13}$$

From equations (5.11), (5.12) and (5.13), via the phase shift (θ) under the locking range condition, the output amplitude of the FAC with respect to incident frequency in the locking range depends on the input signal frequency. Then, the frequency-to-amplitude conversion property can be exploited in the frequency range of $(w_0 - w_L)$ to w_0 or w_0 to $(w_0 + w_L)$. As results, the FAC based on ILO is adopted as key component of our design to implement the needed frequency-to-amplitude conversion, which makes possible to use an energy-efficient envelope detection receiver.

5.6 Receiver Implementation

5.6.1 902-928 MHz FSK Main Receiver

Low-Noise Amplifier

LNA design plays an important role as the first module of the receiver. Many low power design techniques such as current reuse and g_m-boosting have been employed in low power RF receiver designs. The two popular LNA typologies are common source LNA (CS-LNA) and common gate CG-LNA. The CS-LNA achieves lower noise figure than the conventional CG-LNA at low operating frequency relative to f_T of the MOSFET and high power consumption at high operating frequency. Thus, The CG-LNA is more suitable in low power applications in addition to other qualities such as good linearity, stability and easy matching [59]. On the contrary to the CS-LNA, the CG-LNA's noise factor is almost constant with working frequency increase which lead to a stable noise performance. A power reduction technique for wideband common gate low noise amplifiers is studied for low power application.Thus,a stacked current reused complementary capacitive cross coupling concept is proposed to further enhance the LNA power consumption efficiency. The design presented in Fig. 5.8 is mainly based on current reuse and CCC gm-boosting techniques presented in Fig. 5.9. While the Noise Figure (NF) of the conventional CG-LNA design is limited by the input impedance matching, the g_m boosting technique has been employed. It consists of adding an inverting amplification between the source and gate terminals of the CG transistor as shown in Fig. 5.9 so that the final transconductance is boosted to $(1 + Ag_m)$. The noise factor of the gm boosting CG-LNA with input impedance matching is reduced to (5.14) as given in [60].

$$F_{CG-LNA,Gm-boosting} = 1 + \frac{\gamma}{\alpha(1+A)} \tag{5.14}$$

where γ and α are the bias-dependent parameters. So the contribution from gate noise to the overall noise factor is considered as insignificant and the Gm-boosting CG has superior noise performance for a higher operating frequency than other topology.

This LNA design is based on two complementary CCC CG stages stacked vertically from Vdd to ground. In small signal analysis, the proposed circuit can be considered as a parallel combination of four CCC CG stages, so the effective trans-conductance is now boosted to $8g_m$, and the input impedance is given by (5.15)

$$Z_{in} \approx \frac{1}{4(g_{mn} + g_{mp})} = \frac{1}{8g_m} \tag{5.15}$$

Thus, the transconductance of the proposed LNA is 8 times less than the conventional CG-LNA to match the source impedance and to use current more efficiently. The noise performance is kept the same as the conventional CCC CG-LNA. Among the features of the proposed LNA, the body of each transistor is not connected to the corresponding source terminal but is biased to lower or to higher voltage levels (ground for NMOS and supply voltage for PMOS) in order to reduce the threshold voltage of transistor. This technique is called forward body biasing which achieves lower-power dissipation than source connected technique [61]. The capacitive cross coupling (CCC) technique not only reduces CG-LNA power consumption but also improves the linearity in low-power domain. The source AC choke inductor, or current source, is replaced by a pair of PMOS CCC counterpart. For the diode connected transistor no biasing is required. This enhanced configuration makes several advantages. First, a large size inductor is not needed which leads to less chip areas. Second, the current source is removed which has better noise performance. Third, the NMOS and PMOS CCC pairs share the DC current. In small signal perspective, the improved CCC CG-LNA can be viewed as a parallel combination of four CCC CG pairs.

Frequency to Amplitude Converter

A novel dual-injection-locking technique is adopted to increase the injection efficiency and locking range of the FAC. The core circuit employs the direct injection-locking of signal voltage and current as shown in Fig. 5.10(a). After the implemented LNA, the signal is injected through the switch connecting the differential converter outputs. Since the signal is

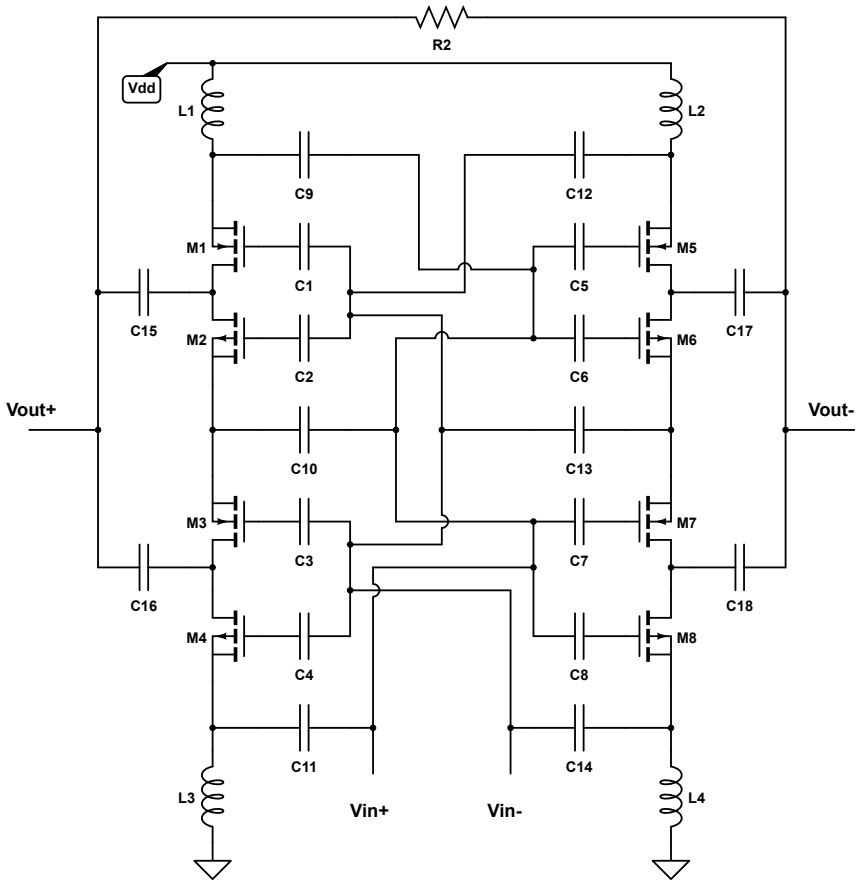


Figure 5.8 The Proposed Current Reused Complementary CCC CG-LNA

injected into the gate of the switch transistor, the signal voltage swing is the major driving mechanism.

The LNA output signal of frequency $2w_0$ which is introduced to the gate of transistor M1 (V_{in}), and provides the input signal to the common source connection of both transistors M2 and M3. The behavior of transistors M2 and M3 at a rate of the expected oscillation frequency leads to a mixer function that moves injected signal of frequency $2w_0$ to injection-locking signal of frequency w_0 as mentioned in the calculation above. The FAC based on LC tank is designed to oscillate nearby to the half of the input frequency. The mixing of the LNA output signal and the free-running oscillators will result in the dominant injection current I_{inj}. The injection current can be presented as (5.16) [58].

$$I_{inj} = \alpha I_{osc} \frac{2}{\pi} (1 - \frac{\sqrt{2}(V_{gs} - V_{th})_{M1}}{\pi V_{in}}) \tag{5.16}$$

where α is the mixer conversion factor, I_{inj} is the oscillation current and V_{in} is the input

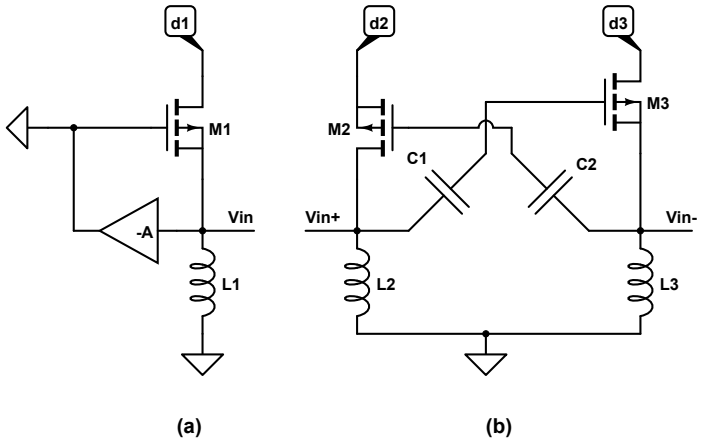


Figure 5.9 Gm-boosting CG-LNA (a) Basic CG-LNA stage with gm-boosting feedback amplifier, (b) Capacitor cross coupling in a differential CG-LNA

signal amplitude.

While the locking range of FAC is essentially dependent in the injected signal level, the LNA gain is designed to be high enough to keep its operational frequency range for minimum input power. Furthermore, as the noise of the main RF receiver injected to the FAC is integrated through the whole RF bandwidth, we made a narrow RF filtering based on LC tank before injecting the output signal into the envelope detector. The tuning circuit, including variable capacitance and L2 inductance, is introduced to improve the control of the FAC's locking range by tuning the incident frequency. Adding the transistor M1 allows the signal injection efficiency to be significantly enhanced using signal voltage injection. Since the impedance looking into the source node of the cross-coupled transistor pair is low, the input signal current is higher than the voltage injection. In addition, the physical geometry of the switch transistor does not require being large, and it introduces less parasitic and facilitates high-frequency operation [20].

Band Pass Filter

The receiver selectivity is mainly affected by the quality of the band-pass filters (BPFs). We selected the designs that can implement narrow fractional bandwidth at low-power and high frequency with the target fabrication processes mainly Gm-C and Q-enhanced LC filters. Q-enhancement approach has several disadvantages such as large area due to inductors which do not obey process scaling, limited tuneability and poor dynamic range. The Gm-C structure is simply made up by several transconductors and capacitors as presented in Fig. 5.11. Without

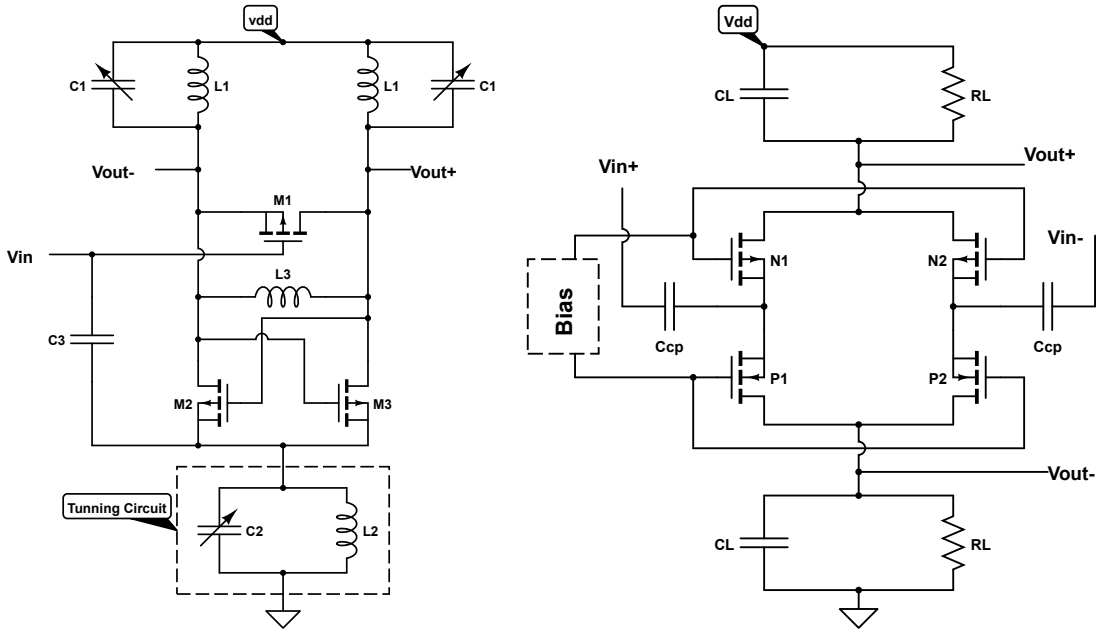


Figure 5.10 Proposed Designs : (a) FAC Circuit, (b) Fully Differential Common Gate ED

inductances the whole area of the filter is reduced. Also the power consumption is very low because of the simpley structure adopted. The gain provided by the gate-boosted LNA minimizes noise impact of BPF. High adjacent channel rejection in the baseband is achieved through the BPF design optimization.

Envelope Detector

A key design decision for the main RF receiver is how to implement a high efficiency low-power envelope detector. Envelope detectors are typically designed with a rectifier followed by a peak detector to extract the envelope out of the high-frequency oscillations. The envelope detector is equivalent to a source follower with a slow time constant at the output. A Low-Pass Filter (LPF) load is employed in the envelope detector which reduces the high-frequency components produced by the nonlinear transfer function of the transistors. At the output, a tunable resistor and capacitor are used to enable bandwidth control. AC coupling capacitor C_{CP} and the input impedance of the NMOS and PMOS transistors behave as a High-Pass Filter (HPF) to block the low-frequency input signals below cut-off frequency of transistors. Fig. 5.10(b) depicts the proposed envelope detector circuit used in the main RF receiver. To minimize the power dissipation, the stages of NMOS $N_{1,2}$ and PMOS $P_{1,2}$ transistors are

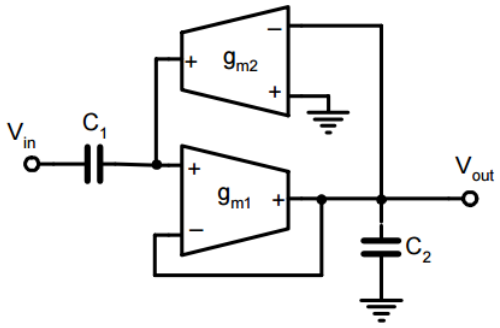


Figure 5.11 Gm-C second-order bandpass filter implementation

biased in weak inversion.

The common gate topology is adopted. The signal is fed to the source node and the output is given by the drain nodes. The drain current equation for N1 in small signal is given by (5.17) :

$$I_{d,N1} = I_Q e^{\frac{-V_{in+}}{V_T}} \tag{5.17}$$

where IQ denotes the quiescent current, VT the thermal voltage (kBT/q) and Vth the threshold voltage.
In contrast to (5.17), both common drain and common source topologies would produce a small-signal current given by :

$$I_d = I_Q e^{\frac{V_{in+}}{nV_T}} \tag{5.18}$$

where n corrects the slope of the transfer function for losses due to capacitive division.
Comparing (5.17) and (5.18), the advantage of such topology arise. If inputs are applied to the source node, no capacitive division with the gate oxide capacitance arise. On the other hand, The output current is doubled to account for both NMOS and PMOS transistors. The resulting differential output voltage amplitude is then equal to

$$V_{out} = V_{o+} - V_{o-} = \frac{T_Q R_L A^2}{4V_T^2} \tag{5.19}$$

where A is the amplitude of FAC output signal and V_T is the thermal voltage. the thermal voltage is equal to $(k_B T/q)$ where K_B is the Boltzmann constant, q is the magnitude of the electrical charge and T is the absolute temperature.

Essential qualities for the proposed envelope detector is the conversion gain representing the down-conversion efficiency through the gain from FAC to base-band frequencies. From [62] and using (5.20), the conversion gain for the proposed envelope detector can be written as

$$K = \frac{V_{f_{baseband}}}{V_{f_{FAC}}} = \alpha \frac{T_Q R_L A^2}{4V_T^2} \tag{5.20}$$

where α denotes the loss related to the capacitive and resistive division of coupling capacitance and R_L While the transistors operate in weak inversion, the drain-source voltage must be kept higher than 3VT for channel saturation [63]. A buffer is inserted after the envelope detector to improve the quality of base-band signal.

5.6.2 OOK passive Wake Up Receiver

Recently, the ultra-low-power WuRx designs have been demonstrated with power consumption around 50 µW. However, more than 50% of their power consumption is due to either RF amplification or local oscillator used for down conversion [64]. In order to meet the low power requirement, a passive RF wake up receiver architecture has been presented based on RF detection architecture. The block diagram in Fig. 5.3 presents an overview of the proposed design. The WuRx operates at the ISM 902-928 MHz. The front-end does not integrates an external power source and it harvests the full energy from the RF input signal received at the antenna. A high efficiency differential rectifier acts as voltage multiplier. It produces the envelope of the OOK signal and provides the supply voltage for the circuit blocks including a low-power comparator and reference generators. The WuRx is expected to dissipate low power compared to the main RF receiver to justify its employment in biomedical implants. For a matched antenna impedance, usually 50Ω, and at a reasonable range from the transmitter, the voltage level of the signal received at the input of the rectifier is considered low to allow a high efficiency rectification. One of the key components in our design is the rectifier based on RF-to-DC conversion whose main task is to retrieve from the incident RF signal a stable DC voltage in order to supply the rest of building blocks. A popular performance metric of a rectifier is its Power Conversion Efficiency (PCE) which is defined as (5.21) [65]

$$PCE = \frac{P_{out}}{P_{in}} \tag{5.21}$$

where P_{out} is the average DC output power generated at the output of the rectifier and P_{in} is the average real input power available at the input of the rectifier. The received power at WuRx antenna is a strong function of the distance between the transmitter and the receiver

and drops rapidly with communication distance as given by Friis for perfect impedance matching [66]. For an appropriate behavior of the rectifier, a biasing approach is adopted to boost the gate voltage of the switching transistors in the rectifier as shown in Fig.5.12. To reach a high PCE for low input voltages, the gate boosting technique is adopted. this technique allows to shift the gate voltage of NMOS and PMOS switches transistors to reduce their effective threshold voltages so the forward current will increase. The gate voltages of switches based transistors are connected to an auxiliary voltage biasing cells. The design includes three main rectifiers stages and auxiliary cells with typically smaller capacitors and switches compared to the main rectifier. Boosting voltages should be calculated carefully as over boosting the gate voltage of the transistors leads to over compensating the threshold voltage which causes higher leakage current and therefore the PCE will decrease. Reference voltages (V_{Ref_n} and V_{Ref_p}) are used from the voltages already generated in the main rectifier to permit higher boost voltages and at the same time avoid over driving the gate of transistors. Since the gate-boosting generation circuits use the reference voltages generated from the main rectifier, they are able to follow the voltage level fluctuations produced by the main rectifier as a consequence of load variations. The rectifier and comparator are configured in idle mode while there is no RF wake-up message. The input devices are biased in subthreshold which leads the comparator to maintain speed while operating at nano watt power levels. The comparator design is mainly a four-input common-gate type where the inputs are rectifier output.

The wake-up receiver cannot be used for the main communication however it supports only very low data rates. The WuRx performs continuous monitoring of the radio channel within the supported frequency band. The base-band processing unit decodes the wake up signal from transmitter and the main receiver is activated for data transfer.

5.7 Experimental Results

The proposed FSK receiver has been fabricated in IBM 130 nm CMOS process. The chip microphotograph is shown in Fig. 5.13. The total chip area including pads is 0.7 x 0.7 mm^2. All the employed inductors are on-chip. The implemented circuit operates at 1.2 V supply voltage. The chip is bonded inside a QFN02802 air-cavity package for testing. Fig. 5.14 shows the gain and S11 parameter of the proposed current reused complementary CCC CG-LNA as a function of frequency. The LNA performs a 23 dB peak voltage gain and a reflection coefficient around -20 dB over the 902-928 MHz ISM band. Fig. 5.15 shows the NF of the LNA, the minimum NF reached equals to 3 dB in the target frequency bandwidth. The Rx gain depends mainly on the LNA and FAC gain. LNA gain is designed to be high in order

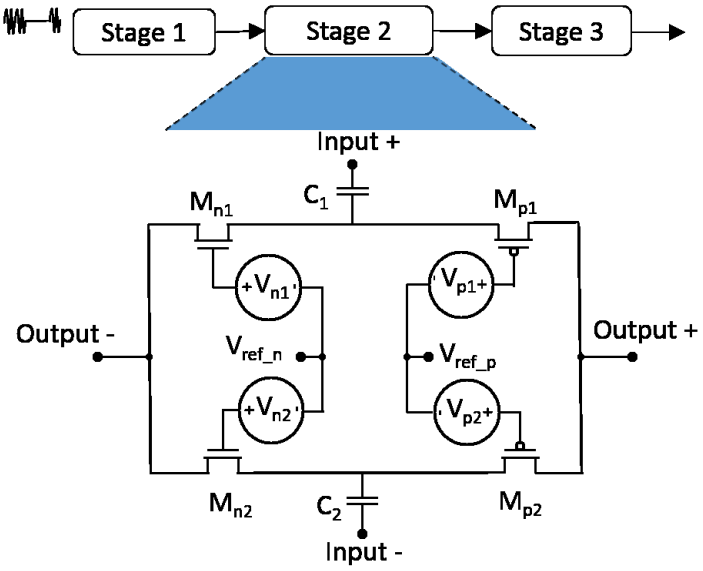


Figure 5.12 The Proposed Differential Rectifier Design

to keep the FAC operational for minimum input power. Then, the RF gain is controlled by properly tuning the FAC. The frequency transition response in the FAC design is fixed and limited by its locking range. With the LNA gain of 23 dB and the FAC one of 13 dB, the -78 dBm input signal is amplified and then applied to FAC with measured locking range over 5 MHz, the demodulated signal does not suffer from jitter problem.

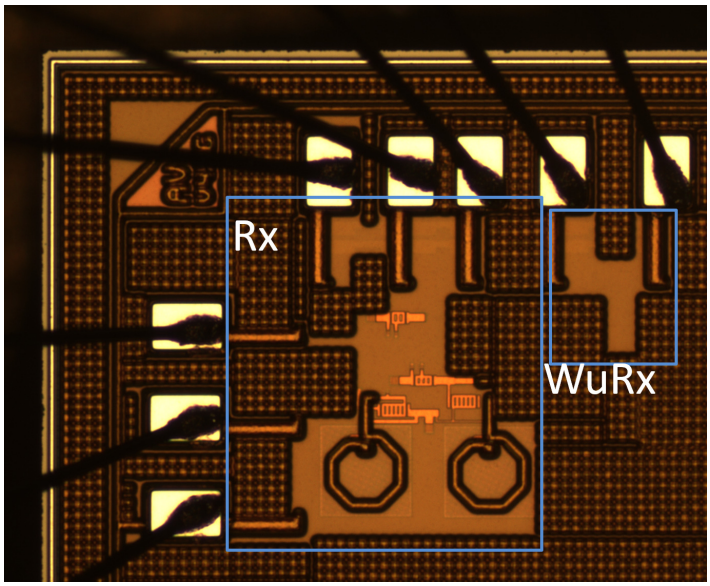


Figure 5.13 Chip microphotograph

Previous work and simulations have been done and presented in [67] dealing with the FAC

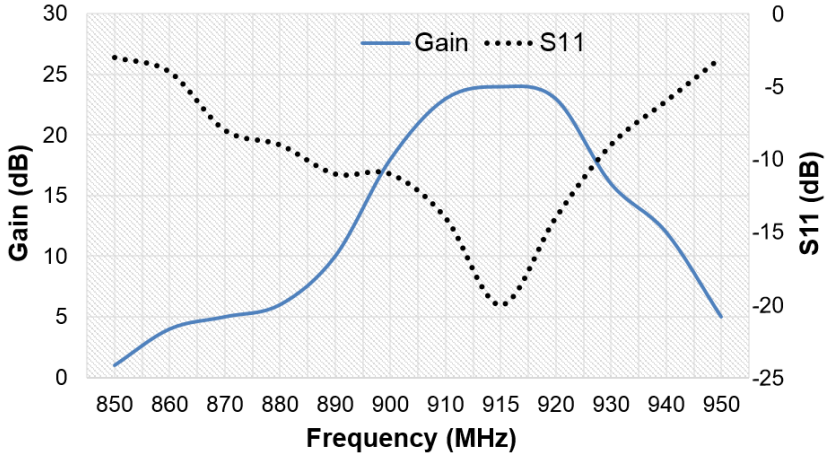


Figure 5.14 S11 and gain Curves of the Current Reused Complementary CCC CG-LNA

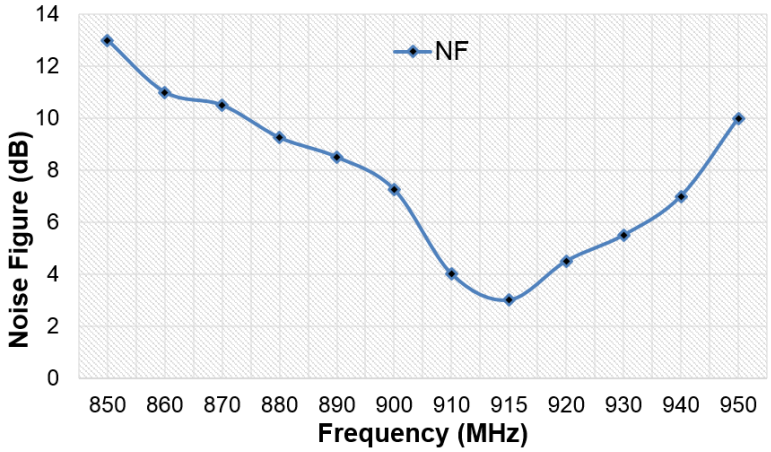


Figure 5.15 NF of the Current Reused Complementary CCC CG-LNA

design. Fig. 5.16 shows the FAC voltage output as a function of injected signal frequency for different power levels and 50Ω matched output load. To plot the output amplitude of FAC by measurement equipment such as spectrum analyzer and oscilloscope, the test buffer is employed. The locking range plotted in Fig. 5.17, depends on the injected signal power level. For the selectivity performance measurement, the bit rate is set to 8 Mb/s, the input signal to receiver is set above the sensitivity limit, and RF signal generator is swept for each frequency band until the BER is degraded to 10^{-3}. It gives signal-to-interference ratio, which represents the maximum interfere signal level that can be tolerated without blocking the receiver. The measurement results are plotted in Fig. 5.18

The minimum input power required to lock the converter at 1 MHz offset from one half of the RF input is found to be -59 dBm. Besides the antenna gain and the noise figure, the Rx

sensitivity in the implemented receiver depends on the locking range. However, if weak input signal is received, the received data will encounter jitter problem with limited locking range, which gives inter-symbol interference. Rx input sensitivity measurement achieves -78 dBm for 10^{-3} of bite error rate with locking range of 6.3 MHz at data rate of 8 Mbps thanks to the optimized matching circuit. RF generator has been used to generate the modulated data at high-data rate then the received signal power was measured with a spectrum analyzer. Despite the fact that the injection locked signals are frequency modulated, it was concluded that higher the frequency, stronger the received signal. The locking range can be calculated from (5.2) as we mentioned above. In our case, the operating frequency is 915 MHz and the Q quality factor of FAC is 8, the peak to peak amplitude of input signal equal to 70 mV and the free running amplitude voltage is 0.6 V. We obtain a calculated locking range of 6.7 MHz which harmonizes with the measured value. The amplitude of the envelope detector output is found to be 80 mV which is considered higher than the lower output value.

Tableau 5.1 Power Breakdown of RF main Receiver

Building Block	Power Dissipation
Complementary CCC CG-LNA	268 µW
FAC and BandPass Filter	314 µW
Envelope Detector and Baseband circuitry	57 µW
Total Power	639 µW

Tableau 5.2 WuRx Performance Summary and Comparaison

References	[64]	[68]	[69]	This Work
Year	2014	2010	2014	2014
Technology CMOS (µm)	0.18	0.09	0.13	0.13
Supply voltage (V)	1	0.5	1.2	-
Modulation type	FSK	OOK	OOK	OOK
Frequency (MHz)	5800	915	915	902-928
Sensitivity (dBm)	-50	-80	-75	-53
Data rate (kbps)	100	100	200	100
Power consumption (µW)	-	50	22.9	0.2

We have made a previous work in low power envelope detector based receiver in [70]. Fig. 5.19 plots the output SNR of the employed envelope detector. It ranges from 15 to 60 dB for an input voltage varying from 40 to 300 mV and frequency range from 440 to 480 MHz.

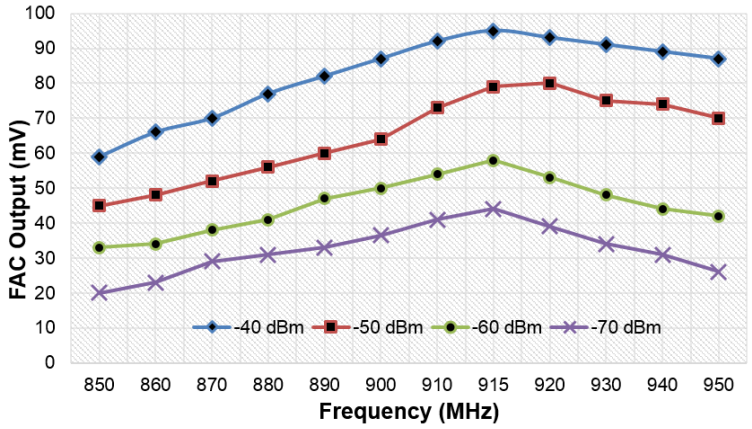


Figure 5.16 Output Voltage of the Proposed FAC

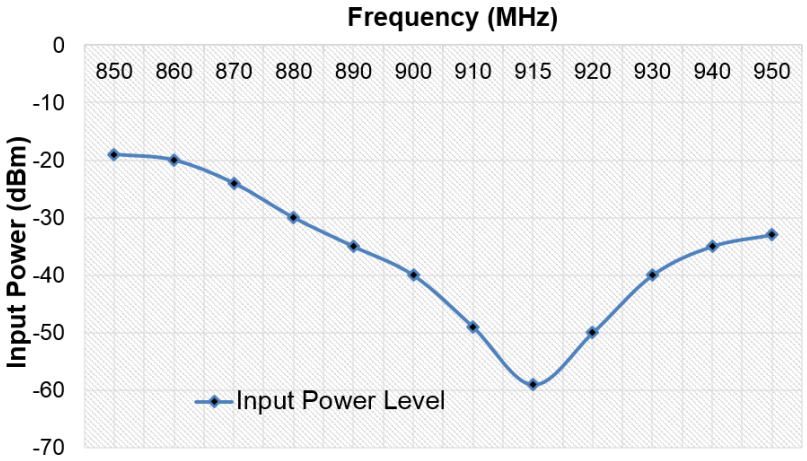


Figure 5.17 Locking Range of the RF Main Receiver

The signal power levels and the noise power levels at the output of the circuit have been measured to calculate the output SNR. In non-coherent based receivers, the noise at baseband frequencies at the envelope detector output depends mainly on the ED transistors, where flicker noise is dominant. The noise mixed from RF to base-band frequencies can be negligible as presented in [68]. A prototype WuRx is designed and operates at 902-928 MHz carrier frequency and 100 kbps data rate. A biased differential rectifier receives -53 dBm OOK input signal from the antenna and delivers 0.2 μW DC power to drive the comparator and 300 mV generated as reference for the comparator. Fig.5.20 shows the output voltage of the key element in the WuRx design which is the RF-to-DC rectifier for a 50 kΩ load at 915 MHz input frequency. WuRx performances are shown in Fig. 6.10. Respectively, FSK and OOK RF signals were applied to the Rx and WuRx as input in ISM band of 902-928 MHz presented

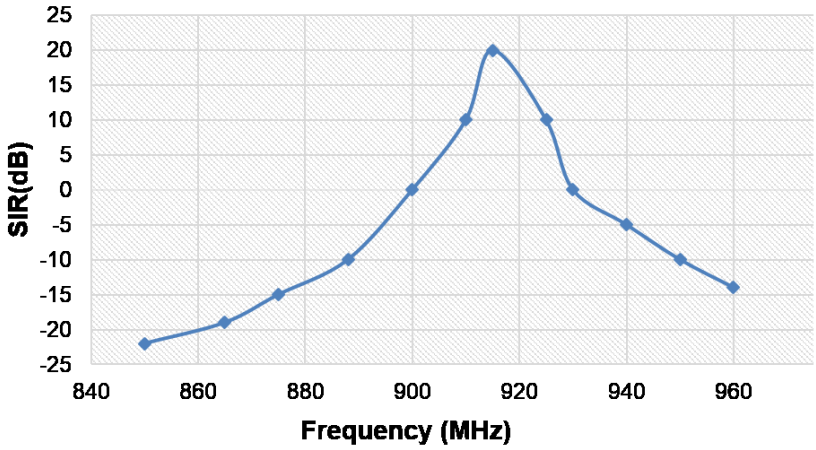


Figure 5.18 Signal-to-interfere ratio (SIR) performance

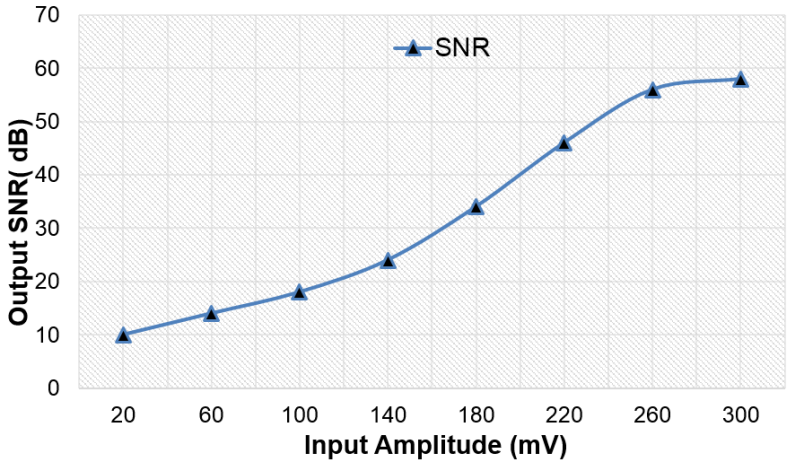


Figure 5.19 Envelope Detector Output SNR

in Figs. 6.10 and 5.22.

Power breakdown of the RF main receiver is presented in Table 6.2. The total power consumption for the Rx receiver is 638 μW with -78 dBm input power level for 1.2 Vvoltage supply. The performance summary of the proposed WuRx design as well as comparison with the previous works are presented in Table 6.1. While Table 5.3 summarizes major performance parameters of the proposed receiver and compares them with the recent low energy designs. All the presented results are made from measurement and those shown in Fig. 5.22 related to the high 8 Mbps data rate are obtained using signal generator to provide the high data rate FSK input signal while there is no FSK transmitter available generating the requested data rate. The 18 MHz difference between 1 and 0 data in Fig. 5.22 presents the difference

Tableau 5.3 RX Performance Summary and Comparison

References	[23]	[20]	[21]	[19]	This Work
Year	2011	2013	2011	2014	2014
Technology CMOS (µm)	0.18	0.18	0.18	0.09	0.13
Supply voltage (V)	1.8	1.2	0.7	1	1.2
Modulation type	OOK	FSK	FSK	FSK	FSK
Frequency (MHz)	401-406	433	920	902-928	902-928
Sensitivity (dBm)	-45	-	-73	-17.1	-78
Data rate(Mbps)	2	2	5	5	8
Power consumption(mW)	0.721	3.4	0.5	0.860	0.639
Energy per Bit (nJ/bit)	0.295	0.36	0.84	0.18	0.08

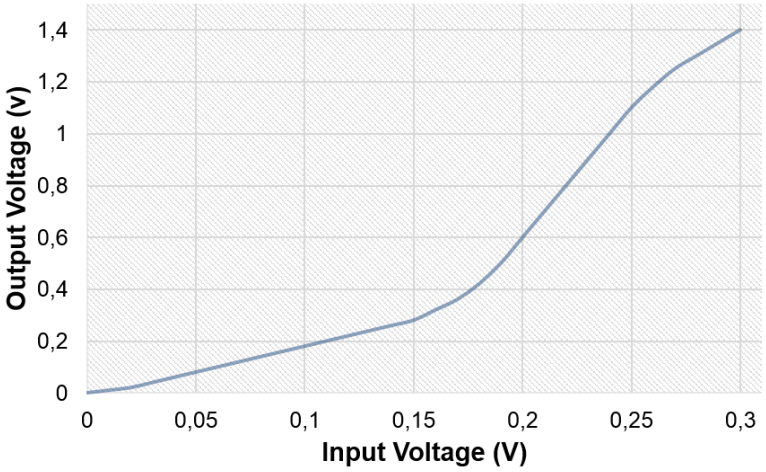


Figure 5.20 Rectifier output voltage measurement.

between the two FAC output signal frequencies. This represents the maximum obtained for the low and high correspondent RF signals which remains in ISM band of 902-928 MHz. Fig. 5.16 shows the best performances achieved using the conversion block FAC as a function of the incident frequency for different incident power with a test buffer for 50 Ohm load. While Fig. 5.22 shows the measurement output voltage from the integrated FAC in the Rx path feds later to the ED. When data 1 and 0 are received at RF input power of -78 dBm, amplitude of FAC are 45.4 mV (minimum peak) and 79.6 mV (maximum peak), respectively.

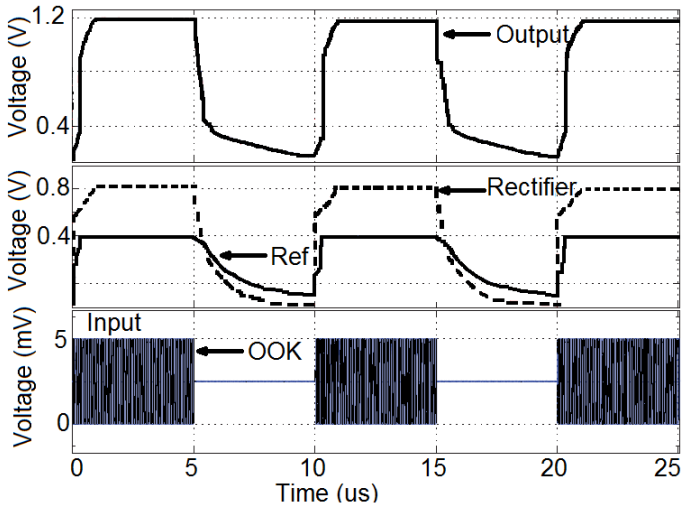


Figure 5.21 WuRx Performances

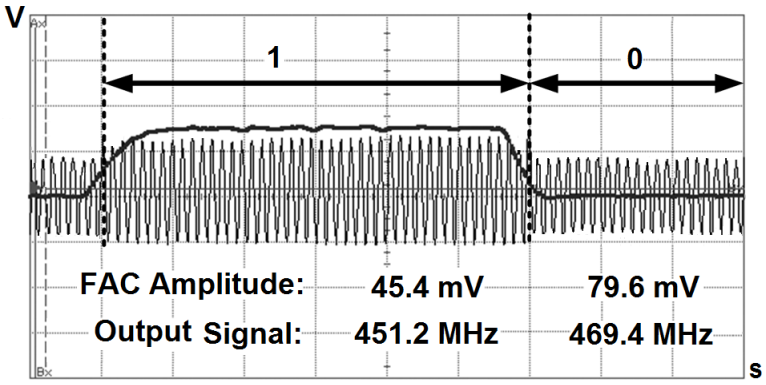


Figure 5.22 Rx Performances

5.8 Conclusion

A new frequency-to-amplitude converter based RF receiver and wake up receiver are proposed and implemented for ultra-low power consumption biomedical implants. The dual injection locking has been proposed to convert the FSK incident signal to OOK modulated signal which allow the implementation of the simplest RF receiver architecture based on envelope detection. In the proposed Rx, the efficient conversion circuit, which represents a key component of envelope detection receivers, allows high-data rate transmission at ultra-low energy consumption. Thanks to the strong injection-locked signal from FAC, the envelope detector noise has a negligible effect on NF of the complete receiver. A fully passive WuRx is presented which harvests its entire required energy from the wake-up signal. As a result, the

implemented Rx and WuRx with 0.13 μm CMOS consumes 80 pJ per Rx received bit and 2 pJ per WuRx received bit, respectively, which achieves one of the most energy efficient performances compared with previous similar works. The implemented design of Rx demonstrates a high-data rate of 8 Mbps for -78 dBm from a supply voltage of 1.2 V with power consumption of 639 μW. While the WuRx implementation shows a power dissipation of 0.2 μW for a data rate of 100 kbps at -53 dBm sensitivity.

Acknowledgments

Authors acknowledge the financial support from Canada Research Chair in Smart Medical Devices, NSERC and ReSMiQ, and design tools from CMC Microsystems.

CHAPITRE 6 ARTICLE 3 : ISM BAND 902-928 MHZ TRANSCEIVER WITH FULLY PASSIVE WAKE-UP RECEIVER FOR BIOMEDICAL IMPLANTS

6.1 Aperçu

Cet article propose un système de communication RF au complet. Il s'agit d'un émetteur-récepteur à faible consommation et hautes performances. La technique de modulation FSK a été adoptée pour l'émetteur et le récepteur principal tandis que la modulation d'amplitude OOK est utilisée pour le bloc de réveil. Tous ces blocs ont été intégrés avec des procédés CMOS et les résultats de simulation ont été vérifiées avec des mesures. L'article soumis pour publication est :
M. Zgaren, A. Moradi, L. F. Tanguay and M. Sawan, "ISM Band 902-928 MHz Transceiver with Fully PassiveWake-up Receiver for Biomedical Implants." International Journal of Circuit Theory and Applications.

6.2 Abstract

A 902-928 MHz Industrial, Scientific and Medical (ISM) band transceiver using a wake-up link for wireless body area networks (WBANs) wearable and implantable medical devices is presented. The design reaches exceptionally low-power dissipation and provides a high-data rate by gathering the advantages of Frequency-Shift-Keying (FSK) and Amplitude-Shift-Keying (ASK) modulation techniques. The transceiver employs FSK modulation at a data rate of 8 Mbit/s to build RF link among the medical device and a control and supervising unit with respect to the North American ISM frequency band. Transmitter (Tx) includes a new efficient FSK modulation scheme to generate up to 20 Mb/s of data-rate and consumes around 0.084 nJ/b. The integrated receiver (Rx) is based on a new FSK-to-ASK conversion technique using On-Off-keying (OOK) fully passive wake-up circuit (WuRx) with energy harvesting from Radio Frequency (RF) link. The transceiver, implemented in IBM 0.13 µm CMOS process. The WuRx achieves a sensitivity of -53 dBm while the main receiver shows -78 dBm sensitivity. Thanks to the simplified hardware, the receiver consumes only 640 µW while the transmitter uses 1.4 mW from 1.2 V supply voltage.

Keywords : Dual-Injection, Injection-Locking Oscillator, Adler's equations, LC oscillator, Ring oscillator, Wake-up link, FSK to ASK conversion..

6.3 Introduction

Nowadays, there has been great effort on (WBANs) to provide efficient wireless links among implantable and wearable devices carried by a patient to continuously sense precise and valuable data for several application dealing with physiological parameters and vital signs such as glucose, blood pressure, temperature, cardiac activity, oxygenation, etc [71], [5], [22]. Contrary to the inductive link based-devices which need to touch the skin of the patient, RF wireless link bypass the limit of space and time. Motion restriction by wires will be overcome and physicians could easily concentrate on treatment without need of additional equipment, which makes the use of wireless monitoring highly appreciated. The withdrawal of wires and the move to wireless link instead, thus, brings some challenges which did not occur using cables such as interference and battery life. All those challenging issues are addressed and solutions are proposed. The wireless link is considered safe and reliable in vital signs monitoring [72]. WBANs will lead to continuous and real-time healthcare monitoring. For example, an implantable wireless sensor device allows to record heart rate and/or blood pressure and send it out the body to a base station (smartphone), which is the monitoring unit. Integration of wireless implantable devices leads to significantly improving the quality of life of patients. Thanks to Moore's Law, components' size and cost of wireless devices keep decreasing, whereas the performance is improving. Medical monitoring fees are intended to be decreased by $10 billion per year as recently reported by the the Federal Communications Commission (FCC) [73]. Fig. 6.1 illustrates a typical WBANs based scenario in personal healthcare. One of the key component is the low-power and miniaturized RF transceiver. Despite the above advantages, several issues related to the wireless implantable devices still need to be addressed and improved.

Table 6.1 illustrates the dissipated energy percentage of a typical wireless biomedical device [25]. The highest amount of power belong to the wireless communication device. Thus, the enhance of energy efficiency leads to extend considerably the battery life time. For ultra low-power application, its possible even to remove the battery, thanks to the power harvesting techniques. Another feature is variable data rate depending on the target application. For example, electroencephalogram (EEG), electrocardiogram (ECG), capsule endoscopes and visual implants require high-data rate up to 2 Mb/s [74]. Other applications need lower data rate such as monitoring blood pressure which requires a data rate of around 50 kb/s [74].

A wireless link surrounding the human body encounters several propagation issues. Human tissues are characterized with dielectric constants, thickness and variable impedance. The tissues reflect and absorb electromagnetic signals, which may provoke drawbacks due to signal attenuation, propagation delay, and signal phase shift. Wi-Fi, Bluetooth, mobile phones

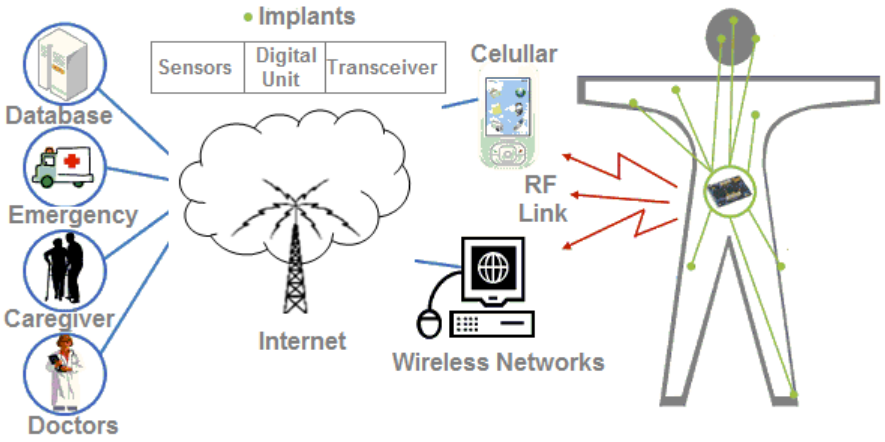


Figure 6.1 Wireless telemetry system for biomedical applications

Tableau 6.1 Power Breakdown of a Typical Sensor-based Device

Module	Portion of Power Consumption
Sensor and readout	7 %
Data Conversion	2 %
Microcontroller	2 %
Wireless transceiver	50 %
Power management	39 %

signals and other co-existing signals provoke interference with implantable transceivers too. Thus, a reliable wireless data link is mandatory as it may leads to harm patient healthcare.

We focus in this paper on implementing robust wireless devices. For the latter devices, energy saving is among the most challenging concern. Although various low-power wireless transceivers for medical devices were recently presented, still the issues introduced above need to be improved. In [75], even the authors claim 5 Mb/s of data rate, the presented transceiver suffers from the low-sensitivity. The low-amplitude signals, one can find in several biomedical applications, could not be detected using the design presented in [75]. The design described in [22] offers a better sensitivity while the data rate is kept under 1 Mb/s with a 2.53 (nJ/bit) energy-per-bit ratio. In [76], the author reported a full-duplex transceiver operating in Ultra-Wide Band (UWB), and claims a high-data rate of 500 Mb/s. High-bit rate is achieved because of the large allowed bandwidth not the design itself. Power dissipation for sub-Mb/s stills very high and the risk of signal absorption by human tissue is a serious limit for the operating frequency range. For UWB technology, high-signal attenuation has

been experienced at higher frequencies causing several restriction on the feasibility of that technology for medical device communications [77].

Based on the concept mentioned above, a new transceiver intended for medical devices, and in particular the implantable ones, is proposed and a battery-less wakeup receiver (WuRx) is implemented for the proposed transceiver in order to extend the battery life. An input signal at 902-928 MHz ISM band is shared by main Rx-Tx circuits and a WuRx path. WuRx operates in the same ISM frequency band using OOK modulation while the main transceiver uses the FSK modulation. Tx benefits from a new efficient FSK modulation technique which allows high data rate up to 20 Mb/s while Rx consists of an envelop detection scheme thanks to a new FSK-to-ASK conversion technique.

The remaining parts of this paper are organized as follows. In Section II, the proposed architecture is described, so we present the main Tx-Rx and WuRx building blocks. In Section III. implementation results are presented and discussed, and the conclusion is given in Section IV.

6.4 General Design Consideration

In this section, design specifications of the medical wireless transceiver are presented. A link power budget estimation is highly recommended for the feasibility review of such devices. Thus it is considered crucial the fact to calculate the path-loss of the wireless link in bodies centric communication. In WBAN-based systems, data propagate through the body skin. This signal includes several propagation mediums such as skin, diffracted, scattered and free space according to the antenna. Figure 6.2 illustrates the ISM band path-loss under various communication scenarios. Mentioned skin implant depth is 2 cm from the body skin and the deep tissue implant remains entirely within the body [5]. It is shown that direct link among two implants leads to a higher path-loss. Thus, node to node wireless link between many implants is not suitable for WBANs. However, an indirect link via a control unit is highly recommended [5].

A sample of the power budget survey is presented in Fig. 6.3. To successfully detect the RF signal, the maximum received power should be higher than the Rx sensitivity, which is given by (6.1) :

$$Sensitivity = -174 + 10log(BW) + SNR + NF + Loss \tag{6.1}$$

where BW is the frequency bandwidth, SNR is the signal-to-noise ratio and NF is the noise

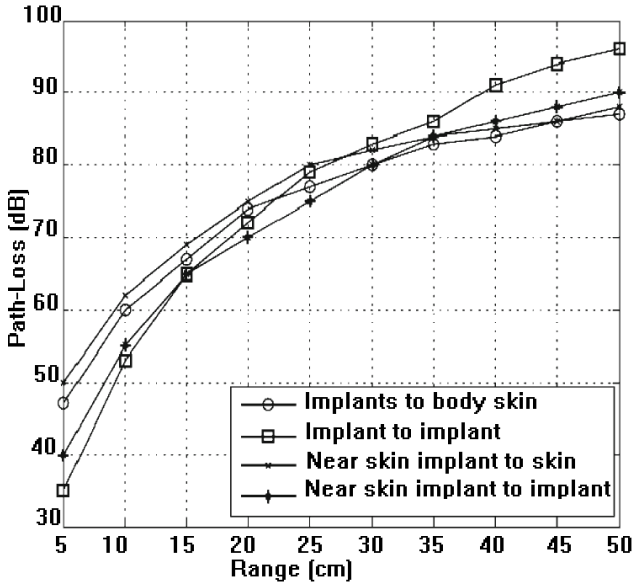


Figure 6.2 Path loss vs. Distance scatter plot [5]

figure. The minimum level of SNR ratio in (6.1) is determined by (6.2) :

$$SNR = \frac{E_b}{N_0}\frac{DR}{BW} \tag{6.2}$$

where $\frac{E_b}{N_0}$ is the energy-per-bit over noise spectral density ratio and $\frac{DR}{BW}$ is the data rate over bandwidth ratio.

The radiation pattern of the antenna is important to be taken into consideration in order to estimate the efficiency of the wireless device. As the antenna gain is mainly related to directivity, the effective radiated power (ERP) is considered among the crucial feature of the implants antenna. From Fig. 6.4 [6], we conclude that there is an important difference in propagation levels depending on the antenna polarization and depths. As a conclusion, while designing a medical device, careful consideration must be given to propagation pattern of the antenna, path-loss, and the device sensitivity. When network of implantable devices is deployed in a human body, it needs an energy reducing technique to efficiently occupy and share the link. Thus, a wake up module is suitable in such case.

As mentioned above, the wireless implantable transceiver operates in high-sensitive conditions. To fulfill the specifications intended for several medical application scenarios requiring wireless transceivers, all the design properties must be carefully examined.

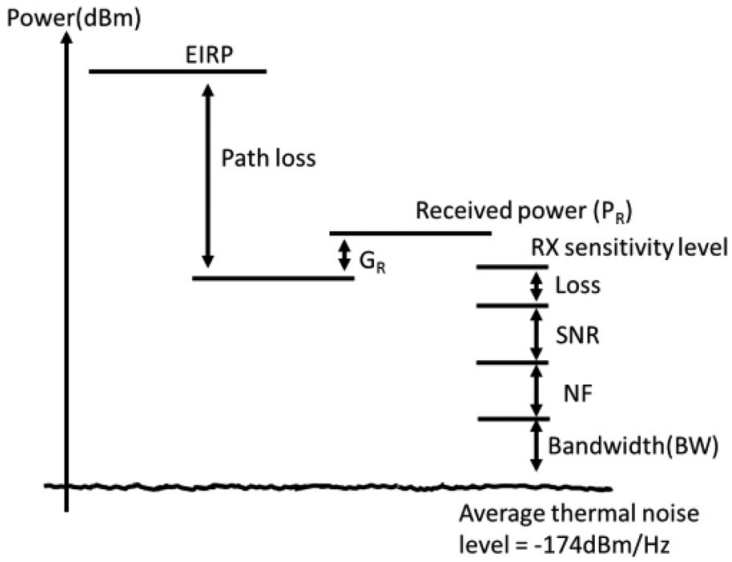


Figure 6.3 Power budget survey of an implantable wireless device

6.5 Transceiver Architecture

6.5.1 Modulation Technique

Data modulation is standard practice to transmit digital or analog data and to efficiently exploit the limited frequency bandwidth. Specific frequencies are allocated to be employed in an allowed bandwidth for the biomedical transceivers, mostly North-American Industrial-Medical-Scientific (ISM) frequency band (902-928 MHz) and European Medical-Implant-Communication-Service (MICS) frequency band (402-405 MHz). When a given choice of architecture is made altogether with its modulation scheme, it leads to efficient use of the RF input bandwidth while simultaneously enhancing other parameters such as power dissipation, data rate, etc. In low-power applications, in the receiver path, Amplitude-Shift-Keying (ASK) modulation has the advantage over Phase-Shift Keying (PSK) or FSK since it is based on detecting the envelope of the RF input. High-gain and reduced number of blocks in envelope detection scheme leads to low-power consumption and, hence, low-cost. Furthermore, ASK demodulation path removes the need of frequency conversion blocks such as Phase-Locked Loop PLL, mixer and even oscillator avoiding large silicon area which is one of main challenges for implants integration in biomedical applications. ASK based design is considered as the most suitable architecture based on envelope detection, and super regenerative receivers [38]. At the transmitter level, direct-up conversion is highly suitable for shifting the spectral frequency from base-band to higher frequencies and to prevent image-rejection drawback. FSK modulation is employed into the design of transmitter while ASK is highly susceptible to

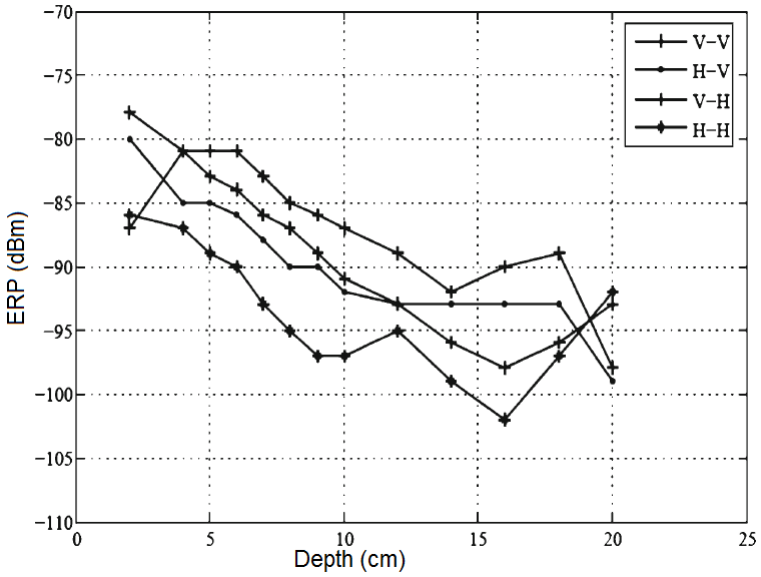


Figure 6.4 Effective radiated power vs. depth of polarization combinations [6]

interference and a linear Power Amplifier (PA) is needed. On the other hand, non-linear PA is used based on FSK in order to remove the undesired current dissipation. Direct-Up conversion scheme is used to minimize image rejection. Mostly, two required frequencies corresponding to low and high frequency values are generated by the transmitter. The frequency shift depends on the available channel bandwidth which is crucial in narrow-band applications. FSK modulation is recommended to process biological signals, which leads to reduce the noise figure comparing to other modulation techniques. The proposed transmitter insures high-energy efficiency, allows a high-data rate, simplicity of the employed FSK modulation, and small silicon area. This new design consists of a bidirectional energy-efficient transceiver capable of communicating at high-data rate where both FSK and ASK modulation schemes can be used in the implantable art of the system. To decrease overall energy dissipation, we attempt to reduce the energy consumed by each block of the whole device separately.

6.5.2 General Design Architecture

A tradeoff exists between performance and power consumption, therefore the transceiver design has to be carefully processed. The proposed circuit topology of the implant is built around a custom scheme combining modules used in two different modulation types in order to achieve high-data rate and low-power dissipation. The block diagram shown in Fig 6.5 which involves an FSK transmitter, an ASK receiver and an OOK wake up receiver operating in ISM band 902-928 MHz. A new technique in generating the FSK modulation increase the

data rate of the Tx with low-power consumption. The main idea is that the input data, used as a control signal for the modulation module in the Tx path, leads to a short processing time and high-data rate link. Usually, the receiver path of FSK transceiver is more complex and consuming more power since it uses accurate Local Oscillator (LO) and I/Q signal path to retrieve the base-band data. A low-power FSK Rx is implemented by taking the advantages of both ASK and FSK modulation schemes. The key component leading to this achievement is the Frequency-to-Amplitude Converter (FAC) which allows better sensitivity comparing to standard envelop detector architecture, higher noise immunity as well as better power efficiency. The used WuRx does not employ an external power source but it harvests the required energy to operate from the RF input collected by the antenna. A high-efficiency differential AC-to-DC converter (RF-to-DC) rectifies and regulates the RF input and uses it to supply the remaining blocks such as a low-power comparator and reference generators ; and at once extracts the envelope of the OOK wake-up signal.

6.5.3 Transmitter Architecture

The preliminary building blocks of the proposed transmitter were initially introduced [78]. The design is achieved with several configurations which lead in dedicated performances for various wearable and implantable biomedical devices applications. Frequency shift to RF carrier is set using either off-chip or an integrated quadrature oscillator. A low-power quadrature ring oscillator is employed to produce the differential I/Q signals representing the frequency shift. The design of the proposed oscillator achieves variable frequency from 300 kHz to 8 MHz by adjusting the transistors geometry, the on-chip control signal and the tuning capacitors as depicted in [7]. The start-up module is used to initiate the gate nodes of transistors in the quadrature ring oscillator to a non-zero value based on the rising edge of a pulse intended to start the oscillation. The input after frequency shift is also expected to be connected externally as an input to a Poly-phase filter (PPF). Once the calculated frequency shift is set, the I/Q path outputs are produced correspondingly in parallel. To produce I/Q path outputs a passive poly-phase filter is used to prevent DC current dissipation. The proposed PPF architecture is based on symmetric RC network with inputs and outputs symmetrically disposed in relative phases. Two stages of PPF is designed in this work to reduce the effect of mismatch and process variation. Later, the function of modifying the polarities of the input to differentiate among low and high-data, is based on CMOS switches with differential scheme as shown in Fig. 6.7. This figure illustrates the transmitter circuit which is fabricated and verified to prove the functionality, efficiency and feature of the proposed Tx. The switch circuit is implemented before the mixer to make the delay adjustment possible. Then, I and Q outputs with the frequency shift, f_s, are mixed with the Local Oscillator outputs. The

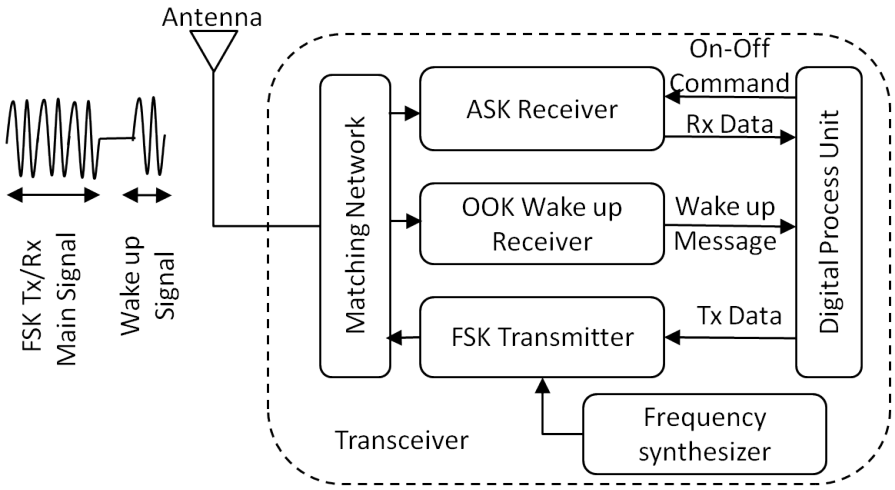


Figure 6.5 Proposed Transceiver Building Blocks

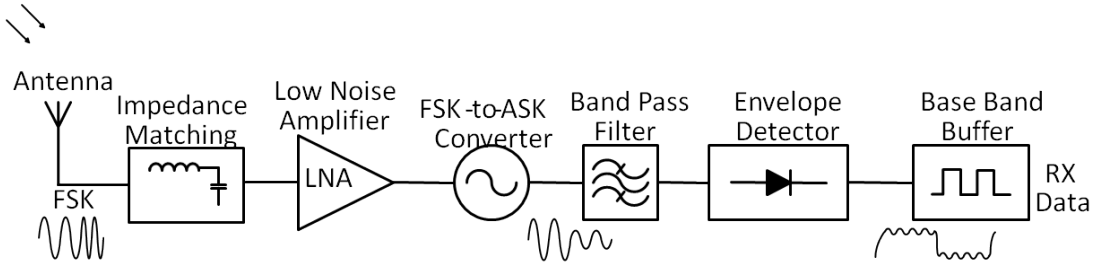


Figure 6.6 Rx building blocks

input data has already configured the corresponding output before connecting the mixer. the output signals of the Tx should provide enough magnitude because of the existing losses, noise and interferences from other devices nearby. Thus, The output signals from the mixers are summed up and amplified using the driver and the cascode amplifier. The generated outputs are then adapted to the 50 Ω antenna impedance using an LC matching circuit. The PA circuit is configured for high-efficiency to generate high-output magnitude as expected for applications with biomedical implants. The design of the PA has 2 stages of tuning and amplification where the control voltages are configured to control the current consumption, signal amplitude and power efficiency. The role of the tunable driver and the control signal fed to the gate of the cascode transistor as shown in Fig. 6.7 is to adjust and minimize the current. Fig. 6.8 shows the generated output of the employed PPF with frequency shift of 500 kHz. The differential I/Q signals are generated correspondingly for the presented transmitter architecture.

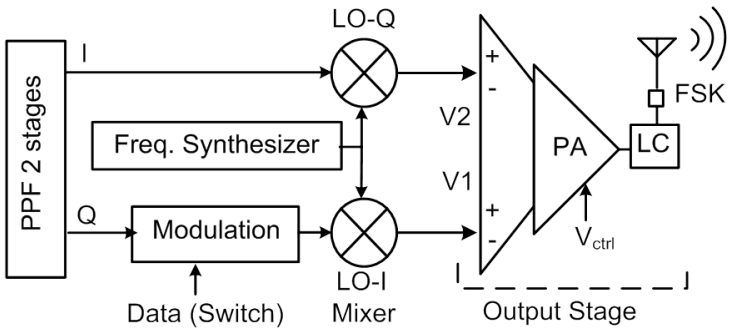


Figure 6.7 Proposed Transmitter Architecture

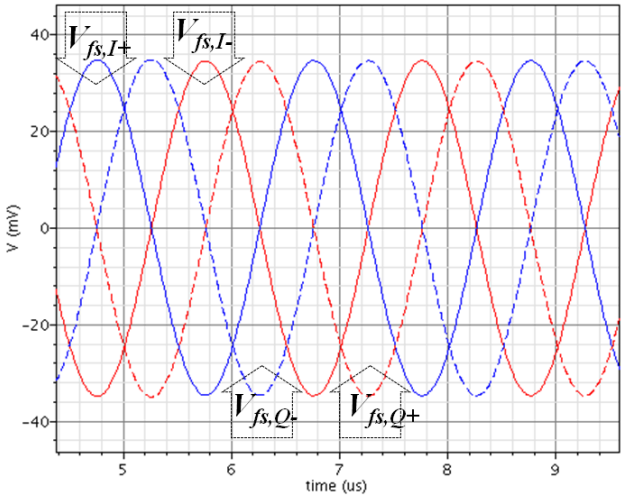


Figure 6.8 PPF quadrature signals with $f_s = 500kHz$

6.5.4 Frequency Synthesizer

In the proposed transmitter, the high-quality LO's In- and Quadrature-phase (I and Q) outputs are produced using a very low-power fully integrated integer-N frequency synthesizer [7]. It is integrated to employ several channels assigned equally in the $902-928$ MHz ISM frequency band and generating differential, quadrature signals of the carrier. Fig. 6.9 shows the block diagram of the presented frequency synthesizer. The design contains a Phase Frequency Detector (PFD), a Charge Pump (CP), a Loop-Filter (LF), an LC Voltage Control Oscillator (LC-VCO), an I/Q divider-by-2, and a programmable divider. The circuit generates seven channels equally distributed in the target frequency band. One of the outputs of the I/Q $\div 2$ circuit is connected back to the programmable divider which then select an integer division ratio between 256 and 287 as shown. The scheme of this high-speed divider is based on two static ratio-insensitive latches in a master-slave configuration. VCO gain, which runs at 1.8

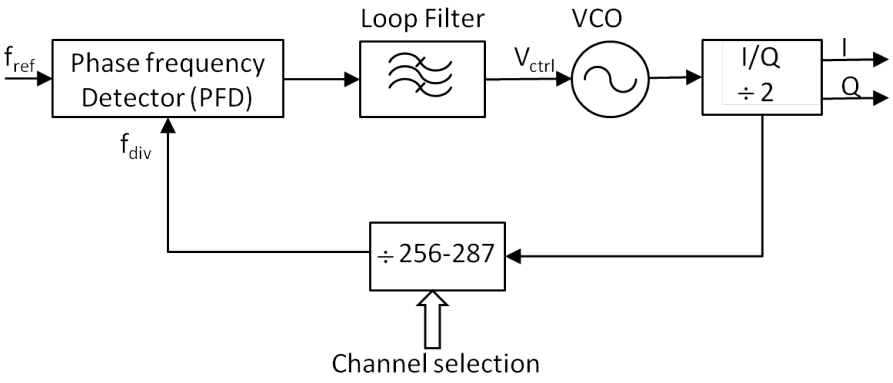


Figure 6.9 Integer-N frequency synthesizer building blocks with I/Q paths

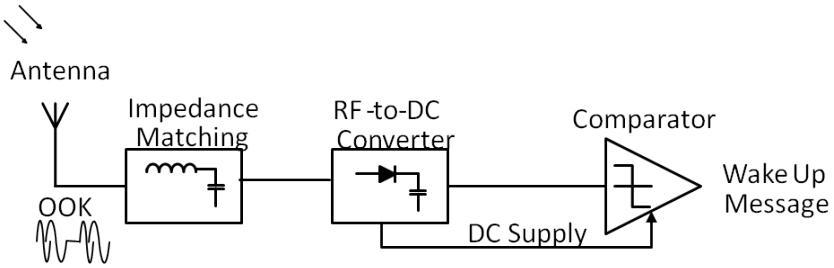


Figure 6.10 WuRx building blocks

GHz frequency, is carefully calculated since we need to span the whole target frequency band after division block and to provide the required tolerance for process variations and passive blocks. To encounter this process variation, we add a regulated supply voltage to control the bias current needed to satisfy the oscillations start-up condition. Careful layout is adopted to provide a suitable matching among the quadrature phases, as well as to reduce the parasitic capacitance.

6.5.5 Receiver Architecture

Rx blocks are shown in Fig. 6.6. The implemented Rx is targeting the high-data rate bio-medical devices. Thanks to the new design of FAC, shown in Fig. 6.6 as Injection-Locking oscillator (ILO), the Rx integrates an envelope detection-based architecture that avoid the need of LO and I/Q signal path. The FAC with high-frequency features, leads to improve Low-Noise Amplifier (LNA) immunity from envelope detector effect and envelope detector generated noise cannot affect the front-end circuit side of the Rx path. Therefore, RF gain can be adjusted by tuning the FAC. Based on this topology, phase noise associated to the FAC can be estimated to a low-noise source. LNA circuit since it plays a crucial role as the

first block of the Rx. The chosen topology is Common-Gate LNA CG-LNA since it is highly recommended for low power devices in addition to other qualities such as better linearity, good stability, and easy matching. CG-LNAs noise factor is considered constant when running frequency grow, which result in a good noise performance. A stacked current reused complementary capacitive cross coupling (CCC) approach is adopted to improve the LNA power efficiency. Since the Noise Figure (NF) of the standard CG-LNA circuit is linked to the input signal impedance matching, the g_m boosting approach is used. It is based on additional inverting amplification between the source and gate nodes of the CG transistor. Adopted LNA final design consists on two complementary CCC CG stages stacked vertically from V_{dd} to ground. The proposed design can be considered as a parallel gathering of four CCC CG stages, so the effective transconductance is boosted to 8 times. Then, A novel technique is adopted to convert the FSK input to ASK signal based on dual-injection locking scheme. The reason behind is to employ the non-coherent Rx topology known for its simplicity. The core circuit is based on the direct injection-locking of signal voltage and current simultaneously shown in Fig. 6.11. because of the additional current injection, dual-injection locking can fully exploit the voltage and current to significantly enhance the design performances. later, a Band-Pass Filter (BPF) and Envelop Detector (ED) are employed. The Rx selectivity is essentially depends on the quality of BPF. The BPF design uses a narrow fractional bandwidth at low-power and high-frequency. Avoiding the integration of inductance leads to less chip area of the filter. Also the power dissipation of the circuit is minimized due to the simple structure employed. The LNA gain contributes in reducing the noise impact of BPF. EDs are usually used with a rectifier followed by a peak detector to retrieve the envelope out of the high-frequency signal. A Low-Pass Filter (LPF) load is used with the ED to remove the high-frequency harmonics generated by the nonlinear transfer function of the transistors. At the output, a tunable circuit is used to provide bandwidth control. Further features of the proposed Rx can be found in [38].

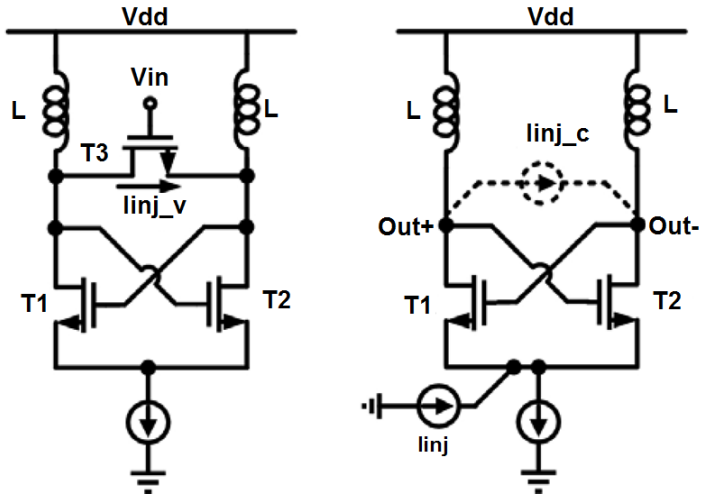


Figure 6.11 Voltage and current injection

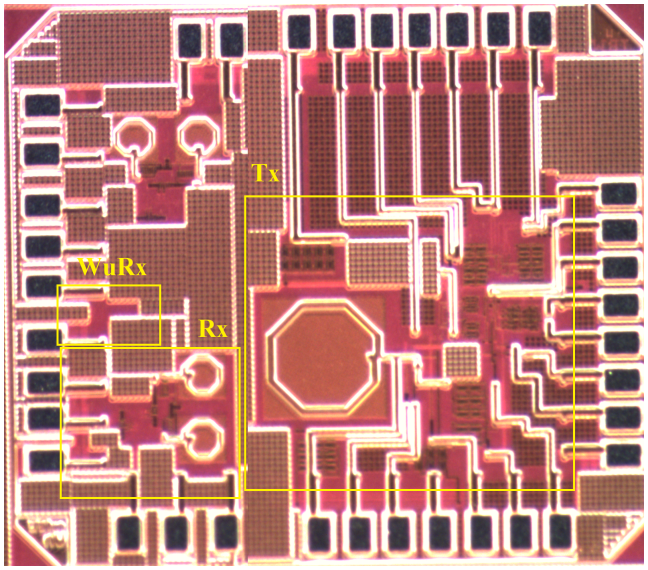


Figure 6.12 Transceiver Chip Microphotograph

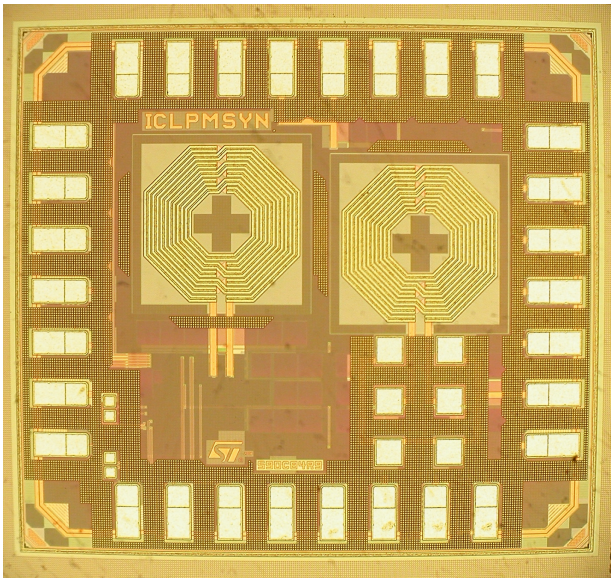


Figure 6.13 Synthesizer Chip Microphotograph [7]

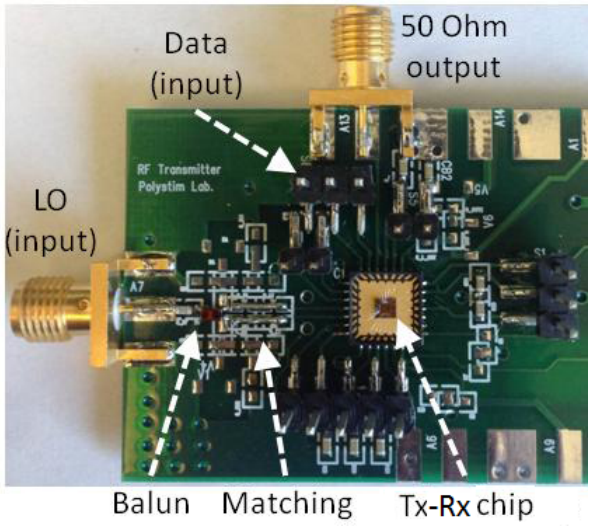


Figure 6.14 The proposed Printed Circuit Board (PCB)

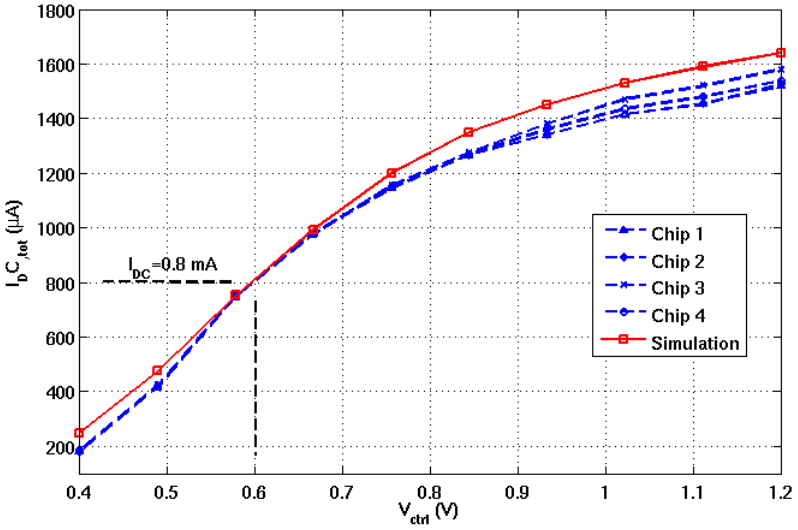


Figure 6.15 Tx Simulated over Measured Current Consumption

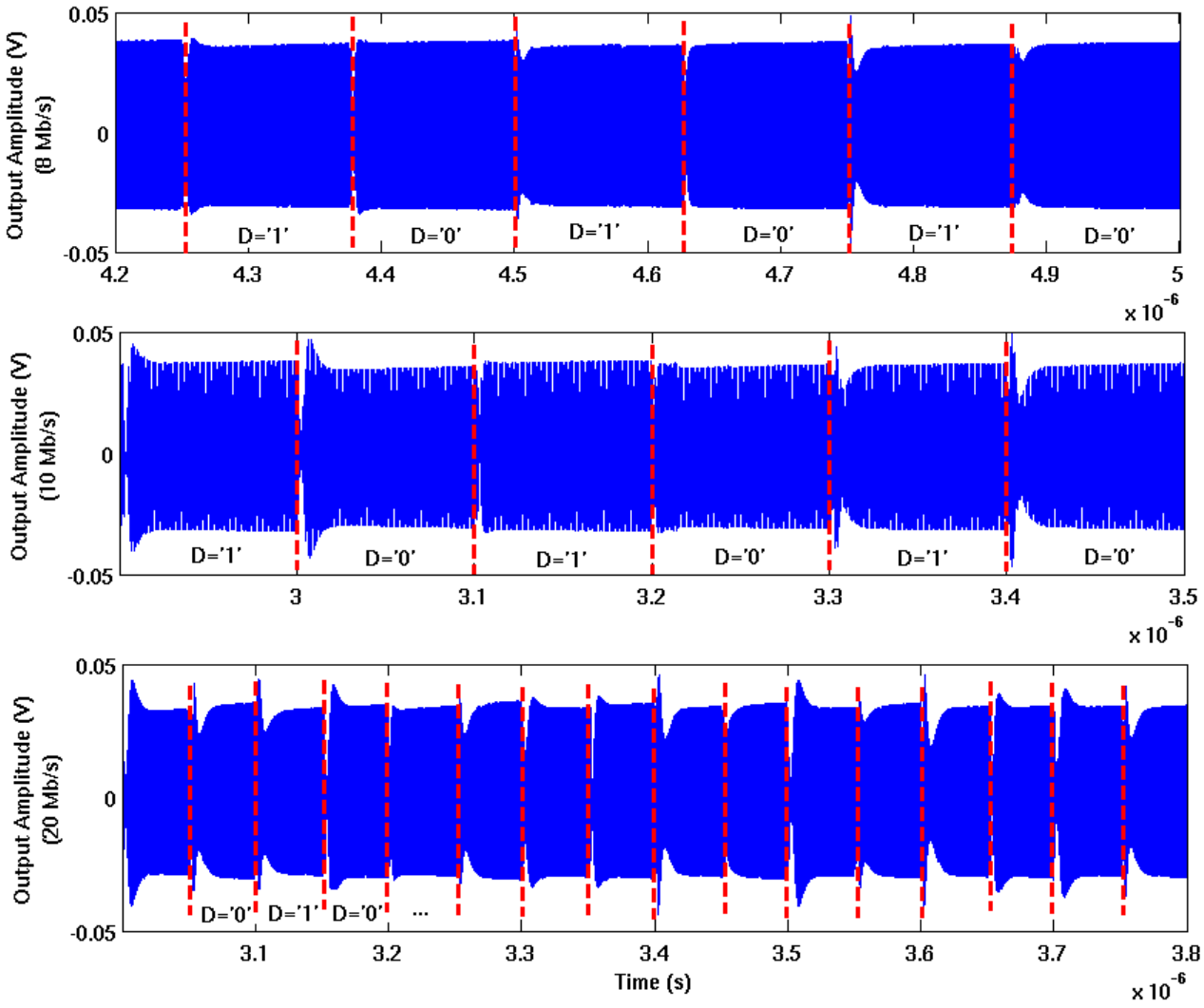


Figure 6.16 Tx Outputs for 8, 10 and 20 Mb/s data rates

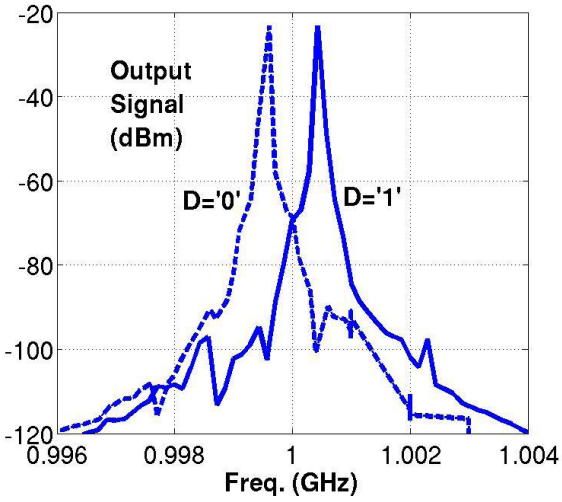


Figure 6.17 Tx Outputs FSK signals when data='1' or '0' when Δ f=0.5 MHz

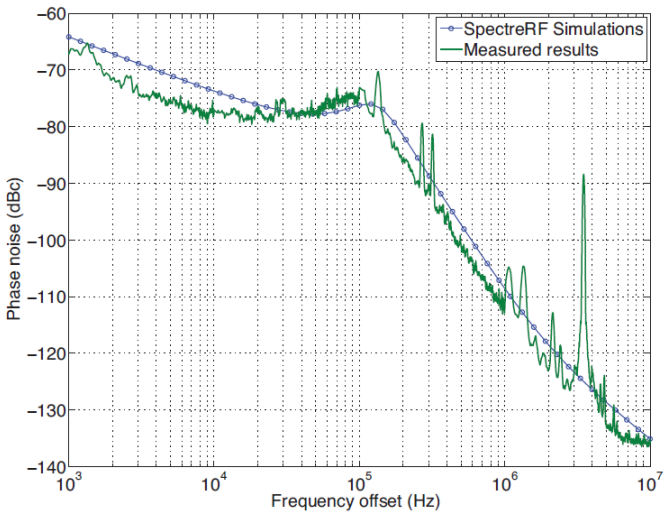


Figure 6.18 Frequency Synthesizer Phase Noise Performances [7]

6.5.6 OOK wake-up receiver

The building blocks of the proposed design are shown in Fig. 6.5. The circuit includes a simple architecture as it is essentially designed for power-efficient purpose instead of high performances often used for the main transceiver modules. The circuit shares the same antenna than the rest of transceiver paths, matching block, an RF-to-DC rectifier and finally the comparator based on voltage reference. While we consider the WuRx power dissipation very low, it should be carefully taken on consideration over the design process. Therefore, the WuRx module should not load the implants battery, but instead it should covers its supply

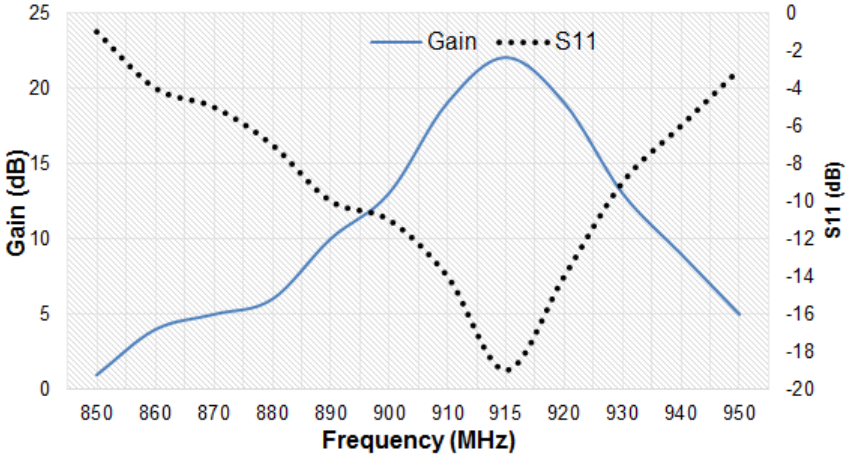


Figure 6.19 S11 and gain curves of the proposed Rx

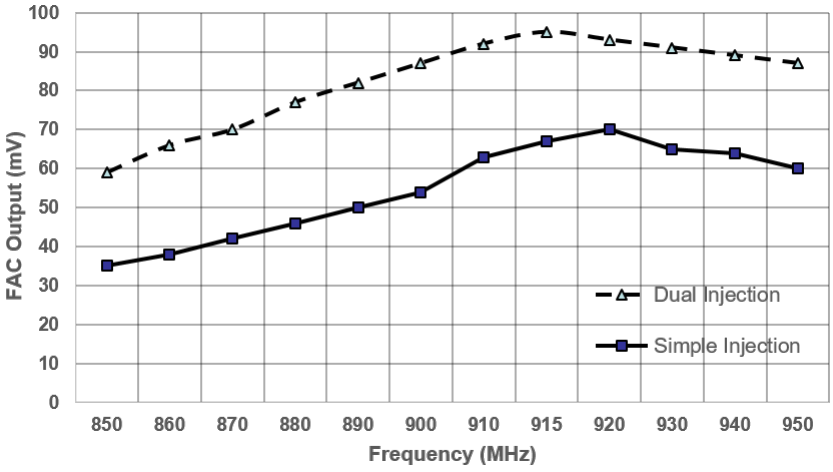


Figure 6.20 Frequency to amplitude converter (FAC) output voltage as a function of frequency

voltage from the RF link. Thus, RF-to-DC converter is employed in order to restore the envelope of the wake-up input data and simultaneously convert the RF signal to a DC voltage to provide voltages to the rest of blocks integrated. In addition to very low dissipation, a good sensitivity is highly recommended for long-range communication link. The proposed WuRx consumes ultra-low-power regarding to the Rx which explain its necessity inside the biomedical implantable devices node of WBAN.

6.6 Implementation results

All three blocks, Tx, Rx and WuRx, are implemented in a IBM 130-nm CMOS process. The chip microphotograph is presented in Fig. 6.12. The whole chip size with pads is around 0.7

x 0.7 mm^2. The integrated inductors are on-chip as shown. The circuit runs at 1.2 V supply voltage. The chip is bonded inside a QFN02802 air-cavity package for measurements. On the other hand, the frequency synthesizer was implemented in 90 nm digital TSMC CMOS process as shown in Fig. 6.13. The circuit operates at 1 V supply voltage. The Printed-Circuit Board (PCB) is also presented in Fig. 6.14 including the mounted packaged chip, shown in Fig. 6.12, in the middle. The inputs, output, external frequency synthesizer input, and the matching circuit are presented. Fig. 6.15 shows the simulated over measured Tx current dissipation when varying the control voltage. According to the presented results, the maximum current achieves 1.5 mA when the control voltage is equal to 1.2 V. Switching the control voltage at a very-low level minimizes the total current. Fig. 6.16 shows the Tx output signals for data rates of 8, 10 and 20 Mb/s. It can be concluded that the settling time begins to be crucial as data rate achieves the 20 Mb/s. Fig. 6.17 illustrates the frequency spectrum of the FSK signal and shows the existence of the expected signals. The measurements were captured using the Spectrum Analyzer. The noise level of the Spectrum Analyzer is found to be around -80 dBm and the harmonics of the expected FSK outputs are recognized. Fig. 6.18 presents the measured phase noise performance of the employed frequency synthesizer. This phase noise is found to be -77 dBc/Hz at 10 kHz offset, and -113 dBc/Hz at 1 MHz offset. Fig. 6.19 illustrates the gain and S11 parameter of the proposed Rx design as a function of frequency. The Rx achieves a 22 dB peak voltage gain and the reflection coefficient S11 is found to be -19 dB over the 902-928 MHz ISM band.

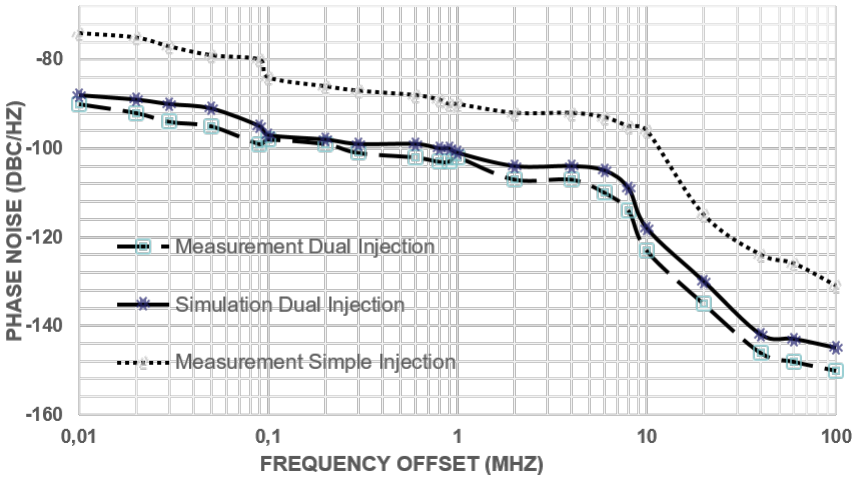


Figure 6.21 Rx phase noise as a function of the frequency offset

Fig. 6.21 shows the Rx phase noise as a function of the frequency offset for a 915 MHz carrier frequency. The phase noise is -102 dBc at 1 MHz offset frequency for measured dual-injection scheme while in simulations it is found to be -100 dBc, and for the simple injection locking it

Tableau 6.2 Performance Summary and Comparison

References	[25]	[75]	[22]	[24]	[79]	[80]	This Work
Year	2014	2014	2011	2014	2016	2015	2016
Technology CMOS (nm)	65	90	90	40	65	40	90/130
Supply voltage (V)	1	1	1	1	0.8	1	1.2
Modulation Type Tx/Rx	QPSK	OOK/FSK	OOK	PSK	OOK	GMSK	FSK
Frequency Tx/Rx (MHz)	402-450	2400/902-928	2.4	402-450	13.5	402-405	902-928
Rx Sensitivity (dBm)	-112	-17.1	-75	-83	-72	-110	-78
Tx Output Power (dBm)	-17	-12.5	0	-17	-16	-10	-20
Data Rate Tx/Rx (Mbps)	3.6	5	10/1	4.5/4.5	0.1	0.187	8/20
Power consumption Tx/Rx (mW)	2.2/2.3	0.86	2.6/0.71	2.28/2.19	0.21/0.42	2.27/2.2	0.63/1.4
FOM (nJ/bit)	0.61/0.64	0.18	1.2	0.5/0.48	0.43	0.51/0.50	0.21/0.07

is about -90 dBc. The dual-injection technique leads to the best phase noise performance. Fig. 6.20 shows the output voltage of the frequency to amplitude conversion block while using simple and dual-injection locking scheme. The dual-injection technique allows to enhance the gain and the performance of the FAC block. To characterize the performance of the design, the figure of merit (FOM) is defined as the energy per bit of the transceiver. Taking into consideration the presented frequency to amplitude converter based Rx and the new Tx FSK modulation technique besides the reduced dissipation, the FOM of the proposed circuit overcomes those of the existing designs as shown in table 6.2.

6.7 Conclusion

We presented in this work a high-performance ISM-band 902-928 MHz FSK low-power RF transceiver for wireless biomedical implants. A new efficient FSK modulation technique is introduced to improve the signal quality of the Tx while consuming around 0.021 nJ/b power. The presented results were tested with measurement. A new frequency-to-amplitude converter

block and wake up receiver are presented too. The Rx path employs a simple demodulation technique and allows a high-data rate reception thanks to the integrated building blocks. The Rx blocks generate a high-data rate of 8 Mbps for -78 dBm from a supply voltage of 1.2 V with total power consumption of 639 μW. The WuRx circuit uses a power consumption of around 0.2 μW for a data rate of 100 kbps at -53 dBm sensitivity. The Tx dissipates a total power of 1.4 mW at data rate of 8 Mb/s from a 1.2 V supply voltage. The presented results shows a considerable enhancement in energy efficiency and size in implantable biomedical devices.

Acknowledgments

Authors acknowledge the financial support from the Canada Research Chair in Smart Medical Devices, NSERC and ReSMiQ, and design tools from CMC Microsystems.

CHAPITRE 7 DISCUSSION GÉNÉRALE

La communication sans fil utilisée au sein des dispositifs médicaux permet plusieurs avantages comme la possibilité de contrôle sans contact mécanique, l'accès aux données des capteurs utilisés, leur mises à jour, et l'établissement d'un suivi continu du patient. Cependant, ajouter un module de communication à un dispositif médical peut accroître sa complexité et réduire considérablement son autonomie. De plus, cette catégorie de communication sans fil dédiée aux dispositifs médicaux ne peut se faire qu'en respectant les normes médicales et en ne présentant aucun effet sur les tissus qui sont susceptibles de s'échauffer par les ondes radio. Dans ce contexte le système que nous avons proposés se présente comme une solution pour mettre en oeuvre un lien RF, fiable et robuste entre le dispositif et l'unité de contrôle à distance.
Dans le domaine des applications biomédicales, la conception de l'architecture du système de communication sans fil s'oriente généralement en fonction des contraintes de surface occupée et de consommation de puissance. Du fait de ces éléments, les performances au niveau du lien de communication seront moins élevées que d'autres applications telle que la téléphonie mobile qui nécessite un débit de donnée instantané plus élevé ainsi qu'une portée beaucoup plus grande. Suite à ces constats, nous avons opté pour un émetteur à base de synthétiseur de fréquence déjà réalisé par un membre de l'équipe de recherche Polystim et un récepteur à structure non-cohérente avec un bloc de réveil. La technique de modulation adoptée est contrainte par le choix de l'émetteur réalisé déjà aussi par un autre membre de Polystim. Ainsi, nous avons orienté notre choix vers une modulation FSK car elle réduit les limites sur l'amplificateur de puissance utilisé par l'émetteur. Elle est donc plus recommandée dans un contexte haute performance (faible taille et faible consommation). En conséquence, il est fortement recommandé d'utiliser la modulation de fréquence pour garantir des meilleures performances.
Concernant la chaîne de réception, il s'agit donc en premier lieu d'une étude minutieuse sur les systèmes déjà développés qui touchent les applications à faible consommation en particulier les dispositifs médicaux implantables ou portables. Le défi a alors été de pouvoir combiner les avantages des topologies à démodulation FSK et ASK en une seule chaîne de réception d'un signal radio. La démodulation FSK nous garantit un récepteur compatible avec les bonnes performances des émetteurs RF avec la technique de modulation FSK. Tandis que la démodulation ASK permet une architecture simple à détection d'enveloppe qui nécessite un faible budget en puissance. L'inconvénient majeur des chaînes de démodulation d'amplitude est leur stabilité, notamment en haute fréquence, qui les rend vulnérables aux interférences et aux propriétés des détecteurs d'enveloppe. Grâce au phénomène de verrouillage par injec-

tion, nous avons réalisé un bloc de conversion du signal modulé en fréquence en un signal modulé en amplitude. Ce bloc a permis une meilleure stabilité du signal à travers toute la chaîne de réception, en plus d'une grande sensibilité par rapport à une topologie ASK. Le phénomène de verrouillage par injection est appliqué pour les diviseurs de fréquence et les générateurs de phase. En effet, grâce à ces caractéristiques, il permet une stabilité naturelle des signaux générés. Une étude analytique approfondie nous a permis de confirmer l'utilité de la conversion FSK en ASK avec des équations reliant l'amplitude du signal de sortie à la fréquence du signal d'entrée.

Dans ce cadre et bien qu'il ait été réalisé dans un contexte de prototypage, le système présenté permet d'établir un lien RF robuste et efficace en énergie avec la modulation de fréquence. Avec les éléments analogiques et RF qui incluent, le système proposé est considéré comme le noyau d'un noeud au sein d'un réseau de capteurs. En effet, durant les tests et les mesures effectuées, le système développé a affiché des performances très intéressantes (voir tableau 6.2). La nouvelle technique de modulation FSK, appliquée à l'émetteur, a permis l'amélioration de la qualité du signal émis tout en consommant peu de puissance, soit moins de 0,021 nJ/b. Le récepteur quant à lui bénéficie de la nouvelle architecture FSK non-cohérente à detection d'enveloppe qui permet la conversion d'un signal FSK en un signal ASK. Le circuit de conversion repose sur un oscillateur LC verrouillé par injection.

En effet, un circuit de verrouillage par injection double est utilisé pour permettre à l'oscillateur d'être verrouillé par injection avec une amplitude de sortie fonction de la fréquence du signal appliqué en entrée. Le circuit proposé bénéficie d'une nouvelle technique conçue et développée dans ce travail de recherche. Une tension et un courant sont appliqués à la fois à l'étage de verrouillage, étage de conversion, tout en respectant les conditions de verrouillage. Comme le signal capté par l'antenne est souvent faible et mélangé tout au long du canal de propagation avec du bruit. Cependant, un LNA, en montage à grille commune, est utilisé pour améliorer la qualité du signal ainsi que pour avoir un gain raisonnable. L'approche adoptée pour le LNA se base sur la technique de couplage croisé (capacitive cross coupling) et qui mène à une réduction de la consommation de puissance du LNA et aussi améliore la linéarité du récepteur. D'autre part, un élément clé de l'architecture non-cohérente est le détecteur d'enveloppe. Le défi est donc de savoir comment mettre en œuvre un détecteur d'enveloppe à faible puissance et haute efficacité. pour satisfaire ces exigences, la topologie à grille commune est adoptée. Un filtre passe-bas est utilisée par la suite pour éliminer la composante haute fréquence générée par la fonction de transfert non linéaire des transistors. Le récepteur de réveil permet d'optimiser la puissance consommée et prolonge la durée de vie des batteries. Il ne requiert aucune source d'alimentation spécifique mais récolte toute l'énergie nécessaire à son fonctionnement du signal d'entrée RF capté par l'antenne. Un re-

dresseur différentiel agit comme multiplicateur de tension. Il produit l'enveloppe du signal OOK et fournit la tension d'alimentation pour les blocs des circuits incluant un comparateur à faible consommation et des générateurs de références. Pour un fonctionnement optimal du redresseur, on a adopté une approche de polarisation pour amplifier la tension appliquée aux grilles des transistors dans le circuit du redresseur. Afin d'atteindre une efficacité énergétique (Power Conversion Efficiency - PCE) élevée pour des tensions d'entrée faibles, la technique de polarisation de grille (gate boosting) a été adoptée. Cette technique permet d'augmenter la tension appliquée aux grilles des transistors NMOS et PMOS pour réduire leur tension de seuil effective de sorte que le courant drainé augmente.

CHAPITRE 8 CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Dans cette thèse, un récepteur RF en bande ISM est conçu et implémenté. Ce récepteur est une partie d'un émetteur-récepteur dédié aux dispositifs médicaux sans fil. Il bénéficie d'une nouvelle technique efficace de conversion de modulation FSK en modulation ASK, qui améliore le débit de données, la consommation d'énergie et la surface occupée dans la puce. Les différentes étapes de conception et de réalisation ont été étudiés et présentés, y compris l'architecture, la conception des différents blocs et la fabrication des circuits proposés. Les résultats obtenus ont été discutés et comparés avec des travaux similaires montrant la contribution de ce travail en améliorant la figure de mérite de l'architecture présentée, ce qui signifie principalement l'augmentation du débit de transmission des données et la réduction de la consommation en puissance. Le prototype de l'émetteur-récepteur fabriqué a été testé et les principaux paramètres ont été mesurés en utilisant les équipements adéquats.
Le récepteur RF opère dans la bande de fréquence ISM en Amérique de nord (902-928 MHz). Les circuits intégrés ont été simulés à l'aide de la technologie CMOS d'IBM 130 nm avec une tension d'alimentation de 1,2 V. L'architecture du récepteur proposé a été étudiée et analysée. Les blocs constituant le circuit ont été conçus et implémentés selon les équations mathématiques développées du système de conversion de modulation FSK proposé, qui vise à améliorer les performances et minimiser la consommation d'énergie.

8.1 Synthèse des travaux

Nous avons présenté nos travaux de recherche visant à développer une nouvelle topologie de circuit pour la réception des données en télémétrie biomédicale à consommation de puissance ultra faible en exploitant principalement les avantages d'une nouvelle architecture combinant deux techniques de modulation ainsi que les apports des procédés CMOS nanométriques. Une approche de réalisation de circuits analogiques et RF réalisée essentiellement pour la faible dissipation de puissance a été exploitée pour la réalisation des différents modules du récepteur. De nouvelles idées et techniques appliquées aux circuits analogiques et RF ont été menées de façon à surmonter les limites imposées par l'utilisation d'un procédé CMOS nanométrique sous une tension d'alimentation de 1.2 V. La thèse est organisée de telle sorte que chacun des chapitres introduit une contribution originale découlant de cette recherche.
Au chapitre 3, l'architecture d'un nouvel oscillateur verrouillé par injection a été présentée. Cet oscillateur a été conçu afin de surmonter les limites causées principalement par l'étroite bande de verrouillage réalisée auparavant. La configuration proposée exploite à la fois l'in-

jection en voltage et en courant pour aboutir à des meilleures performances en terme de consommation de puissance, bande de verrouillage et bruit de phase. Deux types d'oscillateurs ont été examinés à savoir l'oscillateur LC et celui en anneau.

Au chapitre 4, une nouvelle technique de conversion du signal modulé en fréquence FSK en un signal modulé en amplitude par le biais d'un oscillateur LC verrouillé par injection a été décrite. Cette technique a permis de combiner les avantages présents à la fois dans une chaîne de réception RF avec modulation FSK et ASK. La modulation ASK offre l'architecture qui permet une dissipation de puissance la plus faible en raison de sa simplicité, notamment au niveau de la chaîne de démodulation dans un émetteur-récepteur RF. La modulation ASK est considérée comme la technique de modulation la plus appropriée pour les architectures à détection d'enveloppe. Elle présente aussi une forte immunité aux interférences vue que les données sont modulées en amplitude. Des blocs considérés comme encombrant et complexes à réaliser sont éliminés dans ce type de modulation tels que les mélangeurs, les synthétiseurs de fréquence, les oscillateurs et les PLL. La modulation FSK quant à elle, avec une enveloppe constante du signal appliqué, permet l'utilisation d'un amplificateur de puissance non linéaire, efficace et élimine la nécessité d'un contrôle du gain. La modulation FSK affiche un indice de modulation élevé ainsi qu'un temps de réponse plus rapide que celui de la modulation ASK.

Le chapitre 5 résume le travail effectué au sein de l'équipe, l'émetteur-récepteur est présenté au complet. Le design inclut un récepteur, un émetteur, un synthétiseur de fréquence et un récepteur de réveil. Un signal d'entrée respectant les exigences de la bande ISM 902-928 MHz, est partagé par les circuits principaux d'émission et de réception ainsi un bloc pour le signal de réveil. Le récepteur de réveil fonctionne dans la même bande de fréquences en utilisant la modulation OOK tandis que l'émetteur-récepteur principal fonctionne avec la modulation FSK. L'émetteur bénéficie d'une nouvelle technique de modulation FSK efficace qui permet un débit de données élevé allant jusqu'à 20 Mbps alors que le récepteur est basé sur une architecture à détection d'enveloppe à une nouvelle technique de conversion FSK-to-ASK. Pour l'émetteur, un oscillateur en quadrature à faible consommation est utilisé pour générer les signaux différentiels en phase (In Phase) et en quadrature à 90 °(Quadrature) de la porteuse. La fréquence porteuse précise et stable est produite à l'aide d'un synthétiseur de fréquences qui stabilise la sortie de l'oscillateur au sein de l'émetteur. La dissipation de puissance d'un synthétiseur de fréquences affecte le budget totale de l'énergie consommée étant donné le niveau de complexité élevé, mais cette approche permet la génération de plusieurs fréquences différentes, ce qui se considère comme une nécessité pour le fonctionnement du système sans fil dans une bande de fréquence étroite et très dense en utilisateurs telles que les bandes ISM. Pour le récepteur de réveil, un convertisseur RF to DC est utilisé pour restaurer les

données du signal d'entrée et convertir simultanément le signal RF en une tension continue pour fournir les tensions nécessaires au fonctionnement du reste des blocs intégrés.

8.2 Améliorations futures

Les travaux effectués dans cette thèse permettent d'envisager les perspectives suivantes :

- La réduction de la tension d'alimentation est une approche très efficace pour minimiser la consommation de puissance des différents blocs à intégrer grâce à une réduction des courants de fuite et de la dissipation de puissance dynamique. Cette piste de recherche implique la considération d'une unité de gestion de l'alimentation, ce qui signifie des convertisseurs DC-DC flexibles capables de produire de façon efficace une tension d'alimentation variable allant d'une tension sous le seuil lorsque le système est en mode sommeil, à une tension s'approchant de la tension fournie par la batterie (1.2 V) lorsque le système fonctionne normalement. La réalisation de l'ensemble du système regroupant l'émetteur, le récepteur, le synthétiseur de fréquence et le récepteur de sommeil sur une même puce avec une technologie récente (90 nm, 65 nm, 45 nm, ect.) offre la chance d'alimenter le circuit avec une tension plus faible et permet de minimiser encore plus la consommation de puissance au complet.
- La conception et la réalisation d'une unité de traitement numérique du signal récupéré en bande de base. Cette unité permet la réalisation d'un noeud au sein d'un réseau sans fil sur la personne (Wireless Body Area Networks) WBAN. Ainsi, un axe de recherche intéressant serait de parvenir à coupler la partie analogique et RF du circuit avec une unité de traitement du signal afin d'obtenir des valeurs précises et dynamiques des données transmises à traiter.

8.3 Liste d'articles publiés dans le cadre de thèse

M. Zgaren, and M. Sawan, "Wide-Range Dual-Injection Locking Oscillator forLow-Power Circuit Implementation." Microelectronics Journal, soumis.

M. Zgaren, A. Moradi, L. F. Tanguay and M. Sawan, "ISM Band 902-928 MHz Transceiver with Fully PassiveWake-up Receiver for Biomedical Implants." International Journal of Circuit Theory and Applications, soumis

M. Zgaren and M. Sawan, "A high-sensitivity battery-less wake-up receiver for 915 MHz ISM

band applications," 2015 IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), Cairo, 2015, pp. 336-339.

M. Zgaren, A. Moradi and M. Sawan, "Ultra low-power transceiver with novel FSK modulation technique and efficient FSK-to-ASK demodulation," 2015 37th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), Milan, 2015, pp. 7115-7118.

M. Zgaren and M. Sawan, "A Low-Power Dual-Injection-Locked RF Receiver With FSK-to-OOK Conversion for Biomedical Implants," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers, vol. 62, no. 11, pp. 2748-2758, Nov. 2015.

M. Zgaren and M. Sawan, "Frequency-to-amplitude converter based FSK receiver for ultra-low power transceivers," New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2014 IEEE 12th International, Trois-Rivieres, QC, 2014, pp. 329-332.

A. Moradi, M. Zgaren and M. Sawan, "A 0.084 nJ/b FSK transmitter and 4.8 W OOK receiver for ISM-band medical sensor networks," New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2013 IEEE 11th International, Paris, 2013, pp. 1-4.

8.4 Liste de contributions

Les contributions doctorales que nous revendiquons essentiellement dans cette thèse sont les suivantes :

- Nous avons étudié la possibilité de varier la technique d'injection verrouillée afin d'accroître la bande d'injection en fréquence. Nous avons proposé un nouveau circuit d'oscillateur LC et en anneau avec une injection double, tout en exploitant le courant et la tension des entrées à la fois.
- Nous avons conçu un bloc de conversion du signal modulé en fréquence en un signal modulé. Ce module nous a permis de combiner les avantages de deux topologies de modulation. Les résultats observés sont prometteurs. Ceci nous a donné la chance d'utiliser les architectures simples à détection d'enveloppe avec un signal modulé en fréquence pour un débit de transmission élevé.
- Nous avons conçu et développé un système de communication en mode réveil. L'ajout

d'un circuit de réveil nous a permis de maximiser la durée de vie des batteries ainsi d'avoir un contrôle permanent du canal RF.

— Nous avons assemblé trois designs pour réussir un émetteur-récepteur au complet. Le circuit au complet inclut un émetteur FSK. un récepteur FSK, un récepteur de réveil OOK et un synthétiseur de fréquence pour générer la fréquence porteuse. Ce système, apporte une nouvelle solution, respectant les contraintes exigées pour les circuits de communication médicales, consommant moins de 1 mW.

LISTE DES RÉFÉRENCES

[1] K. D. Wise, A. M. Sodagar, Y. Yao, M. N. Gulari, G. E. Perlin, and K. Najafi, "Microelectrodes, microelectronics, and implantable neural microsystems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, no. 7, pp. 1184–1202, 2008.

[2] M. Chen, S. Gonzalez, A. Vasilakos, H. Cao, and V. C. Leung, "Body area networks : A survey," *Mobile networks and applications*, vol. 16, no. 2, pp. 171–193, 2011.

[3] A. Trigui, *ASSERVISSEMENT DE L'ÉNERGIE INDUCTIVE TRANSMISE AUX IMPLANTS ÉLECTRONIQUES*. PhD thesis, École Polytechnique de Montréal, Jan. 2014.

[4] I. Markit, "Flash dynamics market brief," 2015.

[5] S. Ullah, H. Higgins, B. Braem, B. Latre, C. Blondia, I. Moerman, S. Saleem, Z. Rahman, and K. S. Kwak, "A comprehensive survey of wireless body area networks," *Journal of medical systems*, vol. 36, no. 3, pp. 1065–1094, 2012.

[6] S. Ullah, H. Higgins, B. Shen, and K. S. Kwak, "On the implant communication and MAC protocols for WBAN," *International Journal of Communication Systems*, vol. 23, no. 8, pp. 982–999, 2010.

[7] L.-F. Tanguay, Y. Savaria, and M. Sawan, "A 640 μw frequency synthesizer dedicated to implantable medical microsystems in 90-nm CMOS," in *International NEWCAS Conference (NEWCAS)*, pp. 369–372, IEEE, 2010.

[8] X. Zhang, H. Jiang, L. Zhang, C. Zhang, Z. Wang, and X. Chen, "An energy-efficient ASIC for wireless body sensor networks in medical applications," *Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 4, no. 1, pp. 11–18, 2010.

[9] A. Hierlemann, O. Brand, C. Hagleitner, and H. Baltes, "Microfabrication techniques for chemical/biosensors," *Proceedings of the IEEE*, vol. 91, no. 6, pp. 839–863, 2003.

[10] B. Latré, B. Braem, I. Moerman, C. Blondia, and P. Demeester, "A survey on wireless body area networks," *Wireless Networks*, vol. 17, no. 1, pp. 1–18, 2011.

[11] C. Krafft and V. Sergo, "Biomedical applications of raman and infrared spectroscopy to diagnose tissues," *Journal of Spectroscopy*, vol. 20, no. 5-6, pp. 195–218, 2006.

[12] H.-E. Albrecht, N. Damaschke, M. Borys, and C. Tropea, *Laser Doppler and phase Doppler measurement techniques*. Springer Science & Business Media, 2013.

[13] F. A. Voegeli, M. J. Smale, D. M. Webber, Y. Andrade, and R. K. O'Dor, "Ultrasonic telemetry, tracking and automated monitoring technology for sharks," in *The behavior*

and sensory biology of elasmobranch fishes : an anthology in memory of Donald Richard Nelson, pp. 267–282, Springer, 2001.

[14] F. Voegeli, G. Lacroix, and J. Anderson, "Development of miniature pingers for tracking atlantic salmon smolts at sea," *Hydrobiologia*, vol. 371, pp. 35–46, 1998.

[15] F. Rules and Regulations, "FCC regulations for ISM band devices : 902-928 MHz," tech. rep., International Telecommunication Union Radio communication, 2006.

[16] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John Wiley & Sons, 2016.

[17] S. A. Schelkunoff and H. T. Friis, *Antennas : theory and practice*, vol. 639. Wiley New York, 1952.

[18] B. Razavi and R. Behzad, *RF microelectronics*, vol. 1. Prentice Hall New Jersey, 1998.

[19] G. Papotto, F. Carrara, A. Finocchiaro, and G. Palmisano, "A 90nm CMOS 5 Mbps crystal-less RF-Powered transceiver for wireless sensor network nodes," *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, pp. 335–346, Feb 2014.

[20] P. Turcza, "Low power 2 Mbps radio telemetry system for biomedical applications," in *European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, pp. 1–4, IEEE, 2013.

[21] J. Bae, L. Yan, and H.-J. Yoo, "A low energy injection-locked FSK transceiver with frequency-to-amplitude conversion for body sensor applications," *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 4, pp. 928–937, 2011.

[22] M. Vidojkovic, X. Huang, P. Harpe, S. Rampu, C. Zhou, L. Huang, J. van de Molengraft, K. Imamura, B. Busze, F. Bouwens, *et al.*, "A 2.4 GHz ULP OOK single-chip transceiver for healthcare applications," *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, vol. 5, no. 6, pp. 523–534, 2011.

[23] L.-C. Liu, M.-H. Ho, and C.-Y. Wu, "A medradio-band low-energy-per-bit CMOS OOK transceiver for implantable medical devices," in *Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, pp. 153–156, IEEE, 2011.

[24] M. Vidojkovic, X. Huang, X. Wang, C. Zhou, A. Ba, M. Lont, Y.-H. Liu, P. Harpe, M. Ding, B. Busze, *et al.*, "A 0.33 nj/b IEEE 802. 15.6/proprietary-MICS/ISM-band transceiver with scalable data-rate from 11kb/s to 4.5 mb/s for medical applications," in *International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, pp. 170–171, IEEE, 2014.

[25] S. Masui, K. Kanda, M. Hamaminato, H. Satou, I. Ida, T. Ninomiya, V. Maja, H. Xiongchuan, K. Nauman, P. Kathleen, and G. H. De, "Ultra-low-power wireless transceiver technology for body area network," *Transactions of Japanese Society for Medical and Biological Engineering*, vol. 52, no. Supplement, pp. OS–41–OS–42, 2014.

[26] D.-G. Lee and P. P. Mercier, "A 1.65 mw pll-free psk receiver employing super-regenerative phase sampling," in *Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2015 IEEE*, pp. 1–4, IEEE, 2015.

[27] N. M. Pletcher, *Ultra-low power wake-up receivers for wireless sensor networks*. ProQuest, 2008.

[28] M. Yiqi, G. Tongqiang, X. Xiaodong, Y. Haigang, and C. Xinxia, "A fully integrated cmos super-regenerative wake-up receiver for eeg applications," *Journal of Semiconductors*, vol. 37, no. 9, p. 095001, 2016.

[29] C. Salazar, A. Cathelin, A. Kaiser, and J. Rabaey, "A 2.4 ghz interferer-resilient wake-up receiver using a dual-if multi-stage n-path architecture," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 9, pp. 2091–2105, 2016.

[30] J. C. Chien and A. M. Niknejad, "Oscillator-based reactance sensors with injection locking for high-throughput flow cytometry using microwave dielectric spectroscopy," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, pp. 457–472, Feb 2016.

[31] T. Chalvatzis, "An injection-locked 8.5 ghz vco with decade-wide programmable locking range in sige bicmos," in *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting-BCTM,*, pp. 101–104, Oct 2015.

[32] A. Mirzaei, M. E. Heidari, R. Bagheri, S. Chehrazi, and A. A. Abidi, "The quadrature lc oscillator : A complete portrait based on injection locking," *IEEE Journal of Solid-State Circuits,*, vol. 42, no. 9, pp. 1916–1932, 2007.

[33] D.-S. Lee, J.-H. Jang, H.-G. Park, Y. Pu, K. C. Hwang, Y. Yang, M.-K. Seo, and K.-Y. Lee, "A wide-locking-range dual injection-locked frequency divider with an automatic frequency calibration loop in 65-nm cmos," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs,*, vol. 62, no. 4, pp. 327–331, 2015.

[34] J. Xu, J. Hu, B. Ciftcioglu, and H. Wu, "A 4-15 GHz ring oscillator based injection-locked frequency multiplier with built-in harmonic generation," in *Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, Sept 2013.

[35] X. Wang and R. Gharpurey, "Interference cancellation in broadband wireless systems utilizing phase-aligned injection-locked oscillators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs,*, vol. 55, no. 9, pp. 872–876, 2008.

[36] V. V. Kulkarni, J. Lee, J. Zhou, C. K. Ho, J. H. Cheong, W.-D. Toh, P. Li, X. Liu, and M. Je, "A reference-less injection-locked clock-recovery scheme for multilevel-signaling-based wideband BCC receivers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,*, vol. 62, no. 9, pp. 1856–1866, 2014.

[37] F. O'Mahony, S. Shekhar, M. Mansuri, G. Balamurugan, J. E. Jaussi, J. Kennedy, B. Casper, D. J. Allstot, and R. Mooney, "A 27Gb/s forwarded-clock I/O receiver using an injection-locked LC-DCO in 45nm cmos," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference-Digest of Technical Papers*, 2008.

[38] M. Zgaren and M. Sawan, "A low-power dual-injection-locked rf receiver with fsk-to-ook conversion for biomedical implants," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers,*, vol. 62, no. 11, pp. 2748–2758, 2015.

[39] R. Adler, "A study of locking phenomena in oscillators," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 6, pp. 351–357, 1946.

[40] I. R. Chamas and S. Raman, "A comprehensive analysis of quadrature signal synthesis in cross-coupled rf vcos," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers,*, vol. 54, no. 4, pp. 689–704, 2007.

[41] A. Rofougaran, J. Rael, M. Rofougaran, and A. Abidi, "A 900 MHz cmos LC-oscillator with quadrature outputs," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers. 42nd ISSCC,*, pp. 392–393, IEEE, 1996.

[42] S. Liu, Y. Zheng, W. M. Lim, and W. Yang, "Ring oscillator based injection locked frequency divider using dual injection paths," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,*, vol. 25, no. 5, pp. 322–324, 2015.

[43] S. Shekhar, G. Balamurugan, D. J. Allstot, M. Mansuri, J. E. Jaussi, R. Mooney, J. Kennedy, B. Casper, and F. O'Mahony, "Strong injection locking in low-lc oscillators : Modeling and application in a forwarded-clock I/O receiver," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers,*, vol. 56, no. 8, pp. 1818–1829, 2009.

[44] M. Raj and A. Emami, "A wideband injection-locking scheme and quadrature phase generation in 65-nm cmos," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,*, vol. 62, no. 4, pp. 763–772, 2014.

[45] T.-N. Luo and Y.-J. Chen, "A 0.8-mw 55-GHz Dual-Injection-Locked CMOS frequency divider," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,*, vol. 56, pp. 620–625, March 2008.

[46] X. Lai and J. Roychowdhury, "Analytical equations for predicting injection locking in lc and ring oscillators," in *Proceedings of the IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference,*, pp. 461–464, IEEE, 2005.

[47] B. Otis and J. Rabaey, *Ultra-low power wireless technologies for sensor networks*. Springer, 2007.

[48] R. Bashirullah, "Wireless implants," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 11, pp. S14–S23, Dec 2010.

[49] N. Wu and Q. Zhang, "Ultra-low-power RF transceivers for WBANs in medical applications," in *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, pp. 145–148, IEEE, 2012.

[50] J. Liu, C. Li, L. Chen, Y. Xiao, J. Wang, H. Liao, and R. Huang, "An ultra-low power 400 MHz OOK transceiver for medical implanted applications," in *Proceedings of the ESSCIRC*, pp. 175–178, IEEE, 2011.

[51] V. Peiris, C. Arm, S. Bories, S. Cserveny, F. Giroud, P. Graber, S. Gyger, E. Le Roux, T. Melly, M. Moser, *et al.*, "A 1 V 433/868 MHz 25 kb/s-FSK 2 kb/s-OOK RF transceiver SoC in standard digital 0.18 μm CMOS," in *International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pp. 258–259, IEEE, 2005.

[52] X. Huang, S. Rampu, X. Wang, G. Dolmans, and H. de Groot, "A 2.4 GHz/915 MHz 51 μW wake-up receiver with offset and noise suppression," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pp. 222–223, Feb 2010.

[53] A. Burr, "Comparison of coherent and non coherent modulation in the presence of phase noise," *Proceedings I (Communications, Speech and Vision)*, vol. 139, no. 2, pp. 147–155, 1992.

[54] A. E. Siegman, *Lasers.* Mill Valley, Calif : University Science Books, 1986.

[55] A. Rofougaran, J. Rael, M. Rofougaran, and A. Abidi, "A 900 MHz CMOS LC-oscillator with quadrature outputs," in *International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pp. 392–393, IEEE, 1996.

[56] H. R. Rategh and T. H. Lee, "Superharmonic injection-locked frequency dividers," *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 6, pp. 813–821, 1999.

[57] B. Razavi, "A study of injection locking and pulling in oscillators," *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 1415–1424, Sept 2004.

[58] T.-N. Luo and Y.-J. Chen, "A 0.8 mW 55 GHz dual-injection-locked CMOS frequency divider," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 3, pp. 620–625, 2008.

[59] M. Wang, M. Zhang, X. Fan, and Y. Liu, "A power reduction technique for wideband common gate low noise amplifers," in *International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, pp. 969–972, IEEE, 2014.

[60] W. Zhuo, X. Li, S. Shekhar, S. Embabi, J. de Gyvez, D. Allstot, and E. Sanchez-Sinencio, "A capacitor cross-coupled common-gate low-noise amplifier," *Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 52, pp. 875–879, Dec 2005.

[61] C. Jeong, W. Qu, Y. Sun, D. Yoon, S. Han, and S. Lee, "A 1.5v 140 ua cmos ultra-low power common-gate lna," in *2011 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, pp. 1–4, June 2011.

[62] B. van Liempd, M. Vidojkovic, M. Lont, C. Zhou, P. Harpe, D. Milosevic, and G. Dolmans, "A 3μW fully-differential RF envelope detector for ultra-low power receivers," in *International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1496–1499, IEEE, 2012.

[63] E. A. Vittoz, "Weak inversion for ultra low-power and very low-voltage circuits," in *Asian Solid-State Circuits Conference, (A-SSCC)*, pp. 129–132, IEEE, 2009.

[64] J.-F. Huang, W.-C. Lai, and W.-T. Lay, "Chip design of WuRx front-end and IF Gm-C bandpass filter with antenna to near infrared charging for biomedical application," in *International Symposium on Bioelectronics and Bioinformatics (ISBB)*, pp. 1–8, IEEE, 2014.

[65] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2001.

[66] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John Wiley & Sons, 2012.

[67] M. Zgaren and M. Sawan, "Frequency-to-Amplitude converter based FSK receiver for Ultra-Low power transceivers," in *International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, pp. 1–4, June 2014.

[68] X. Huang, S. Rampu, X. Wang, G. Dolmans, and H. de Groot, "A 2.4 GHz/915 MHz 51 μW wake-up receiver with offset and noise suppression," in *International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pp. 222–223, IEEE, 2010.

[69] S. Moazzeni, M. Sawan, and G. Cowan, "An Ultra-Low-Power Energy-Efficient Dual-Mode Wake-Up receiver," *Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. PP, no. 99, pp. 1–10, 2014.

[70] A. Moradi, M. Zgaren, and M. Sawan, "A 0.084 nj/b FSK transmitter and 4.8 µw OOK receiver for ISM-band medical sensor networks," in *International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, pp. 1–4, June 2013.

[71] P. Maiti, S. K. Addya, B. Sahoo, and A. K. Turuk, "Energy efficient wireless body area network WBAN," *Handbook of Research on Advanced Wireless Sensor Network Applications, Protocols, and Architectures*, p. 413, 2016.

[72] T. Kikuzuki, I. Ida, T. Ninomiya, M. Katoh, K. Kasai, M. Yoshida, and J. Takagi, "Realizing safe and reliable vital sings monitoring with wireless body area networks," in *Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)*, pp. 330–335, IEEE, 2013.

[73] FCC, "Document no. doc-314146a1."

[74] R. Bashirullah, "Wireless implants," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 7, pp. S14–S23, 2010.

[75] G. Papotto, F. Carrara, A. Finocchiaro, and G. Palmisano, "A 90-nm CMOS 5-Mbps crystal-less RF-powered transceiver for wireless sensor network nodes," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 2, pp. 335–346, 2014.

[76] S. A. Mirbozorgi, H. Bahrami, M. Sawan, L. A. Rusch, and B. Gosselin, "A single-chip full-duplex high speed transceiver for multi-site stimulating and recording neural implants," *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, vol. 10, no. 3, pp. 643–653, 2016.

[77] V. De Santis and M. Feliziani, "Intra-body channel characterization of medical implant devices," in *10th International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 816–819, IEEE, 2011.

[78] A. Moradi and M. Sawan, "An energy-efficient high data-rate 915 MHz FSK wireless transmitter for medical applications," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 83, no. 1, pp. 85–94, 2015.

[79] H. Cho, H. Kim, M. Kim, J. Jang, Y. Lee, K. J. Lee, J. Bae, and H.-J. Yoo, "A 79 pj/b 80 Mb/s full-duplex transceiver and a 100 kb/s super-regenerative transceiver for body channel communication," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 1, pp. 310–317, 2016.

[80] A. Ba, M. Vidojkovic, K. Kanda, N. F. Kiyani, M. Lont, X. Huang, X. Wang, C. Zhou, Y.-H. Liu, M. Ding, *et al.*, "A 0.33 nj/bit ieee802. 15.6/proprietary mics/ism wireless transceiver with scalable data rate for medical implantable applications," *IEEE journal of biomedical and health informatics*, vol. 19, no. 3, pp. 920–929, 2015.

[81] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.

ANNEXE A ADAPTATION DES IMPÉDANCES

La problème de l'adaptation d'impédance se manifeste à chaque fois que l'on veut connecter deux systèmes ou circuits entre eux et transférer un maximum de puissance. Le réseau d'adaptation est un étage électrique responsable de la transformation d'impédances entre deux circuits RF, de manière à minimiser les pertes d'énergie. Le moyen le plus utilisé et le plus efficaces pour concevoir cette tache consiste en l'utilisation d'éléments passifs, comme les inductances, capacités et lignes de transmission. La méthode avec laquelle ces blocs sont disposés permet d'accomplir une transformation d'impédances déterminée. Le choix de la technique d'adaptation dépend essentiellement de l'application, de la technologie disponible et de plusieurs éléments, tels que la couverture d'impédances, les pertes d'insertion et l'occupation en surface. La noyau de base d'un circuit d'adaptation des impédances complexes est formé de la comninaison de deux éléments passifs, l'un en série et l'autre en parallèle [81]. Lorsque le circuit d'adaptation est constitué d'un seul noyau de base, le circuit est dit en L, alors que si l'on ajoute un deuxième bloc, on aura une architecture en 2L, en T ou en Π, comme le montre la figure A.1.

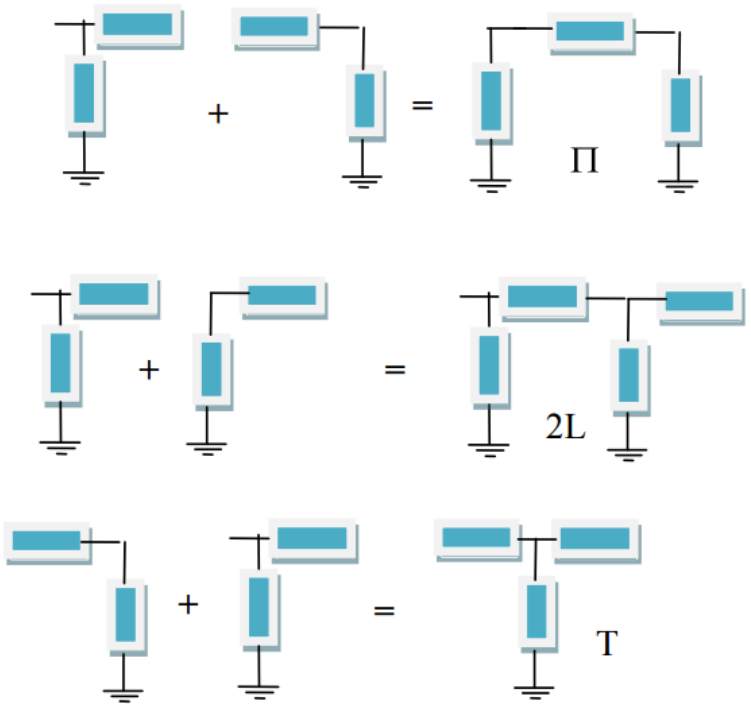


Figure A.1 Topologies de circuit d'adaptation d'impédance.

Le principe de la transmission optimale de puissance exige que le transfert de puissance ne sera maximal que si les impédances sont adaptées, cela signifie que $Z_L = Z_0$ comme le montre la figure A.2. Sinon, ceci va causer une réflexion de l'onde émise par la source.

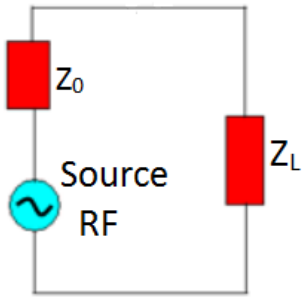


Figure A.2 Schéma d'une source RF connectée à une charge.

En général, lorsque la plage d'impédances que le circuit d'adaptation doit couvrir est petite et bien déterminée, des solutions simples et moins encombrante sont recommandées. Dans notre système proposé, on a opté pour une topologie LC à un seul étage d'adaptation. Dans le cas où on cherche à transformer une impédance Z_S en une impédance Z_P. On peut connecter une inductance en série avec Z_S suivie d'une capacité en parallèle, Figure. Les valeurs de l'inductance et de la capacité sont donc calculées de manière à convertir Z_S en Z_P à une fréquence donnée.

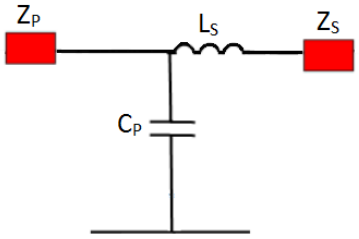


Figure A.3 Schéma d'un circuit d'adaptation LC.