

NOTE TO USERS

This reproduction is the best copy available.

UMI[®]

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CIRCUITS DE TRANSMISSION SANS FIL À FAIBLE PUISSANCE POUR
DISPOSITIFS IMPLANTABLES

THIERRY DUPIRE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

SEPTEMBRE 2007



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 978-0-494-36909-8

Our file Notre référence

ISBN: 978-0-494-36909-8

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CIRCUITS DE TRANSMISSION SANS FIL À FAIBLE PUISSANCE POUR
DISPOSITIFS IMPLANTABLES

Présenté par : DUPIRE Thierry

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées
présenté au jury d'examen constitué de :

M. SAVARIA Yvon, Ph.D, président

M. SAWAN Mohamad, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. VALORGE Olivier, Ph.D, membre

DÉDICACE

*À mes parents, Yves et Martine,
Mon frère, Benoît*

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier M. Sawan, mon directeur de recherche pour m'avoir accepté au sein de son équipe de recherche, et guidé tout au long du projet de maîtrise.

Tous mes remerciements,

aux étudiants de l'équipe Polystim pour leur aide quant à l'utilisation des outils au laboratoire, leurs suggestions et leurs conseils. En particulier à Fayçal Mounaim pour l'apport de son expérience éclairée et à Louis-François Tanguay pour son aide dans la compréhension du fonctionnement des circuits d'oscillateur.

à Gaétan Décarie, technicien au DGE de l'École Polytechnique de Montréal pour son assistance technique et sa disponibilité.

à mes amis et collègues du laboratoire Polystim pour leurs encouragements et leur soutien moral pendant la maîtrise.

Enfin, je remercie la Société Canadienne de Microélectronique (CML microsystems) pour les outils et le support fournis lors de la conception et la fabrication du circuit intégré.

RÉSUMÉ

Le laboratoire Polystim a pour mission de mettre en œuvre des dispositifs électroniques dédiés à assister des patients affectés de pathologies neurologiques. Ce travail entre dans le cadre du projet “Urostim” qui vise à développer un implant de stimulation permettant de redonner aux personnes paraplégiques un contrôle sur les fonctions du système urinaire. Dans ce projet, le retour d’information est essentiel puisqu’il permet de connaître différents paramètres reflétant l’état des connexions nerfs-électrodes ainsi que le volume de la vessie. Un lien de transmission sans fil est donc nécessaire pour transmettre l’information afin d’éviter tout risque d’infection qu’implique une liaison filaire.

Nous présentons dans ce mémoire une nouvelle approche de transmission des données puisque jusqu’à maintenant le retour se faisait par l’intermédiaire du lien inductif en modulant la charge du circuit de réception. L’implémentation de ce principe a montré ses limites puisque selon la valeur de l’indice de modulation un compromis doit être fait entre un bon rapport signal sur bruit, le débit binaire et l’efficacité de transfert de puissance à l’implant. De plus, la transmission souffre de problèmes d’évanouissements lors de mouvements qui n’en font pas un système très fiable. L’approche alternative d’un transmetteur radiofréquence, elle, permet de transmettre les informations sur plusieurs mètres sans devoir approcher le système de réception.

Le système proposé fonctionne de manière autonome en tirant sa source d’alimentation d’une batterie rechargeable. Il est composé d’un oscillateur avec un

résonateur externe, un amplificateur et un réseau d'adaptation externe pour transmettre la puissance à l'antenne. La modulation de fréquence est réalisée en commutant des capacités de part et d'autre d'un résonateur à ondes acoustiques de surface (SAW). Celles-ci changent la réactance du résonateur et par conséquent sa fréquence de résonance. La bande de fréquence utilisée est celle comprise entre 402 MHz et 405 MHz, réservée aux dispositifs de communications d'implants médicaux. L'objectif est d'atteindre une consommation inférieure à 5mW

Deux versions du transmetteur ont été réalisées de manière intégrée en technologie CMOS 0.18 μm de la TSMC. L'espace occupé sur le silicium est de 620x920 μm^2 . Les tests ont été conduits en développant une carte spécifique pour mesurer le gain en boucle ouverte chargée de l'oscillateur, la charge présentée par le réseau d'adaptation et la puissance du signal d'émission. Un soin particulier a été apporté pour les hautes fréquences avec un plan de masse conséquent et des capacités de découpage sur les alimentations.

Lors des mesures, l'oscillation n'a pas pris forme spontanément à la mise sous tension. Un circuit de démarrage et une marge de gain plus importante auraient été nécessaires pour contrer les pertes du résonateur SAW et permettre le démarrage de l'oscillateur. Le gain obtenu en boucle ouverte avec une charge 50Ω est de -2.7dB ce qui révèle un système à la limite du fonctionnement.

ABSTRACT

The aim of the Polystim Laboratory is to develop new electronic devices to assist subjects affected by neurological pathologies. This work takes part of the “UroStim” project which consists of developing a stimulation implant to allow paraplegic people to recover controls of their bladder system. Feedback is essential in this implant since it permits to be aware of some parameters connected to the state of the nerve-electrode connections and the volume of the bladder. A wireless link is therefore necessary to transmit the information and avoid possible risks of infections related to wires.

In this work, we propose a new approach for data transmission previously achieved through the inductive link by modulating the load in the receiver circuit. The implementation of this solution have revealed its limits since depending on the modulation index, there is a tradeoff between transmission with a good signal to noise ratio, data rate and power transfer efficiency. Moreover, transmissions suffer from fading which lead to a poor reliability. The alternative approach of a radiofrequency wireless link permits to transmit the information over tens of meters without having to bring the controller close to the implant.

The proposed system works in an autonomous way powered by a rechargeable battery. It is composed of three main blocks which are respectively the oscillator with an external resonator, the power amplifier and the output matching network which maximizes the transferred power. The frequency modulation is achieved by switching equal extra capacitances on each side of the SAW resonator. It shifts the reactance of the

loop and thus the resonance frequency. The chosen frequency band is between 402 MHz and 405MHz and corresponds to the band allocated to medical communication devices. The aim is to have a transmitter consuming less than 5mW.

Two versions of the oscillator have been implemented in CMOS 0.18 μm technology, 1.8V supply voltage from TSMC. The area consumed by the design is $620 \times 920 \mu\text{m}^2$. The tests have been realized with a specific test board to measure the open loaded loop gain, the equivalent load presented by the matching network and the output power at the antenna. A particular care has been spent to the high frequencies involved with a wide ground plane and decoupling capacitors on the power supply.

During the tests, the oscillation did not start at power up. A start-up circuit and larger margins for loss compensation are needed so that the oscillator could appear. The measured open loop gain with a 50 Ohms load is -2.7dB which shows that the conditions are almost fulfilled for oscillation start-up.

TABLE DES MATIERES

DÉDICACE	IV
REMERCIEMENTS.....	V
RÉSUMÉ.....	VI
ABSTRACT.....	VIII
TABLE DES MATIERES.....	X
LISTE DES FIGURES.....	XII
LISTE DES TABLEAUX.....	XV
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XVI
LISTE DES ANNEXES	XIX
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 LES SYSTÈMES DE TÉLÉMÉTRIE EXISTANTS.....	4
1.1 LES TYPES DE TÉLÉMÉTRIE	4
1.2 LES TECHNOLOGIES DE LA TÉLÉMÉTRIE	5
1.2.1 <i>La télémétrie infrarouge</i>	5
1.2.2 <i>Télémétrie par Ultrason</i>	6
1.2.3 <i>La télémétrie par couplage magnétique</i>	7
1.2.4 <i>La télémétrie radio</i>	8
1.3 HISTORIQUE ET REVUE DES CIRCUITS DE TRANSMISSION RADIOFRÉQUENCES POUR IMPLANTS ÉLECTRONIQUES.	11
CHAPITRE 2 ARCHITECTURES ET CIRCUITS DES SYSTÈMES D'ÉMISSION	19
2.1 PRINCIPE DES SYSTÈMES D'ÉMISSION.....	19
2.2 CHOIX DU TYPE DE MODULATION	20
2.3 PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DU SYSTÈME D'ÉMISSION.....	25
2.4 LES ARCHITECTURES DE MODULATION DE FRÉQUENCE.....	28
2.4.1 <i>Les solutions hybrides</i>	33
2.5 CIRCUITS DE SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE : L'OSCILLATEUR.....	34
2.5.1 <i>Les topologies de base d'oscillateur LC</i>	37

2.6	CIRCUITS D'AMPLIFICATION DE PUISSANCE	39
2.7	CIRCUITS D'ADAPTATION D'IMPÉDANCES.....	41
CHAPITRE 3 SYSTÈME DE TRANSMISSION POUR APPLICATIONS BIOMÉDICALES		43
3.1	DÉFINITION DU SYSTÈME	43
3.1.1	<i>Spécifications du système</i>	43
3.1.2	<i>Propagation du signal</i>	44
3.1.3	<i>L'antenne</i>	47
3.1.4	<i>Budget de puissance</i>	47
3.1.5	<i>Calcul des pertes de propagation</i>	48
CHAPITRE 4 SYSTÈME DE TRANSMISSION PROPOSÉ.....		51
4.1	PRÉSENTATION DU SYSTÈME DE TRANSMISSION	51
4.2	CHOIX DU CIRCUIT D'OSCILLATION	52
4.2.1	<i>Analyse du système de contre-réaction</i>	53
4.2.2	<i>Principe de fonctionnement et optimisation du montage Pierce</i>	58
4.2.3	<i>Modulation de fréquence avec l'oscillateur proposé</i>	64
4.2.4	<i>Opération faible puissance : régime faible inversion</i>	67
4.3	AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE	70
4.4	ADAPTATION D'IMPÉDANCE	76
CHAPITRE 5 IMPLÉMENTATION ET RÉSULTATS		79
5.1	IMPLÉMENTATION DU CIRCUIT DE TRANSMISSION	79
5.2	RÉSULTATS DE SIMULATION	82
5.3	RÉSULTATS DE MESURES.....	87
5.3.1	<i>Caractérisation du SAW oscillateur</i>	87
5.3.2	<i>Résultat de mesure du transmetteur</i>	90
CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS.....		95
RÉFÉRENCES.....		98

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1.1 ALLOCATION DES BANDES ISM DANS LE SPECTRE RADIO	11
FIGURE 1.2 (A) DIAGRAMME FONCTIONNEL DU MXIO05 (B) CIRCUIT TEST	14
FIGURE 1.3 SCHÉMA DU BIO-TÉLÉMÈTRE.....	15
FIGURE 1.4 DIAGRAMME BLOC DE L'ARCHITECTURE PROPOSÉE.....	15
FIGURE 1.5 DIAGRAMME BLOC DU TRANSMETTEUR INTÉGRÉ AU RFPIC12F675.....	16
FIGURE 1.6 SCHÉMA DE PRINCIPE DU TRANSMETTEUR PROPOSÉ PAR NEIHART	17
FIGURE 2.1 SCHÉMA DE PRINCIPE D'UN TRANSMETTEUR	20
FIGURE 2.2 EFFICACITÉ SPECTRALE (BITS/S/Hz) VERSUS EFFICACITÉ ÉNERGÉTIQUE (Eb/H)	22
FIGURE 2.3 PROBABILITÉ D'ERREUR EN FONCTION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT MAXIMUM OBTENU AU DÉTECTEUR	24
FIGURE 2.4 ALLURE GÉNÉRALE DU BRUIT DE PHASE D'UN OSCILLATEUR	26
FIGURE 2.5 SPECTRE CARACTÉRISTIQUE D'UNE BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE – TIRÉ DE [40].....	26
FIGURE 2.6 CONVERSION DU BRUIT AUX HARMONIQUES DE LA LO EN BRUIT DE PHASE	27
FIGURE 2.7 BRUIT DU TRANSMETTEUR DANS LA BANDE D'ÉMISSION	27
FIGURE 2.8 PUISSANCE ÉMISE DANS LA BANDE ADJACENTE – TIRÉ DE [41]	28
FIGURE 2.9 MODULATEUR MSK	29
FIGURE 2.10 MODULATEUR FSK UTILISANT UN OSCILLATEUR CONTRÔLÉ	29
FIGURE 2.11 SCHÉMA D'UNE PLL.....	30
FIGURE 2.12 SYNTHÉTISEUR DE FRÉQUENCE FRACTIONNAIRE AVEC ACCUMULATEUR SIGMA DELTA.....	30
FIGURE 2.13 MODULATEUR SIGMA-DELTA AVEC CORRECTION DE L'ERREUR DE PHASE.....	32
FIGURE 2.14 TRANSMETTEUR AVEC MODULATION DE LA CHARGE DU RÉSONATEUR.....	32
FIGURE 2.15 MODÈLE SIMPLIFIÉ DU RÉSONATEUR	33
FIGURE 2.16 ARCHITECTURE AVEC CALIBRAGE DU VCO	34
FIGURE 2.17 MODÉLISATION DE L'OSCILLATEUR À 1 PORT (A) ET À 2 PORTS (B).....	35

FIGURE 2.18 MODÈLE DE RÉSISTANCE NÉGATIVE	37
FIGURE 2.19 TOPOLOGIES D'OSCILLATEUR : (A) CLAPPS, (B) COLPITTS ET (C) PIERCE	38
FIGURE 2.20 CIRCUIT ACTIF À UN PORT (A), CALCUL DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE (B) ET CONNEXION EN PARALLÈLE SUR LE PORT D'UNE INDUCTANCE (C).....	38
FIGURE 2.21 CIRCUIT AMPLIFICATEUR VMCD : VERSION DIFFÉRENTIELLE (A), VERSION PUSH-PULL (B)	40
FIGURE 2.22 TRANSFORMATEUR D'IMPÉDANCE $R_p > R_s$: ÉLÉVATION (A), RÉDUCTION (B)	42
FIGURE 2.23 RÉSEAU D'ADAPTATION EN Π	42
FIGURE 3.1 DAS MOYENNÉ SUR LE CORPS ENTIER. LE CHAMP ÉLECTRIQUE INCIDENT EST DE 1 V.m^{-1} (R.M.S)	45
FIGURE 3.2 BILAN DE PUISSANCE DE LA TRANSMISSION	50
FIGURE 4.1 SCHÉMA DE PRINCIPE DU TRANSMETTEUR.....	51
FIGURE 4.2 CIRCUIT PIERCE AVEC SA CONFIGURATION PARALLÈLE APPARENTE	53
FIGURE 4.3 RÉSONATEUR SAW À UN PORT.	54
FIGURE 4.4 SYMBOLE (A) ET MODÈLE ÉLECTRIQUE DU RÉSONATEUR SAW (B)	54
FIGURE 4.5 IMPÉDANCE DU SAW RÉSONATEUR DE 403.55MHZ.....	55
FIGURE 4.6 RÉSEAU LINÉAIRE À 2 PORTS REPRÉSENTÉ PAR UN MODÈLE EN Y	56
FIGURE 4.7 CIRCUITS DE TEST POUR SIMULER LA RÉPONSE EN BOUCLE OUVERTE	56
FIGURE 4.8 RÉPONSE EN BOUCLE OUVERTE DES CIRCUITS PRÉSENTÉS À LA FIGURE 4.7.....	57
FIGURE 4.9 REPRÉSENTATION PETIT SIGNAL DE L'AMPLIFICATEUR DE L'OSCILLATEUR PIERCE.....	58
FIGURE 4.10 SCHÉMA DE PRINCIPE DU RÉSONATEUR	58
FIGURE 4.11 MODÈLE DE L'OSCILLATEUR À RÉSISTANCE NÉGATIVE	60
FIGURE 4.12 RÉSISTANCE NÉGATIVE DANS LE PLAN COMPLEXE DU CIRCUIT ACTIF EN FONCTION DE G_M	61
FIGURE 4.13 OSCILLATEUR PIERCE AMÉLIORÉ.....	62
FIGURE 4.14 OSCILLATEUR AVEC CIRCUIT DE MODULATION DE FRÉQUENCE	65
FIGURE 4.15 CIRCUIT ÉQUIVALENT DE L'OSCILLATEUR PROPOSÉ.....	66
FIGURE 4.16 CARACTÉRISTIQUES G_M/I_{DS} ET f_T EN FONCTION DE I_{DS}	68
FIGURE 4.17 TENSION DE SORTIE V_{DS} ET DU COURANT I_{OUT} DANS LE TEMPS	73

FIGURE 4.18 DIAGRAMME DES CONTOURS DE PUISSANCE DANS LE PLAN COMPLEXE	74
FIGURE 4.19 RÉSEAU D'ADAPTATION DE L'IMPÉDANCE OPTIMALE À LA CHARGE NORMALISÉ 50Ω	76
FIGURE 4.20 ABAQUE DE SMITH POUR ADAPTER LA CHARGE $Z=7.5+j0.04$	77
FIGURE 4.21 COEFFICIENT DE RÉFLEXION AUX BORNES DE L'IMPÉDANCE NORMALISÉ (A) ET GAIN DU RÉSEAU (B).....	78
FIGURE 5.1 DESSIN DE MASQUES DES DEUX TRANSMETTEURS PROPOSÉS ($620 \times 920 \mu\text{m}^2$).....	79
FIGURE 5.2 MODÈLE ÉQUIVALENT ET CIRCUIT DE TEST DU RÉSONATEUR SAW SR5501	80
FIGURE 5.3 SCHÉMA DES DEUX OSCILLATEURS PROPOSÉS : VERSION A (A) ET VERSION B (B).....	81
FIGURE 5.4 SCHÉMA DES BANCS DE CAPACITÉS COMMUTABLES.....	82
FIGURE 5.5 SPECTRE DE SORTIE DE L'OSCILLATEUR - VERSION B.....	83
FIGURE 5.6 SPECTRE DE BRUIT DE PHASE DE L'OSCILLATEUR - VERSION A	84
FIGURE 5.7 TENSION À TRAVERS LA CHARGE DE SORTIE DE 50Ω : VERSION A (A) ET VERSION B (B).....	86
FIGURE 5.8 AMPLITUDE DU COEFFICIENT $S(2,1)$ DU SAW RÉSONATEUR.....	87
FIGURE 5.9 PARTIE RÉELLE (A) ET IMAGINAIRE (B) DE L'IMPÉDANCE DU RÉSONATEUR SAW	88
FIGURE 5.10 AMPLITUDE DU COEFFICIENT $S(2,1)$ DU RÉSONATEUR SAW CONNECTÉ AU CI	89
FIGURE 5.11 PARTIE RÉELLE (A) ET IMAGINAIRE (B) DE L'IMPÉDANCE DU SAW CHARGÉ	89
FIGURE 5.12 SCHÉMA DE TEST DU TRANSMETTEUR	91

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 1.1 CARACTÉRISTIQUES DES BANDES INTERNATIONALES AUTORISÉES PAR LE FCC	10
TABLEAU 3.1 BUDGET DE PUISSANCE DU LIEN MONTANT D'APRÈS LE DOCUMENT DU L'UIT.....	48
TABLEAU 5.1 COMPARAISON DES OSCILLATEURS EXISTANTS	85
TABLEAU 5.2 FRÉQUENCE D'OSCILLATION EN FONCTION DES CAPACITÉS AJOUTÉES À C1-C2.....	85
TABLEAU 5.3 COMPARAISON DES TRANSMETTEURS EXISTANTS	87
TABLEAU 5.4 RÉSULTATS DE MESURE DU TRANSMETTEUR VERSION A POUR $V_{GS_b} = 0.50V, 0.51V, 0.53V$..	92

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

AM	Amplitude modulation
AP	Amplificateur de Puissance
ASK	Amplitude shift keying
BER	Bit Error Rate
BSIM3v3	Berkeley short-channel IGFET model
BW	Bandwidth
CAN	Convertisseur analogique à numérique
CMC	Canadian microelectronics corporation
CMCD	Courant Mode Class D
CMOS	Complementary metal-oxide semiconductor
CNA	Convertisseur numérique à analogique
CPFSK	Continuous pulse frequency shift keying
DAC	Digital to analog converter
DC	Direct Current
ECG	Electrocardiogramme
EEG	Electroencéphalogramme
EKV	Enz, Krummenacher, and Vittoz
EMG	Electromyogramme
EPA	Efficacité en puissance ajoutée
FCC	Federal Communications Commission
FSK	Frequency shift keying
GMSK	Gaussian minimum shift keying
IC	Inversion coefficient
IGFET	Insulated gate field effect transistor
IR	Infrarouge
ISM	Industrial scientific and medical

ISTE	Institut des standards des télécommunications européen
LED	Light emitting diode
LNA	Low noise amplifier
LO	Local oscillator
LSK	Load shift keying
MFSK	M-ary frequency shift keying
MIM-CAP	Métal insulator métal capacitor
MOS	Metal-oxyde semiconductor
MPSK	M-ary phase shift keying
MSK	Minimum shift keying
NF	Noise factor
LO	Local Oscillator
LSK	Load shift keying
NMOS	N-channel metal-oxide semiconductor
OOK	Binary on-off keying
OQPSK	Offset QPSK
PCB	Printed circuit board
PCM	Pulse-code modulation
PI	Pertes d'insertion
PIC	Programmable integrated circuit
PIRE	Puissance isotrope rayonnée équivalente
PLL	Phase lock loop
PMOS	P-channel metal-oxide semiconductor
PSK	Phase shift keying
QAM	Quadrature amplitude modulation
QPSK	Quadrature phase shift keying
RAM	Random access memory
RF	Radio frequency
RMS	Root mean square

SAW	Surface acoustic wave
SCIM	Système de communication d'implants médicaux
SNR	Signal to noise ratio
TDI	Transducteur à doigt inter-digité
TFM	Tamed frequency modulation
TX	Transmit
UIT	Union internationale des télécommunications
VCO	Voltage controlled oscillator
VMCD	Voltage mode class D

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A	106
ANNEXE B	109
ANNEXE C	111

INTRODUCTION

Le laboratoire de neurotechnologies Polystim œuvre depuis 1994 dans le domaine des dispositifs électroniques dédiés à assister les personnes affectées par des pathologies neurologiques. La perte d'une fonction d'un organe due à une lésion ou causée par un dérèglement du système nerveux est difficilement traitable par la médecine traditionnelle. Le projet de l'implant urinaire vise à réhabiliter les fonctions vésicales des personnes paraplégiques. La partie implantable du stimulateur est destinée à être introduite dans le corps humain et connectée aux nerfs sacrés via des électrodes. L'implant a pour but de se substituer au système nerveux et de maintenir un certain contrôle sur le processus de miction. Pour ce faire, des mesures des paramètres physiologiques reflétant la qualité de l'interface électrode-tissus et le volume de la vessie sont nécessaires pour assurer une bonne efficacité de stimulation.

La télémétrie biomédicale couvre ce champ particulier de l'instrumentation biomédicale qui consiste à communiquer les données physiologiques et biologiques du point de mesure à une entité externe capable de traiter et d'interpréter ces données puis de prendre une décision. L'avantage est de pouvoir recueillir constamment des données sans immobiliser le patient et sans altérer les résultats de mesure. Un lien filaire n'est pas envisageable à cause des risques possibles d'infection. Plusieurs supports de transmission sans fil pour le lien montant de l'implant vers le contrôleur externe s'offrent alors : ultrasonore, infrarouge, électromagnétique et enfin radiofréquences.

La télémétrie ultrasonore ou infrarouge paraît inadéquate en raison de l'inefficacité de la transmission dans les tissus, l'encombrement et la consommation d'énergie excessive de ces systèmes. Le lien inductif, basé sur le champ électromagnétique, est souvent utilisé dans les stimulateurs implantables car l'énergie nécessaire à leur fonctionnement est véhiculée en même temps par la porteuse du signal. Le lien montant est alors réalisé à l'aide d'une modulation de charge qui modifie l'amplitude des signaux à la bobine primaire. Ce procédé de transmission nécessite néanmoins la présence permanente d'un champ électromagnétique. Cette solution n'est donc pas souhaitable pour les transmissions initiées à partir de l'implant. Le lien radiofréquence, par contre, semble être une bonne solution, de plus il offre une grande flexibilité de mouvement à l'utilisateur et lui évite toutes gênes subsidiaires. La puissance dissipée peut cependant être importante par rapport au lien inductif. Le défi est donc de concevoir un transmetteur consommant quelques milliwatts seulement pendant la communication. Avec le développement de batteries miniaturisées haute capacité, l'objectif est d'atteindre une durée de vie d'une dizaine d'années.

Ce transmetteur est destiné à être intégré dans la partie implantable du système. La technologie CMOS $0.18\mu\text{m}$ a été choisie pour assurer la compatibilité avec les circuits digitaux de contrôle. La réduction d'échelle de ce procédé de fabrication permet de réaliser des circuits hautes-fréquences puisque la fréquence de transit des transistors MOS dans cette technologie est de l'ordre de la dizaine de Giga Hertz.

Dans ce travail, nous avons proposé un nouveau système de transmission faible puissance. La modulation est réalisée directement en tirant partie de la déviation de

fréquence de résonance possible en chargeant de façon capacitive le résonateur SAW. La compréhension du circuit a permis de proposer une méthode d'optimisation afin de minimiser la consommation de puissance.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous passerons en revue les systèmes existants de télémétrie et leurs technologies associées puis nous détaillerons l'évolution des circuits de transmission pour les implants de stimulation et de mesure.

Le chapitre deux introduit les bases des systèmes de transmission radiofréquences, leurs principales caractéristiques, les architectures de modulation de fréquence et enfin la théorie des circuits de base du transmetteur.

Le chapitre trois couvre les contraintes plus spécifiques liées aux systèmes de communication biomédicaux. Les spécifications du système et le budget de puissance associé à une transmission à travers les tissus sont exposés.

Dans le chapitre quatre, nous présentons le système proposé. Les composantes du transmetteur sont décrites ainsi que les techniques de minimisation de la puissance.

Le dernier chapitre expose les résultats de simulation obtenus et un bilan du système de transmission. Les résultats de mesures viendront compléter les simulations du circuit. Nous terminerons ce mémoire en proposant plusieurs améliorations possibles pour l'opération faible puissance et des pistes pour la poursuite de ce travail.

CHAPITRE 1

LES SYSTÈMES DE TÉLÉMÉTRIE EXISTANTS

Dans ce chapitre, nous allons présenter les types de télémétrie existants. Nous survolerons ensuite les différentes technologies utilisées selon les applications et leurs spécificités. Enfin, nous ferons une synthèse des circuits de transmission pour les implants biomédicaux

1.1 Les types de télémétrie

On peut distinguer deux types principaux de télémétrie. Le premier est relié au monitoring d'individus par la mesure d'électrocardiogramme (ECG) ou d'électroencéphalogramme (EEG) [1]. Il est employé entre autres pour la surveillance de populations d'animaux. Les données sont recueillies de façon externe puis transmises à un centre de traitement pour en faire l'analyse [2]. La transmission se fait généralement dans le même milieu (eau, air, espace ou tissus) en utilisant des moyens de transmission variés comme les ondes électromagnétiques, les ultrasons, la lumière infrarouge. Le système est alors généralement un transmetteur externe miniature alimenté par batterie capable d'émettre sur une grande distance. L'environnement, les dimensions du transmetteur et de l'antenne ne sont pas un obstacle en soi. L'avantage d'avoir un transmetteur externe réside dans la souplesse de la solution en évitant de plus que les résultats soient altérés par l'anesthésie lorsque le patient doit être immobilisé.

Le deuxième type de télémétrie concerne les systèmes implantables. L'énergie disponible est dans ce cas limitée et la durée de vie doit être acceptable pour éviter les interventions chirurgicales multiples. La complexité de l'émetteur doit être par conséquent réduite pour minimiser la consommation. La source d'énergie provient en général soit d'une batterie si elle est suffisante soit de l'extérieur par ondes électromagnétiques. Le milieu biologique impose également des contraintes sur la taille, l'emballage de l'implant et la nature de propagation de l'information. Il doit être en effet encapsulé avec un matériau biocompatible tel que l'époxy, du silicone ou autres polymères. La portée d'émission d'un tel système est limitée à cause de l'atténuation du signal dans les tissus et de la faible efficacité de l'émetteur.

1.2 Les technologies de la télémétrie

Selon le milieu à travers lequel l'information doit être transmise et le type d'application, différentes technologies peuvent être employées.

1.2.1 La télémétrie infrarouge

La télémétrie infrarouge (IR) a un large champ d'application. Les radiations IR permettent de transmettre différents paramètres physiologiques d'un sujet en mouvement comme un patient en soin intensif, enfants, nouveaux nés dans un incubateur et animaux dans des laboratoires biologiques ou hospitaliers. Dans les systèmes IR typiques, le patient porte un transmetteur alimenté par batterie et une ou plusieurs diodes infrarouges (IRLED) qui envoient les données encodées à un récepteur distant basé sur un

photodétecteur [3]. La radiation d'information IR peut se faire de deux façons différentes : un faisceau étroit (radiation directe) et la radiation IR diffuse. La radiation diffuse est unidirectionnelle et permet une grande mobilité du patient dans une pièce. La couverture est assurée par les réflexions multiples et le rapport signal sur bruit qui doit être suffisant à chaque endroit dans la pièce. Dans cette technologie, la diode émettrice a l'inconvénient de consommer beaucoup d'énergie. La modulation de fréquence ou par impulsion est la mieux adaptée pour la transmission IR. Selon la distance et le milieu dans lequel la lumière IR se propage, le signal subit une atténuation variable qui fausse l'amplitude des signaux reçus. La fréquence par contre n'est pas altérée sauf dans le cas d'un sujet en mouvement rapide (effet Doppler). La modulation par impulsion est celle qui permet la consommation la plus faible puisqu'elle minimise l'activation des LED. La distance de transmission a une influence sur la qualité de la transmission : à faible distance le signal est saturé et à grande distance le bruit surpasse le niveau du signal.

1.2.2 Télémétrie par Ultrason

La télémétrie par ultrason est la mieux adaptée pour la transmission de signal dans le milieu marin conducteur et sur de longues distances en raison du moindre affaiblissement des ultrasons dans l'eau. Elle est utilisée en particulier pour l'étude sur le comportement, l'écologie et le suivi de paramètres physiologies d'animaux. Les fréquences d'émission sont situées entre 20 kHz et 300 kHz, au dessus des fréquences d'audition des animaux [4]. A cause des réflexions multiples qui provoquent à certains points une annulation du signal, la modulation de fréquence, d'amplitude ou de phase n'est pas appropriée. La modulation par impulsion, basée sur les intervalles de temps

entre les pulses de même fréquence, n'a pas cet inconvénient et offre les meilleures caractéristiques pour le transfert de l'information. Selon l'application, la méthode de codage préférée est soit continue ou codée. Par ce dernier moyen, les erreurs peuvent être rejetées grâce à un algorithme de détection d'erreur et à un identificateur de source. Parmi les applications possibles, la télémétrie par ultrason permet de faire de la localisation en trois dimensions en utilisant les délais des pulses issus de plusieurs transmetteurs [4]. Elle sert également au positionnement de système de navigation [5] et à la mesure de la vitesse de nage de poissons [6]. Le transmetteur le plus simple, le Pinger, envoie des « salves » régulièrement espacées dans le temps à cette fin [6]. Certains transmetteurs plus évolués sont identifiés avec un code pour distinguer les individus [7]. Ces télémètres sont généralement codés en fonction de la durée entre chaque pulse. La logique inversée (délai des temps morts) est préférée pour les contraintes de puissance. Les récepteurs sont souvent conçus pour ignorer les derniers pulses après un temps mort supérieur à 200 ms.

1.2.3 La télémétrie par couplage magnétique

L'avantage du couplage magnétique est de pouvoir transmettre, en même temps que les données, l'énergie nécessaire au dispositif pour son fonctionnement. La porteuse est généralement modulée en fréquence pour le lien du contrôleur externe à l'implant (lien descendant) et en amplitude par modulation de la charge pour le lien dans le sens inverse (lien montant). Le point saillant du lien magnétique est d'assurer un bon niveau de couplage entre la bobine d'émission et celle de réception. Le débit atteignable est limité à cause du grand facteur de qualité des bobines pour garder une bonne efficacité de

transfert de l'énergie. Enfin le niveau de couplage évolue rapidement avec la distance occasionnant des phénomènes d'évanouissement. La distance de transmission, qui dépend des dimensions des bobines et de la puissance dans la bobine émettrice, est limitée à une dizaine de centimètres au maximum.

1.2.4 La télémetrie radio

Pour la transmission dans l'air et les milieux faiblement conducteurs, la télémetrie radio est très utilisée dans les applications biomédicales. Elle permet, lorsque les enregistrements de surface ne sont pas possibles, de transmettre les mesures des signaux neurologiques ENG. L'information est propagée par ondes électromagnétiques autour d'une fréquence fixe ou par étalement du spectre. La fréquence d'opération est un choix important puisqu'elle influence la taille du système, les pertes dues à l'atténuation de l'onde dans le milieu et également les propriétés de propagation. Pour la biotélémetrie, la quantité d'énergie absorbée dans les tissus sous forme d'agitation moléculaire est importante. On peut distinguer trois domaines de fréquences [8].

- Les basses fréquences et radio fréquences entre 100 kHz et 20 MHz où l'absorption dans le buste (partie supérieure du corps) croît rapidement en augmentant la fréquence. L'absorption est significative dans les membres ou le cou où la section est plus petite.

- Les hautes fréquences et très hautes fréquences (HF et VHF) entre 20 MHz à 300 MHz, où une absorption relativement élevée peut se produire dans le corps entier et en particulier pour certaines parties du corps mises en résonance comme la tête.
- Les fréquences ultra-hautes et micro-ondes, entre 300 MHz et plusieurs GHz, où une absorption locale non uniforme substantielle peut se produire. Au-delà de 10 GHz, l'absorption d'énergie a lieu principalement à la surface du corps.

Parmi ces fréquences, seules quelques bandes sont disponibles à l'utilisation. Les réglementations nationales et internationales déterminent avec précision les bandes passantes disponibles et les niveaux de puissance autorisés. Le Tableau 1.1 récapitule les caractéristiques des différentes bandes avec les niveaux de puissance limite d'exposition autorisés tels que définis par l' « International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection » (ICNRP). Les bandes Industrielles Scientifiques et Médicales (ISM) sont à utilisation libre et ne nécessitent pas d'autorisations spéciales pour les émissions inférieures à 10mW et 100mW pour les fréquences supérieures à 2.45GHz. Les bandes ISM dans le monde sont répertoriées à la Figure 1.1. Les bandes universelles correspondent aussi à celles présentées au Tableau 1.1.

De plus, une bande spéciale pour les systèmes de communication des implants médicaux (SCIM) entre 402 et 405 MHz a été récemment établie [9]. Il s'agit d'une bande réservée à l'origine pour les services auxiliaires de météorologie. Le partage de cette bande est à l'origine de la compagnie Medtronic qui pétitionna dans le milieu des

années 1990 le « Federal Communications Commission » (FCC) pour allouer une bande dédiée spécifiquement aux applications biomédicales.

Tableau 1.1 Caractéristiques des bandes internationales autorisées par le FCC

Principales bandes ISM	< 135 kHz	13,56 MHz	433,92 MHz	869,0 MHz	2,45 GHz
Limite d'exposition selon l'ICNIRP *	-	1 mW/cm ²	f/40 = 1 mW/cm ²	f/40 = 2.1 mW/cm ²	5 mW/cm ²
Portée	Très limitée	1-5 cm	qq. mètres	qq. mètres	1 mètre
Effets sur les tissus	Courants induits : stimulation	Faible absorption	Faible absorption	Moyenne absorption	Forte atténuation
Débit binaire	Faible	Modéré (106kbits/s)	Rapide (870kbits/s)	Rapide (1Mbits/s)	Très rapide (42Mbits/s)
Éléments perturbateurs	Métal	Métal	Aucun majeur	Voisin au GSM	Four à micro-ondes
Encombrement de l'antenne	Important	Important	Moyen	Faible	Intégré

* Limite pour un champ électromagnétique variable contrôlé selon l'International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNRP)

Après avoir gagné la cause du milieu industriel, la bande MICS a été recommandée par l'institut universel des communications en 1998 (UIT-RSA.1346). La bande fut finalement attribuée en 1999 par le FCC. Le Canada dans sa politique des communications et de gestion du spectre a formulé un cahier des charges définissant les

exigences pour la certification des dispositifs dans les nouvelles technologies reliées au biomédical (Rss243f).

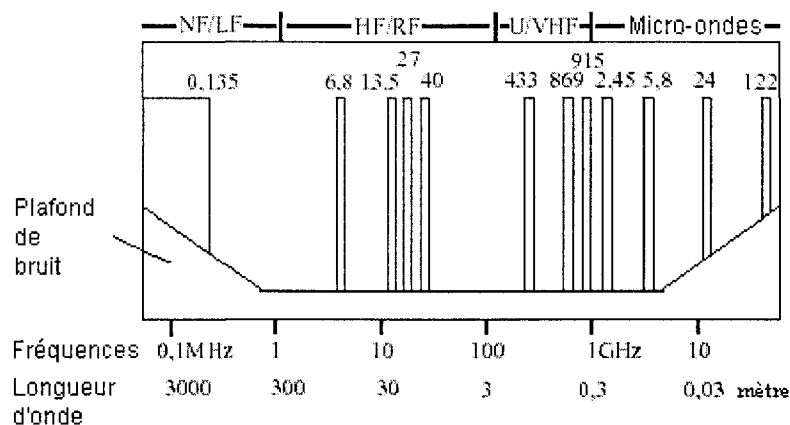


Figure 1.1 Allocation des bandes ISM dans le spectre radio

Des normes similaires ont été établies en Europe par l'institut des normes des télécommunications Européen (ISTE) [10].

1.3 Historique et revue des circuits de transmission radiofréquences pour implants électroniques.

Les premiers systèmes de télémétrie radiofréquences pour transmettre les ECG et les EEG ont vu le jour dans les années 1960 [11][12]. Mackay et al [13] ont utilisé ces techniques pour recueillir à distance des données sur la pulsation cardiaque, la pression sanguine, la pression intra-corticale, et la mobilité gastro-intestinale de patients en mouvement libre. Ce type de systèmes de télémétrie est cependant restreint à la transmission d'un canal unique. En 1969, Frayer et al [14] ont développé des systèmes multicanaux capables de surveiller simultanément l'ECG, la pression sanguine et la

température du corps. Leur consommation était cependant trop importante et rendait impossible l'emploi de batteries, celles-ci constituant déjà plus de la moitié du volume des dispositifs implantables. Les développements subséquents ont permis de miniaturiser la taille des systèmes avec l'utilisation d'un lien inductif lequel a la capacité d'alimenter l'implant avec un champ radiofréquence magnétique généré par une bobine externe [15]. En effet, l'utilisation double de la bobine comme élément servant à capter l'énergie magnétique et comme résonateur pour émettre les données a contribué nettement à la réduction de leur taille. La transmission des informations issues de l'implant se fait alors pendant que les radiations du champ d'alimentation sont interrompues [16]. D'autres systèmes avec batteries rechargeables ont été développés par la suite [17]. La miniaturisation de ces dispositifs a permis l'implantation du système chez des petits animaux de 5 à 10kg [18]. Plusieurs inconvénients subsistent cependant pour ce type système avec le lien RF vers l'extérieur. En effet, le débit binaire est faible dû aux limitations de la bande passante imposée par le facteur de qualité des bobines pour une bonne efficacité du transfert de puissance et par découpage du temps entre la transmission de la puissance et des données. Neukomm et al [19] ont exposé en 1988 un nouveau principe utilisant le lien inductif de façon bidirectionnelle pour transmettre simultanément les données et l'alimentation. Il consiste à moduler la charge de la bobine réceptrice pour transmettre le message binaire. Ce procédé affecte cependant l'efficacité de transfert de puissance rendant critique l'énergie disponible pour le fonctionnement de l'implant. De plus, les variations importantes de couplage suivant l'alignement des bobines diminuent énormément le rapport signal sur bruit. Celui-ci est d'autant plus

faible que l'indice de modulation est grand, détériorant substantiellement la qualité de transmission.

Des techniques pour améliorer la collecte des données comme l'utilisation d'un champ magnétique polarisé [20] ou l'utilisation d'un rapport cyclique réduit ont été envisagées pour augmenter le débit binaire sans affecter le transfert de puissance au détriment d'un volume plus encombrant dû à l'antenne cubique nécessaire pour générer le champ magnétique polarisé. En 1999, Djemouai et al [21] ont proposé de moduler le rapport cyclique du signal d'émission plutôt que l'amplitude pour maintenir l'efficacité de l'amplificateur de puissance et continuer à opérer à la fréquence de résonance des bobines où le transfert de puissance est maximal.

D'autres types de modulations dont celle de phase ont été investigués pour augmenter le débit binaire de la transmission [22]. Un débit de 27.75 kbps/s a été obtenu avec une porteuse de 4MHz pour une consommation de 2mW [23]. De même, Chaimanonart [24] a développé un transmetteur double canaux utilisant la modulation de charge, Load Shift Keeing (LSK), et de phase, Phase Shift Keeing (PSK). Les débits atteints sont de 50 kbps et 2.5 Mbps respectivement en utilisant le même lien radiofréquence avec une porteuse de 50 MHz.

Afin d'améliorer les performances du transfert de puissance, Hu et al ainsi que Wang et al [25] ont proposé des systèmes de rétroaction via le lien montant pour ajuster la puissance transmise en fonction des variations de couplage et de charge. L'efficacité de transfert a été améliorée substantiellement et elle varie de 37 à 65 % pour un espacement des bobines respectivement de 15 et 7 mm. La puissance maximale fournie est alors de

250 mW. Une autre alternative est de générer séparément le lien montant. Cette solution est d'autant plus intéressante dans le cas de signaux neuronaux qu'elle permet d'isoler complètement le lien inductif des signaux de mesure et augmente par conséquent leur rapport signal sur bruit.

En 1996, Mc-Creesh et al, pour transmettre des mesures de température, modulent la durée d'une impulsion à 418MHz générée par un oscillateur discret à ondes acoustiques de surface [25][26]. Le transmetteur est constitué autour d'un amplificateur RF et d'un oscillateur SAW (Figure 1.2). Il fonctionne avec une source de tension de 6 à 10V et délivre de 5 à 13mW pour une efficacité de conversion de puissance maximum de 8.5%. L'inductance du résonateur a la forme d'une épingle à cheveux de 14mm de long et 9mm de large. Un mode basse consommation est prévu en mettant le point X à la masse.

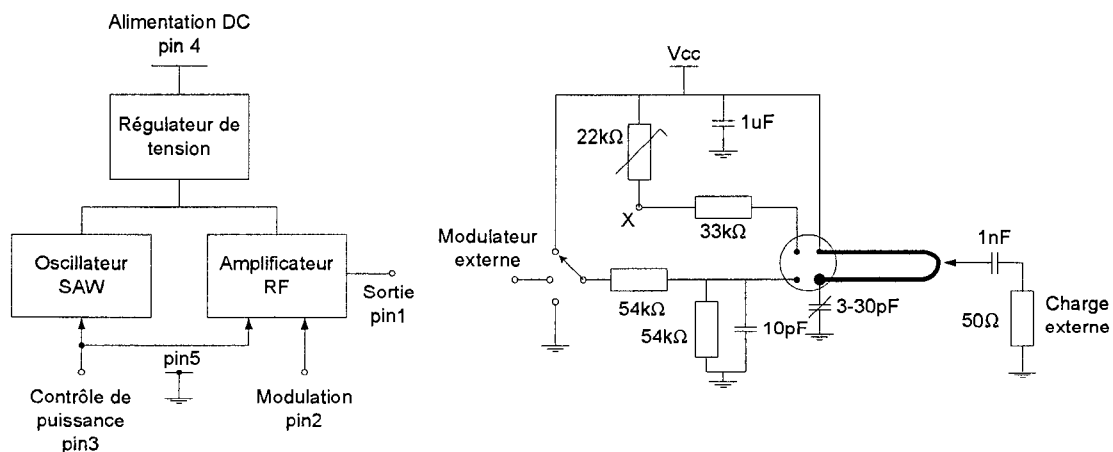


Figure 1.2 (a) Diagramme fonctionnel du MXIO05 (b) circuit test

Mohseni et al en 2001 publient un article sur un bio-télémetre servant à enregistrer le signal EMG issu de la langue [27]. Le transmetteur est articulé autour d'un

montage Colpitts modulé en fréquence entre 88MHz et 108MHz (Figure 1.3). La consommation est de 2mW pour une transmission en espace libre à 2 mètres.

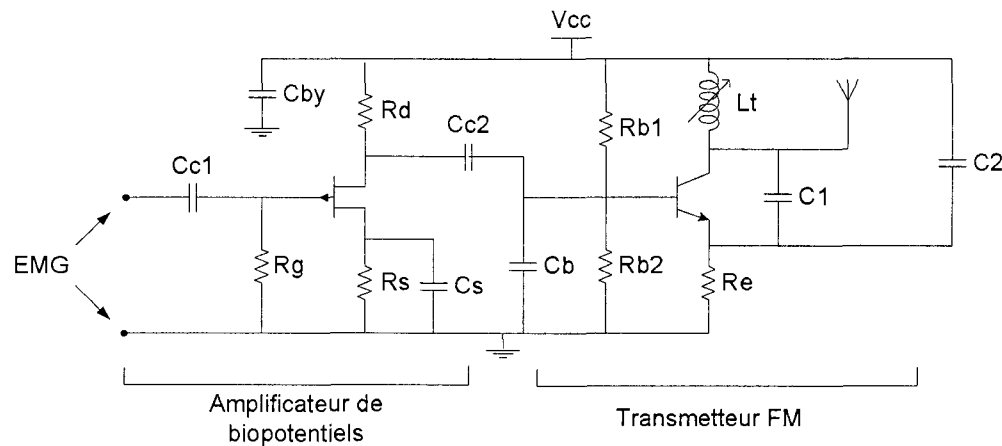


Figure 1.3 Schéma du bio-télémetre

Kettlewell et al [28] utilisent également un tel lien RF modulé directement par les signaux issus des capteurs. Celui-ci est constitué autour d'un oscillateur Colpitts résonant entre 173.2 MHz et 173.5 MHz. Aucun détail sur la puissance consommée et émise n'est fourni dans la littérature.

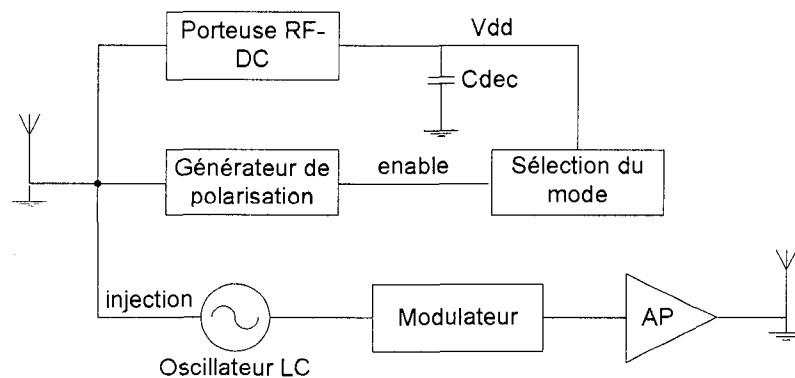


Figure 1.4 Diagramme bloc de l'architecture proposée

Kocer [29] régénère une nouvelle porteuse se synchronisant sur le signal incident. Ce système passif nécessite néanmoins la présence continue d'un signal porteur pour son fonctionnement (Figure 1.4). Le système module en amplitude une onde continue (CW). Il consomme 1.1mA sous 2.5V et délivre une puissance de 0.45mW soit une efficacité de 16.5%.

Plus récemment, Valdastrì et al [30], utilisent un circuit commercial (rfPIC12F675F) avec une modulation ASK pour tirer profit de l'architecture numérique de contrôle des implants. Le transmetteur opère à 433.92MHz et est constitué d'un oscillateur à cristal, d'une boucle à verrouillage de phase, d'un amplificateur de puissance et de circuits logiques de contrôle (Figure 1.5). La puissance maximale de sortie pour un débit de 40Kbps est de 5.623 mW avec une tension d'alimentation de 3 V.

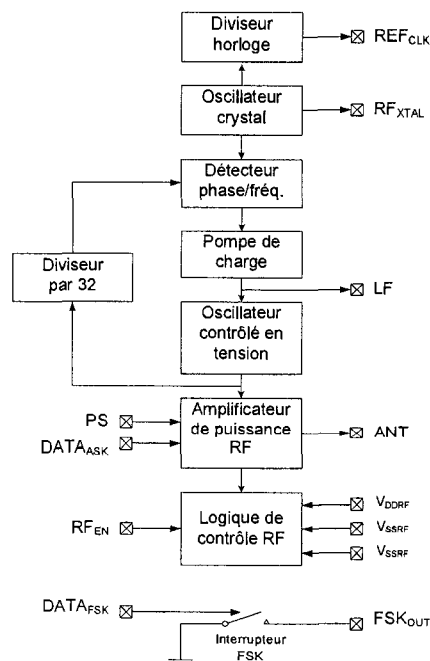


Figure 1.5 Diagramme bloc du transmetteur intégré au rfPIC12F675

En 2005, D'Lima et al [32] proposent un système de télémétrie multicanal implantable basé sur des circuits disponibles. Un microcontrôleur PIC16C de MicroChip est également utilisé pour moduler par impulsion codée (PCM) l'oscillateur à ondes acoustique de surface (SAW). L'implant est alimenté par l'intermédiaire d'un lien inductif. Le PIC est configurable et permet de régler la puissance de sortie en cinq pas de -70dBm à 7.5dBm. Pour une utilisation typique à faible portée à -12dBm, la consommation est de 3.5mA sous 3V soit une efficacité, rapport de la puissance émise sur la puissance consommée par le transmetteur, de 0.54%

Neihart et al [33], en 2005, ont proposé un transmetteur intégré faible puissance à modulation de fréquences. Celui-ci est constitué autour d'un VCO différentielle avec un résonateur LC. La fréquence d'oscillation n'est pas fixée précisément puisque la capacité est sujette à des variations. Après fabrication, le décalage en fréquence est de l'ordre de 10MHz par rapport à la fréquence centrale attendue de 433MHz. La dérive en fréquence avec la température n'est pas indiquée. La consommation pour une émission à un mètre sans obstacle est de 465uW avec une tension d'alimentation de 3.3V. La puissance délivrée dans ce cas est de 40uW (-14dBm), d'où une efficacité de 8.6%.

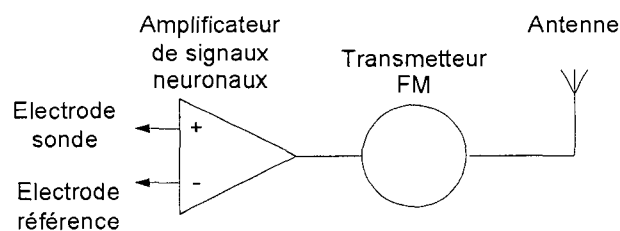


Figure 1.6 Schéma de principe du transmetteur proposé par Neihart

Enfin, Chi et al, en 2007, ont réalisé un émetteur-récepteur bidirectionnel à 2.4GHz en technologie CMOS 0.25 μ m pour réduire les dimensions de l'antenne et faciliter l'implantation. Le transmetteur modulé en amplitude a une puissance de sortie de -23dBm et un débit binaire de 1Mbps. Il consomme une puissance de 5.6mA sous 2.5V soit 14mW. L'efficacité du transmetteur est de 0.036%.

A la vue des circuits rapportés, nous voyons que la réalisation de transmetteurs efficaces stabilisés en fréquence est toujours un défi. Un compromis est en effet nécessaire entre la basse consommation et la précision du système de modulation. La fréquence d'opération est aussi un choix important dans l'architecture puisque d'une part elle influe sur la taille de l'antenne, et de l'autre elle influe sur la consommation et l'efficacité de la transmission.

Dans cette étude, nous proposons un nouveau lien radiofréquence faible puissance basé sur la modulation FSK. Deux versions différentes de ce transmetteur ont été réalisées en technologie CMOS 0.18 μ m de la TSMC. Nous cherchons dans ce travail à obtenir un système miniature qui aurait une faible consommation de puissance qui est stable en fréquence et qui n'atteint pas la complexité des circuits industriels. Le transmetteur étant destiné à être implanté, nous sommes en effet intéressés à étendre la durée de vie de l'implant pour éviter d'avoir à opérer les patients régulièrement. Celui-ci tire en effet sa source d'énergie d'une batterie rechargeable possédant une capacité limitée.

CHAPITRE 2

ARCHITECTURES ET CIRCUITS DES SYSTÈMES D'ÉMISSION

Dans ce chapitre, nous allons décrire le principe d'un système de transmission et la théorie des communications liée au choix de notre architecture. Les caractéristiques importantes sur lesquelles repose une transmission de qualité sont ensuite exposées afin de cerner quels degrés de complexité sont nécessaires pour atteindre notre objectif. Nous exposerons enfin les architectures existantes et leurs performances en référant à des circuits publiés dans la littérature.

2.1 *Principe des systèmes d'émission*

La transmission d'un signal se fait par un canal de communication avec ses caractéristiques propres. Afin de conserver son intégrité, ce canal doit se situer à une fréquence adéquate garantissant un faible taux d'atténuation et être suffisamment large pour supporter le débit d'information escompté. Cette transposition s'effectue par le processus de modulation qui décale le spectre du signal original en bande de base autour d'une fréquence fixe générée par un oscillateur local (LO). Elle nécessite généralement, selon le codage utilisé, un filtrage préalable pour réduire les lobes secondaires du signal modulé et ainsi limiter la bande passante sans corrompre le signal. En effet, dans le cas où la modulation est le résultat du mixage du signal en bande de base avec la LO, des interférences sont générées aux harmoniques de la porteuse. Le filtrage permet d'éviter

toute émission en dehors de la bande allouée. Une fois cette opération achevée, le signal est amplifié puis transmis à l'antenne pour être rayonné.

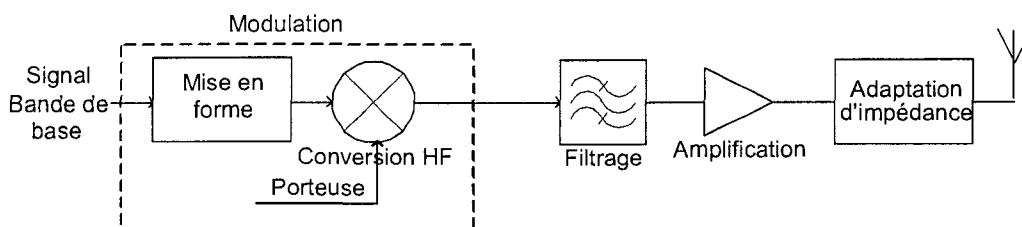


Figure 2.1 Schéma de principe d'un transmetteur

L'efficacité de l'amplificateur et le transfert de puissance sont des paramètres essentiels dans la réalisation de systèmes faible puissance et nécessitent un réseau d'adaptation d'impédance.

2.2 *Choix du type de modulation*

Selon les recommandations de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications), une modulation numérique doit être employée dans la bande SCIM (Systèmes de Communication d'implant médicaux). L'avantage par rapport aux techniques analogiques est d'augmenter la capacité du canal et l'immunité au bruit. Cependant, les données numériques encodées avec des transitions abruptes entre deux symboles produisent un spectre riche en harmoniques qui est moins bien adapté aux transmissions. Les modulations existantes sont nombreuses (ASK, OOK, FSK, MSK, CPFSK, GMSK, TFM, PSK, QPSK, DQPSK, $\pi/4$ DQPSK, QAM) et possèdent chacun leurs caractéristiques propres. Les symboles transmis représentent dans chaque cas une succession finie de formes d'ondes.

Le choix de la modulation repose sur les performances attendues du système en termes de débit et bande spectrale occupée. La consommation varie alors pour chaque procédé en fonction de son efficacité en puissance et de la complexité d'implémentation.

Pour les implants de mesures comme l'implant urinaire, le nombre d'échantillons de mesure doit être suffisant pour faire une analyse spectrale des signaux neurologiques. Le débit binaire n'est cependant pas une contrainte majeure puisque l'information est contenue majoritairement dans les basses fréquences inférieures à 1kHz. Étant donné que les sources d'énergie disponibles sont limitées, la consommation de puissance est plus restrictive. D'après la Figure 2.2, il est préférable de privilégier les modulations M-FSK (où M représente le nombre d'état par symbole dans la modulation) avec une bonne efficacité en puissance plutôt que la M-PSK qui sont plus adaptées pour des transmissions à très haut débit.

La limite de Shannon donne la capacité théorique du canal :

$$C = B_n \cdot \log_2 \left[1 + \left(\frac{R}{B_n} \right) \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \right] \quad (2.1)$$

B_n : Bande passante du canal

R/B_n : Débit binaire sur la bande passante (efficacité spectrale)

E_b/N_0 : Energie par bit sur la densité spectrale de bruit (efficacité énergétique)

Celle-ci est très optimiste puisqu'elle ne prend en compte que le bruit thermique du canal.

L'équation correspond à une pente unitaire sur la Figure 2.2.

Les modulations où les symboles sont représentés par M bits, où M est grand, possèdent une meilleure efficacité en puissance dans la transmission mais nécessitent une

architecture plus complexe et plus gourmande en puissance qui leur font perdre leur avantage par rapport aux modulations binaires.

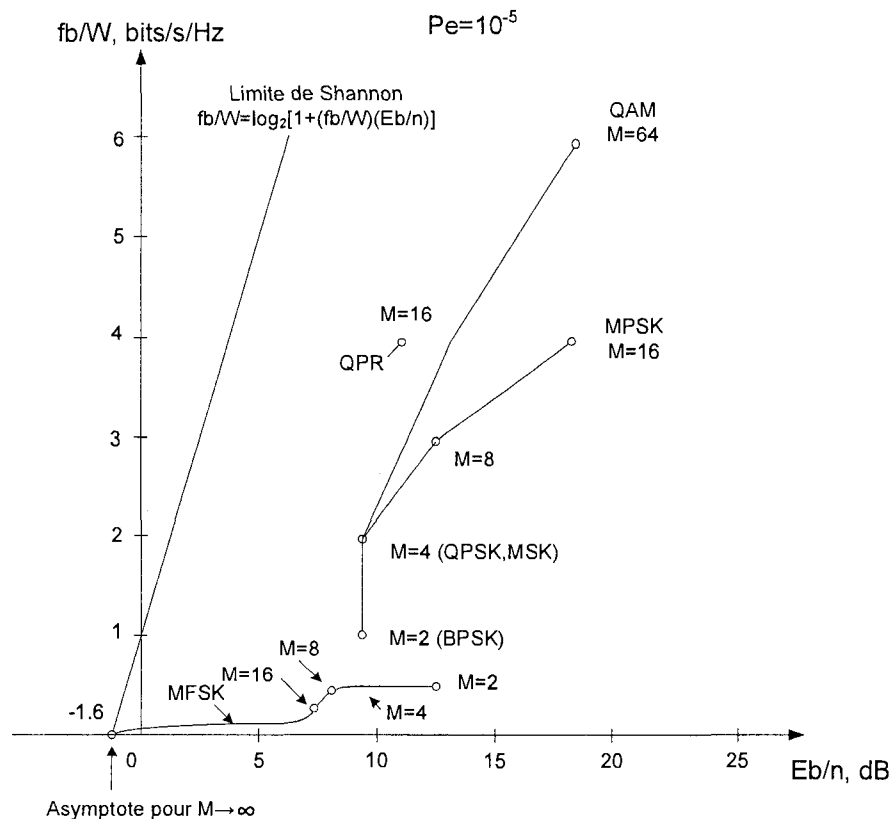


Figure 2.2 Efficacité spectrale (bits/s/Hz) versus efficacité énergétique (E_b/n)

Concernant la complexité du système de transmission, elle dépend principalement de l'architecture choisie pour implémenter la modulation. Les architectures les moins complexes sont celles liées aux modulations OOK ou FSK, pour lesquelles la transformation du signal porteur peut être directe contrairement aux modulations de phase. Parmi les modulations existantes, peu sont synchrones. Comme la transmission dans les tissus humains peut être sujette à des effets indésirables comme des réflexions multiples (fading), celles-ci sont préférables. Ces dernières sont caractérisées par la

présence d'une horloge mixée avec les données. Il est alors facile de récupérer l'horloge contenue dans la modulation. La modulation d'amplitude OOK est rendue synchrone en utilisant un codage Manchester, qui garantit périodiquement des transitions dans le signal au rythme de l'horloge. Cependant, avec ce codage, le débit binaire est divisé par deux, impliquant un temps de transmission 2 fois plus long. Au niveau de la modulation de fréquence, la modulation MSK est un procédé synchrone. Ces deux derniers procédés sont équivalents dans le sens où pour générer le même niveau de puissance, la consommation est la même ($T_{OOK} * P_{OOK} = 2 * T_{MSK} * P_{OOK} = T_{MSK} * P_{MSK}$). La différence se trouve donc uniquement au niveau de la complexité de l'architecture et de l'efficacité du procédé de modulation.

La modulation à phase continue FSK (CP-FSK) a l'avantage de requérir une énergie par bit 2 fois moins importante que la modulation OOK pour un même taux d'erreur dans la transmission [37]. Nous retiendrons cette modulation pour l'implémentation de notre système à la vue de ses avantages en terme énergétique et de complexité. La modulation MSK peut être vue comme une modulation CP-FSK avec un indice de modulation $h = \Delta f / f_m = 0.5$ où Δf désigne l'écart entre les deux fréquences et f_m , la fréquence de modulation. Il est donc possible de générer un signal MSK à partir d'un circuit FM standard. Cependant, un système de rétroaction peut être nécessaire pour maintenir un index de modulation constant [38].

La qualité de la transmission est mesurée par le taux d'erreur dans la communication (Bit Error Rate - BER). Un taux d'erreur typique exigé dans les systèmes radio est de 10^{-5} [37]. La performance du démodulateur peut être alors quantifiée par la mesure du signal rapport sur bruit (SNR) pour ce BER.

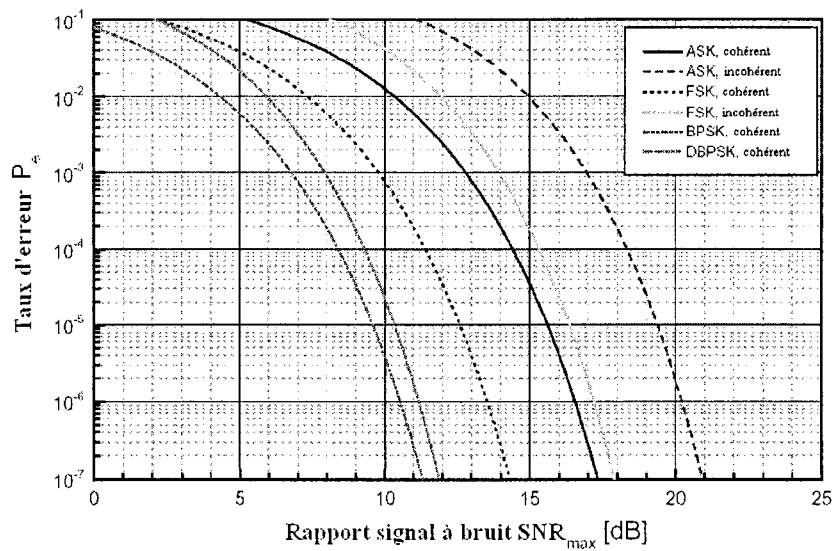


Figure 2.3 Probabilité d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit maximum obtenu au détecteur

Cette mesure n'est cependant pas toujours considérée exacte puisqu'elle dépend de la bande passante du bruit. Pour comparer des systèmes avec des bandes passantes différentes, on utilise alors le rapport du niveau d'énergie moyen par bit sur la densité spectrale de bruit (E_b/N_0). Ces deux indices sont liés par la relation suivante :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{RN_0} = \left(\frac{S}{N} \right) \left(\frac{B_n}{R} \right) \quad (2.2)$$

S : Puissance du signal

R : Débit binaire (Bits/s)

N_0 : Densité spectral de bruit (Watts/Hz)

E_b : Energie par bit

B_n : Bande passante du canal

2.3 Principales caractéristiques du système d'émission

Généralement, le spectre d'émission doit être restreint à une bande unique sans porteuse. Cependant, en raison des non-linéarités et autres imperfections, des lobes secondaires de la porteuse peuvent être émis sans qu'ils soient filtrés par les filtres RF subséquents [38]. Pour être capable d'interpréter le signal émis, le rapport du signal par rapport aux bruits (SNR) dans la bande doit être suffisant, imposant des spécifications sur les niveaux de bruit et de non-linéarité des circuits.

Les non-linéarités correspondent aux caractéristiques non-idéales des transistors (pincement du canal, saturation, ...). Elles sont importantes quand les amplitudes sont grandes dans la mesure où le comportement du transistor n'est pas linéaire pour de larges variations. Elles se traduisent par une distorsion de la forme d'onde.

Le bruit de phase de l'oscillateur est une autre caractéristique importante du système. Celui-ci provoque l'élargissement du spectre d'émission. Il est dû majoritairement au bruit $1/f$ et au bruit thermique des transistors de l'oscillateur. Il est défini comme étant une mesure relative de la différence de puissance entre le niveau de signal maximum et le niveau de signal dans une bande de 1 Hz à un écart de fréquence $\Delta\omega$. Le spectre du bruit de phase s'obtient en intégrant le bruit de l'oscillateur dans la bande passante du signal RF et a la forme caractéristique de la Figure 2.4. $\Delta\omega_{1/f}^3$

correspond ici à la fréquence de coude où la contribution du bruit en $1/f$ et celle du bruit thermique sont égales.

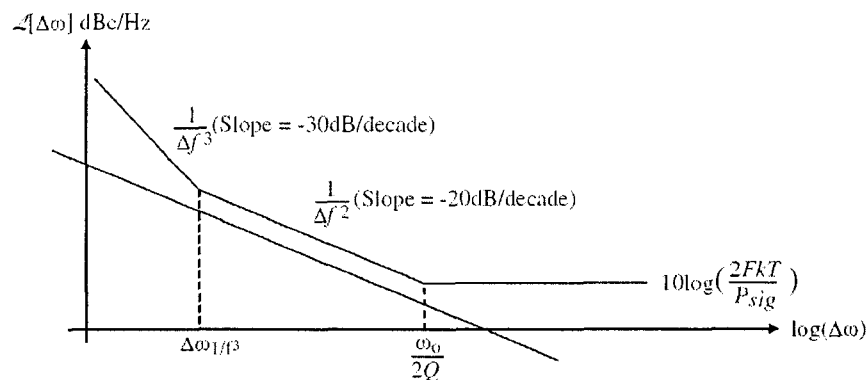


Figure 2.4 Allure générale du bruit de phase d'un oscillateur

Lorsque le synthétiseur est une PLL, la phase est asservie sur l'oscillateur de référence. Le bruit de phase aux alentours de la porteuse dépend alors surtout de la réponse de la boucle (bande passante) et des performances du comparateur. Plus loin en fréquence, elle dépend surtout du bruit de phase introduit par le VCO.

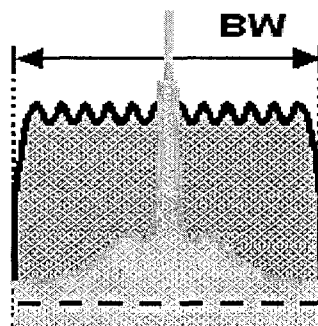


Figure 2.5 Spectre caractéristique d'une boucle à verrouillage de phase – Tiré de [39]

Dans les architectures à conversion directe où l'oscillateur local (LO) est mixé avec le signal modulant, le bruit autour des harmoniques de la LO, à un écart $\Delta\omega$ correspondant à la fréquence de modulation, est converti en bruit de phase autour de la

porteuse comme illustré à la Figure 2.6. Le bruit de phase introduit par le VCO dans une boucle à verrouillage de phase est alors à considérer.

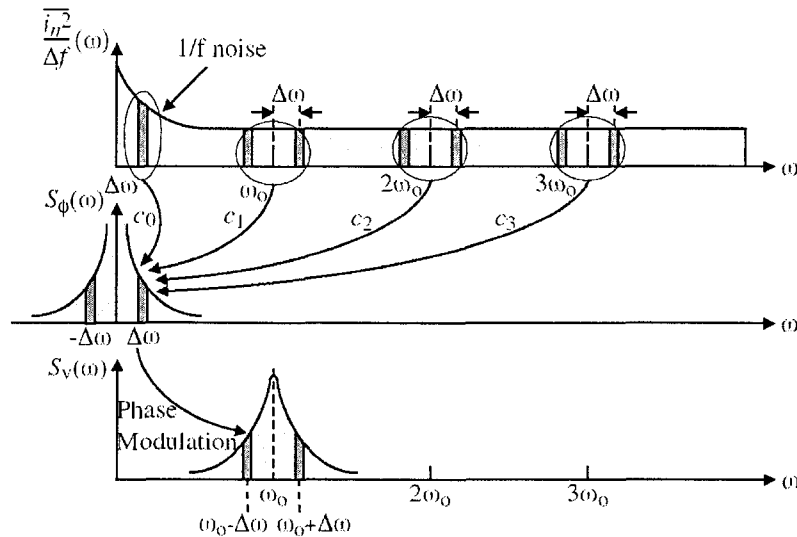


Figure 2.6 Conversion du bruit aux harmoniques de la LO en bruit de phase

Une cause supplémentaire de bruit est celle liée à l'amplificateur de puissance

Figure 2.7.

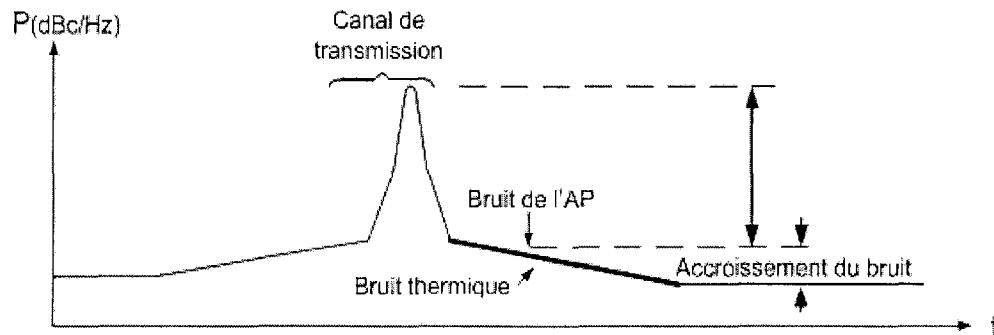


Figure 2.7 Bruit du transmetteur dans la bande d'émission

Lorsque le bruit introduit dépasse le bruit thermique, il contribue à l'augmentation du plancher de bruit et il diminue la sensibilité du récepteur. Les non-linéarités ou les

harmoniques du signal modulant peuvent causer des lobes secondaires dans le spectre d'émission (Figure 2.8). Ces lobes doivent être atténués pour que la puissance émise dans les bandes adjacentes soit inférieure à un seuil suffisant pour ne pas interférer avec les canaux voisins.

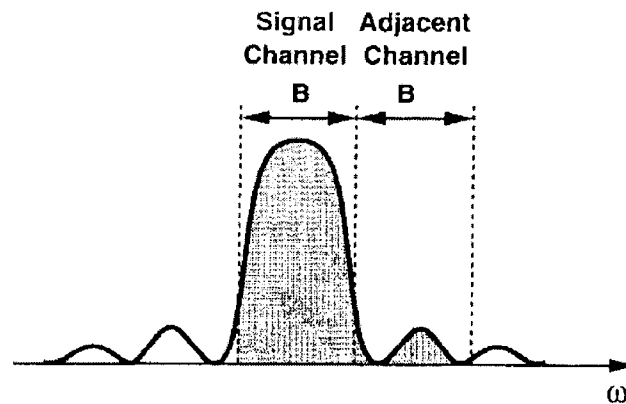


Figure 2.8 Puissance émise dans la bande adjacente – Tiré de [40]

Les performances du transmetteur sont généralement spécifiées en termes de niveau relatif du bruit de sortie par rapport au niveau de signal maximal en dBc (puissance relative par rapport à la porteuse). L'architecture du transmetteur et la qualité du design jouent un rôle fondamental dans la réduction du bruit de phase.

Une dernière caractéristique à considérer est le « pulling » : il s'agit de mesurer la déviation en fréquence de l'oscillateur local en fonction d'une variation de charge due par exemple à changement d'impédance de l'antenne.

2.4 Les architectures de modulation de fréquence.

L'aspect important de ce transmetteur est la faible consommation de puissance. Cette notion doit être prise en considération en premier lieu dans le choix de

l'architecture. Il y a deux façons d'implémenter le modulateur. La première consiste à multiplier ou mixer le signal issu de l'oscillateur local par le signal modulé. La deuxième est de moduler directement la porteuse

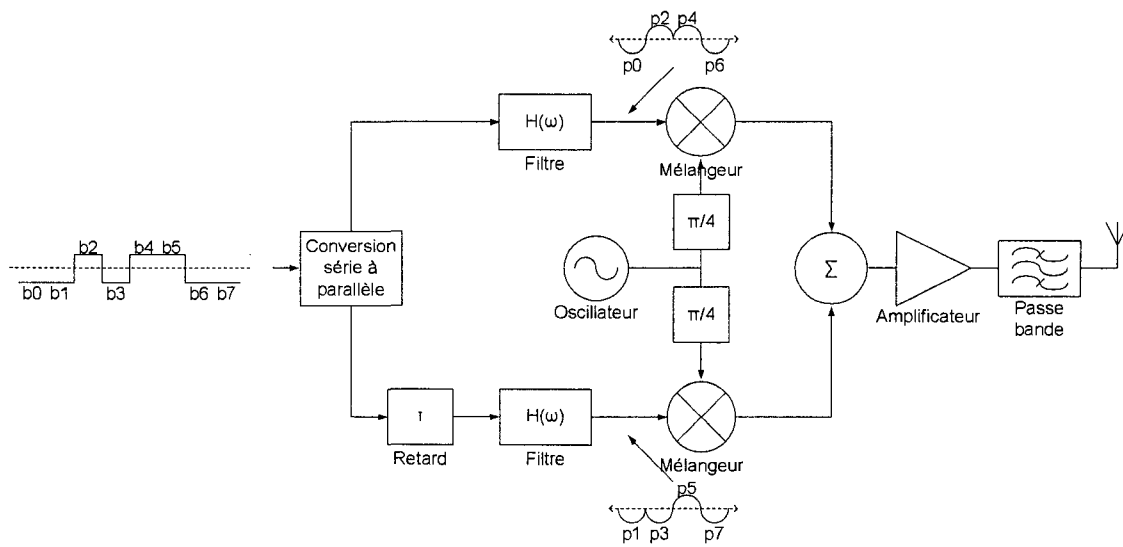


Figure 2.9 Modulateur MSK

La première implémentation (Figure 2.9) permet de contrôler précisément l'écart en fréquence, puisque le signal modulant est généré séparément. Cependant elle nécessite beaucoup de blocs dissipatifs comme les mixeurs et des circuits de génération de signaux en quadrature [43]. De plus le dessin des masques doit être soigneusement planifié pour éviter les dissymétries et par conséquent des distorsions harmoniques d'ordre deux.

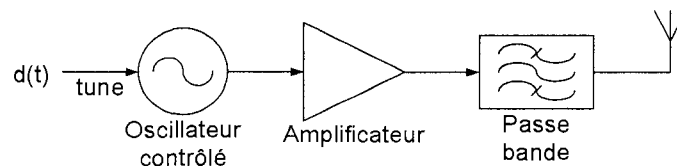


Figure 2.10 Modulateur FSK utilisant un oscillateur contrôlé

La deuxième solution peut être réalisée en modulant directement la fréquence de l'oscillateur ou du synthétiseur (Figure 2.10). Dans le cas où la porteuse est générée par une boucle à verrouillage de phase, la fréquence synthétisée peut être contrôlée en variant soit le rapport de division N dans la PLL, soit la fréquence de résonance du VCO (Figure 2.11). Enfin, une dernière possibilité est de moduler la fréquence d'oscillation à l'extérieur de la boucle en modifiant la réactance du résonateur de l'oscillateur de référence.

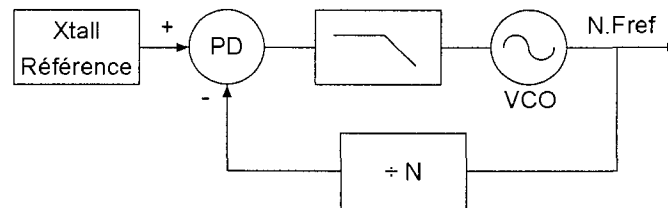


Figure 2.11 Schéma d'une PLL

La première approche est gourmande en puissance car elle nécessite un diviseur fractionnel d'ordre trois pour limiter l'introduction de composantes parasites aux multiples de la fréquence de référence dans le spectre.

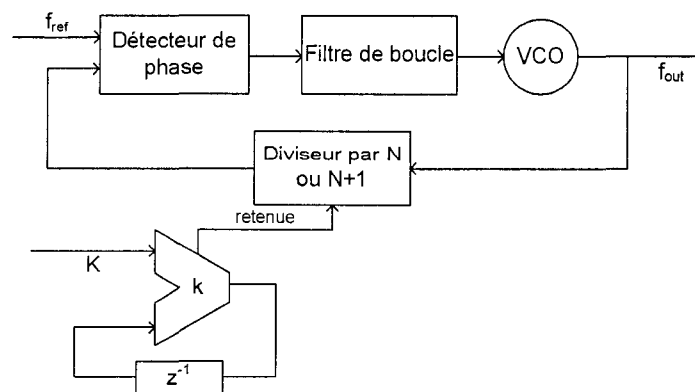


Figure 2.12 Synthétiseur de fréquence fractionnaire avec accumulateur sigma delta

Le diviseur modulaire avec une architecture de type sigma-delta consiste en effet à diviser par un nombre fixe N pendant $2^k - K$ fois puis par $N+1$ les K fois restantes (Figure 2.12). Le nombre k représente ici le nombre de bits du contrôleur sigma-delta et K , la valeur ajoutée à chaque itération. Le facteur de division est alors un nombre fractionnaire.

$$N_{frac} = N + K / 2^k \quad (2.3)$$

L'erreur de phase est représentée par la valeur dans l'accumulateur. Elle est corrigée dès que l'erreur de phase est supérieure à une période. Cette rectification engendre un saut de phase responsable de la pollution du spectre. Pour un modulateur sigma-delta d'ordre 1, le bruit injecté est donné par l'équation suivante :

$$N(f) = 2.e_{rms} \sqrt{T_{ref}} \sin(\omega.T_{ref}/2) \quad (2.4)$$

Dans cette approche où le plus petit incrément en fréquence correspond à la fréquence de référence, la bande passante de la PLL doit être inférieure à environ 1/10 de cette première pour éviter que les résidus ne modulent le VCO et rendent la boucle instable. Ceci nécessite des filtres actifs d'ordre élevé très dissipatifs pour pouvoir suivre rapidement les variations en fréquence et supprimer les harmoniques du signal de référence. Pour relaxer cette contrainte, l'erreur de phase peut être corrigée en ajoutant à la tension de contrôle du VCO une tension de décalage proportionnelle à l'erreur de phase telle que représentée sur la Figure 2.13. Un CNA sert alors pour générer cette tension d'offset au prix d'un accroissement de la complexité.

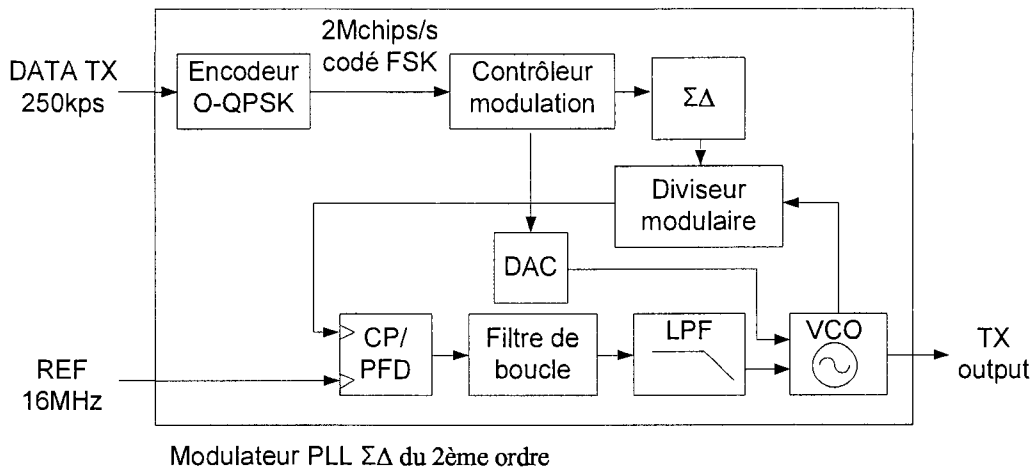


Figure 2.13 Modulateur sigma-delta avec correction de l'erreur de phase

Il est alors plus efficace d'utiliser un modulateur sigma-delta d'ordre supérieur entièrement numérique qui va repousser le bruit de quantification dans les hautes fréquences tout en étalant aléatoirement les résidus. L'avantage est de découpler la fréquence de référence de la bande passante. Cette dernière peut être augmentée sans détériorer l'intégrité du spectre. Les capacités des filtres sont de ce fait intégrables sur la puce.

Enfin, sans utiliser nécessairement une boucle à verrouillage de phase, la modulation peut être réalisée en chargeant de façon capacitive le résonateur, ce qui a pour effet de dévier légèrement sa fréquence de résonance (Figure 2.14).

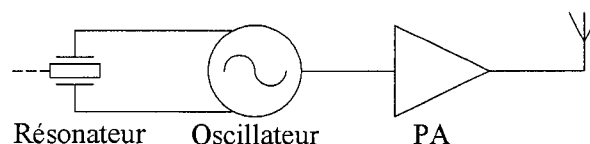


Figure 2.14 Transmetteur avec modulation de la charge du résonateur

Le résonateur opère alors entre sa résonance série et parallèle. En effet, en ajoutant en parallèle des capacités avec le résonateur, sa fréquence d'antirésonance diminue et se rapproche de la fréquence de résonance série. L'écart entre la résonance série et parallèle correspond au degré de réglage possible. Pour un résonateur modélisable par une branche RLC série en parallèle avec une capacité statique C_0 (Figure 2.15), l'écart en fréquence possible est

$$f_{dev} = f_a - f_s = \frac{C_s}{2.C_0} f_s \quad (2.5)$$

Pour un résonateur SAW typique à 403.55MHz où $C_s=2.9570\text{fF}$, $C_0=2.75\text{pF}$ et $f_s=403.34726\text{MHz}$, la déviation en fréquence maximale est de 216.9kHz

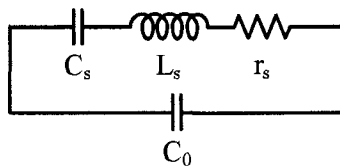


Figure 2.15 Modèle simplifié du résonateur

2.4.1 Les solutions hybrides

Plusieurs architectures hybrides ont été développées pour atteindre des objectifs de faible consommation. La première consiste à déconnecter l'oscillateur référence et le diviseur de la PLL, en calibrant périodiquement la fréquence du VCO. La tension de calibration est retenue dans une mémoire Figure 2.16.

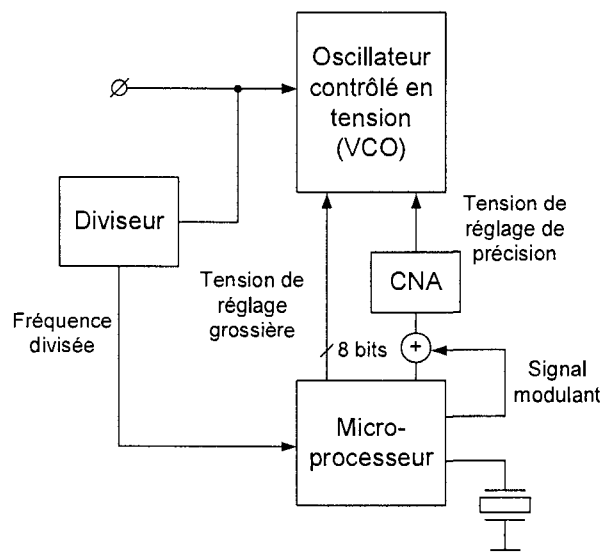


Figure 2.16 Architecture avec calibration du VCO

La modulation est réalisée dans la boucle en changeant la tension de contrôle par l'intermédiaire du CNA. Une mémoire est alors nécessaire pour établir la forme de la modulation. Habituellement une gaussienne est utilisée pour limiter le spectre d'émission.

Une deuxième variante possible est d'utiliser le VCO pour rayonner directement la puissance au lieu d'un amplificateur de puissance. L'antenne fait alors partie de l'élément résonnant de l'oscillateur. L'inconvénient de cette dernière solution est d'être sensible aux variations de charge. En effet, l'impédance de l'antenne peut varier largement suivant les objets à proximité et faire changer la fréquence de résonance.

2.5 Circuits de synthèse de fréquence : l'oscillateur

Deux approches sont communément considérées pour l'étude des oscillateurs (Figure 2.17). La première consiste à voir l'oscillateur comme un système à contre réaction avec un port de sortie, le deuxième port ayant disparu lors du bouclage de la

sortie vers l'entrée. La deuxième est un système à deux ports où le circuit de résistance négative contrebalance les pertes du résonateur.

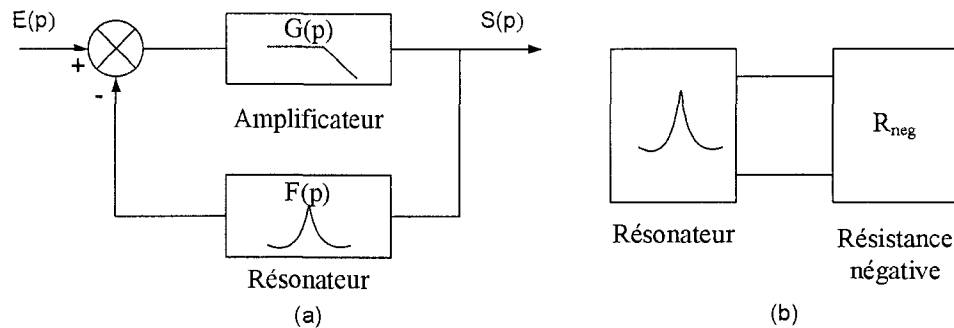


Figure 2.17 Modélisation de l'oscillateur à 1 port (a) et à 2 ports (b)

Chaque représentation a ses inconvénients. En effet, il peut être difficile d'identifier clairement le circuit de rétroaction ou de distinguer le circuit résonant du circuit à résistance négative. Dans la première, il est important de casser la boucle à une masse petit signal et de remplacer les impédances de charge des ports de mesure en boucle ouverte par l'impédance équivalente que verrait les nœuds en boucle fermée. De même, dans la deuxième représentation, la partie réactive du circuit à résistance négative va influencer le point d'opération du résonateur et donc les pertes à compenser comme nous le verrons plus tard.

L'oscillateur peut être décrit comme un système à contre réaction non-linéaire. Bien que les non linéarités modifient le comportement du circuit, des techniques linéaires peuvent être utilisées pour l'analyse comme première approximation pour le démarrage de l'oscillateur quand aucune saturation ne se manifeste encore. Le système peut être représenté par une fonction de transfert $H(p)$ donné par

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{G(p)}{1 - G(p).F(p)} \quad (2.6)$$

Pour le démarrage d'une oscillation, la fonction de transfert doit être non nulle à une fréquence ω_0 pour une entrée très faible. Cela est possible uniquement lorsque le gain de la fonction de transfert est infini c'est-à-dire lorsque le dénominateur s'annule. La condition d'oscillation est donc donnée par les pôles du système :

$$F(j\omega_0).G(j\omega_0) = 1 \quad (2.7)$$

Il s'agit du critère de Barkausen qui consiste à avoir un gain de boucle unitaire lorsque le déphasage de l'entrée par rapport à la sortie est de 180 degrés. Cette condition est nécessaire mais non suffisante pour l'établissement d'une oscillation. Si l'oscillation est possible, le bruit ou la tension de démarrage à l'entrée de la boucle est amplifié jusqu'à ce qu'un phénomène de limitation stabilise l'amplitude des oscillations. La condition suffisante pour l'oscillation est d'avoir les pôles des lieux des racines à droite dans le plan complexe de Nyquist.

La vision duale (pour les systèmes à pôles conjugués complexes) consiste à apporter une résistance négative supérieure aux pertes du résonateur jusqu'à ce qu'elles soient exactement compensées en régime permanent ou que la transconductance du transistor $|g_m|$ soit supérieure à la conductance de charge du résonateur G_{SAW} . Cela se traduit par l'équation suivante :

$$|R_{circuit}| \geq R_{SAW} \text{ ou } |g_m| \geq G_{SAW}, \text{ et } X_{circuit}(\omega) + X_{SAW}(\omega) = 0 \text{ quand } \omega = \omega_0 \quad (2.8)$$

Encore une fois cette condition est nécessaire mais non suffisante pour l'établissement de l'oscillation. La Figure 2.18 permet de visualiser le système à deux ports avec d'un côté le circuit actif modélisé et de l'autre le SAW résonateur.

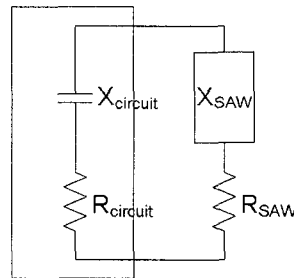


Figure 2.18 Modèle de résistance négative

Les deux modèles sont généralement équivalents. Les oscillateurs RF tombent en principe dans la catégorie des systèmes à contre-réaction. Habituellement, le modèle à deux ports donne une vision plus intuitive du fonctionnement de l'oscillateur.

2.5.1 Les topologies de base d'oscillateur LC

Il existe trois topologies d'oscillateur : Clapps, Pierce et Collpits/Hartley (Figure 2.19). Elles utilisent les configurations de base du transistor drain commun, source commune et grille commune respectivement pour créer une impédance négative entre deux de leurs terminaux. Pour des fréquences inférieures à 1 GHz, ces configurations de base ont un lieu de Nyquist avec une seule boucle autour du point -1, empêchant les problèmes de saut de mode et d'hystérésis lorsque plusieurs fréquences d'oscillation sont possibles. La fréquence d'opération est définie par la fréquence de résonance du résonateur LC.

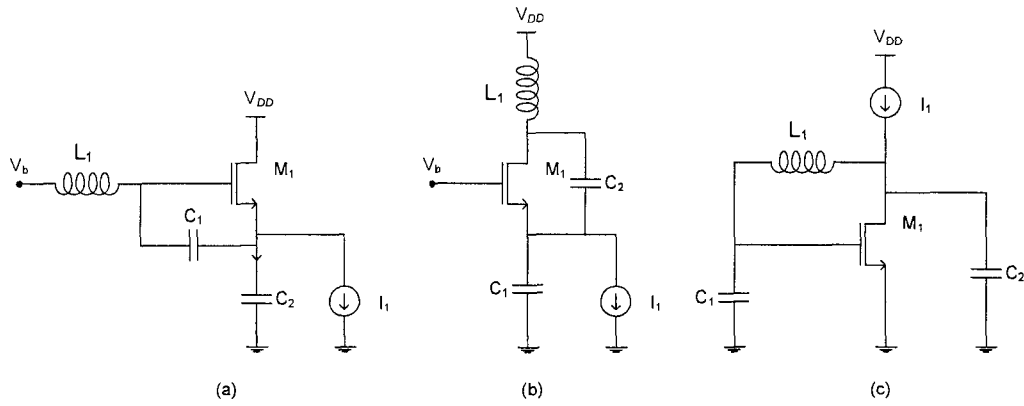


Figure 2.19 Topologies d'oscillateur : (a) Clapps, (b) Colpitts et (c) Pierce

L'analyse simplifiée de ces circuits dans la littérature montre que la résistance négative équivalente fournie est la même pour toutes les configurations.

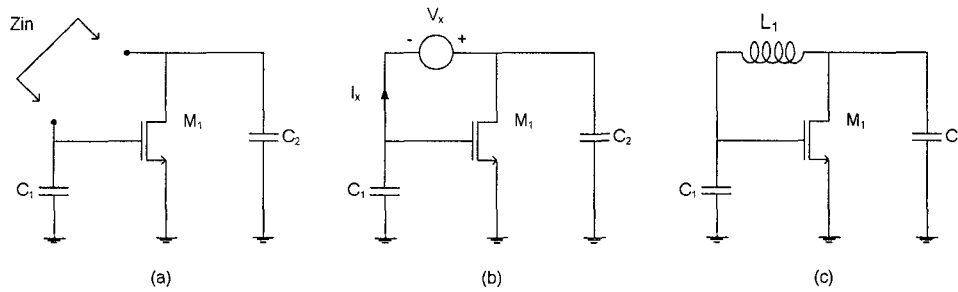


Figure 2.20 Circuit actif à un port (a), Calcul de l'impédance d'entrée (b) et Connexion en parallèle sur le port d'une inductance (c)

En effet, lorsque l'on dérive l'impédance petit signal du circuit Figure 2.20, où M1 est polarisé en saturation, on trouve en sommant les courants selon la loi de Kirchhoff l'équation suivante :

$$-\frac{I_x}{C_1} g_m + \left(-\frac{I_x}{C_1} + V_x \right) C_2 s = I_x \quad (2.9)$$

$$\text{Soit } \frac{V_x}{I_x} = \frac{g_m}{C_1 C_2 s^2} + \frac{1}{C_1 s} + \frac{1}{C_2 s} \quad (2.10)$$

Puisqu'aucune hypothèse n'a été émise quant à la place de la masse dans le circuit, cette équation est valable pour toutes les topologies. On observe alors que pour $s=j\omega$, l'impédance contient une partie réelle négative permettant au circuit d'osciller si une inductance placée en parallèle annule la partie réactive.

2.6 *Circuits d'amplification de puissance*

Le foisonnement des classes d'amplificateurs dans la littérature reflète la diversité des besoins associés aux applications. Par exemple, les systèmes de communication à haut débit qui utilisent l'emploi combiné des modulations de phase et d'amplitude nécessite un soin particulier pour la linéarité. Parmi les amplificateurs de puissance (AP) on distingue principalement les amplificateurs linéaires correspondant aux classes A, B, AB, C et F, des non linéaires (tout ou rien) correspondant aux classes D et E. Les variantes soulignent le compromis entre linéarité, gain en puissance et efficacité. Les classes se distinguent en particulier par leur angle de conduction et leur point de polarisation. Certaines classes plus perfectionnées comme les classes E et F permettent de plus d'ajuster en sortie la partie réactive de la charge pour améliorer l'efficacité en puissance en supprimant les harmoniques indésirables du signal.

Deux types d'amplificateurs classe D se retrouvent dans la littérature : le current mode class D (CMCD) et le voltage mode class D (VMCD). Le CMCD se caractérise par une source de courant constant tout ou rien suivi d'un résonateur RLC parallèle tandis que le VMCD est une source de tension tout ou rien suivi d'un résonateur série RLC

(Figure 2.21-a). La version push-pull du montage classe D en tension est représentée sur la Figure 2.21-b.

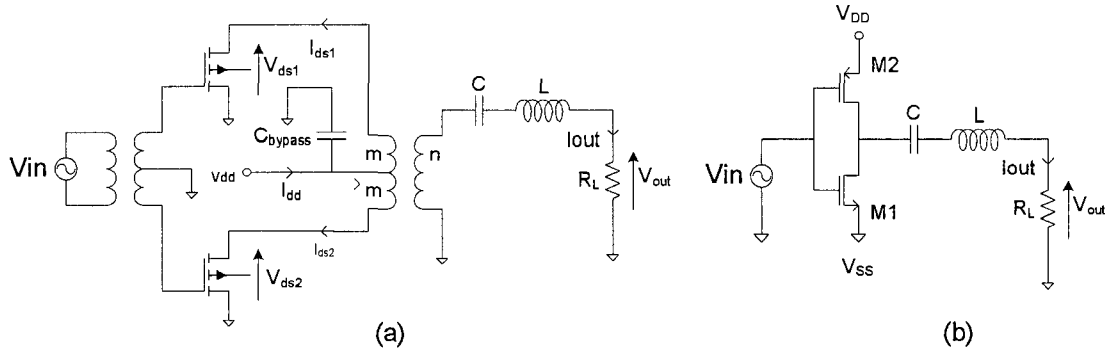


Figure 2.21 Circuit amplificateur VMCD : version différentielle (a), version push-pull (b)

La tension V_{ds} aux bornes des transistors évolue, idéalement, comme un train d'ondes carrées entre V_{ss} et V_{DD} et peut être représentée en série de Fourier de la façon suivante :

$$V_{ds} = \frac{1}{2} V_{DD} + \frac{2.V_{DD}}{\pi} \cdot \left(\sin(2\pi ft) + \frac{1}{3} \sin(6\pi ft) + \frac{1}{5} \sin(10\pi ft) + \dots \right) \quad (2.11)$$

La tension étant filtrée par le circuit résonant série, la tension aux bornes de la charge correspond uniquement à la fondamentale de la tension V_{ds} soit

$$V_{out} = \frac{2.V_{DD}}{\pi} \cdot \sin(2\pi ft) \quad (2.12)$$

Le courant moyen qui transite successivement dans les transistors est égale à

$$I_{rms} = \frac{I_{out_{max}}}{\pi} = \frac{2.V_{DD}}{\pi^2 \cdot R_{out}} \quad (2.13)$$

La puissance dissipée dans ceux-ci est donc

$$P_{rms} = I_{rms} \cdot V_{DD} = \frac{2.V_{DD}^2}{\pi^2 \cdot R_{out}} \quad (2.14)$$

Deux mesures d'efficacité sont usuellement utilisées pour évaluer les performances des AP : l'efficacité de drain et l'efficacité en puissance ajoutée (EPA). La première représente le rapport de la puissance RF en sortie sur la puissance DC consommée et donne une idée sur l'efficacité de transfert de puissance de l'alimentation vers la sortie. Ce rapport ne prend cependant pas en compte le gain en puissance de l'AP. La deuxième figure de mérite, rapport de la différence entre la puissance de sortie et celle de l'entrée sur la puissance DC consommée, est donc plus couramment utilisée. L'efficacité de drain du transistor se déduit des relations précédentes :

$$P_{out,rms} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{out} \cdot I_{out} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{4.V_{DD}^2}{\pi^2 \cdot R_{out}} \sin^2 \theta \cdot d\theta = \frac{2.V_{DD}^2}{\pi^2 \cdot R_{out}} \quad (2.15)$$

$$\eta = \frac{P_{out,rms}}{P_{DC}} = 100\% \quad (2.16)$$

2.7 Circuits d'adaptation d'impédance

Plusieurs configurations de réseau existent suivant les besoins. Les réseaux de base correspondent aux circuits d'adaptation en « L », le nom étant donné par leur forme. Selon leur arrangement, la résistance équivalente issue de la transformation est plus grande dans le premier cas (Figure 2.22-b) et réduite dans l'autre (Figure 2.22-a). L'inconvénient de ces réseaux est de n'avoir que deux variables L et C. Lorsque le rapport de transformation et la fréquence de résonance est fixée, le facteur de qualité en découle.

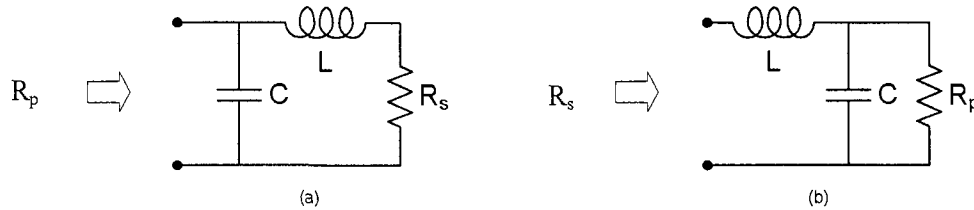


Figure 2.22 Transformateur d'impédance $R_p > R_s$: élévation (a), réduction (b)

En général puisque les rapports d'impédance ne sont pas élevés, le facteur de qualité est assez faible :

$$Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} \quad (2.17)$$

D'autres réseaux passe bande en π et T existent et permettent plus de flexibilité pour transformer les impédances. Le réseau en π est plus adapté pour transformer des impédances résistives. On peut le voir comme la succession de deux réseaux en L passe bas (L_2, C_2) et passe haut (L_1, C_1) (Figure 2.23).

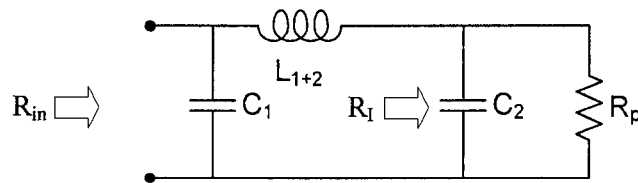


Figure 2.23 Réseau d'adaptation en π

Leur assemblage procure un degré de liberté supplémentaire permettant de fixer Q à une valeur désirée. Celui-ci est relié à la bande passante du réseau.

$$Q = Q_{gauche} Q_{droit} = \frac{\omega_0 \cdot (L_1 + L_2)}{R_l} = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_l} - 1} \cdot \sqrt{\frac{R_l}{R_p} - 1} \quad (2.18)$$

CHAPITRE 3

SYSTÈME DE TRANSMISSION POUR APPLICATIONS BIOMÉDICALES

Dans ce chapitre nous allons définir les spécifications de notre système en lien avec les contraintes médicales et établir un budget de puissance associé à ces contraintes.

3.1 *Définition du système*

Le lien montant du système de communication permet de transmettre des informations de l'implant vers l'extérieur. Les informations sont modulées en fréquence dans la bande SCIM 402-405MHz pour les dispositifs biomédicaux.

3.1.1 Spécifications du système

Les spécifications ont été déterminées à partir des exigences du document Rss243f [42], pour la bande attribuée aux SCIM. Les principales contraintes sont répertoriées ci-dessous :

- _ Bande de fréquence comprise entre 402 MHz et 405 MHz partagée en dix canaux;
- _ Largeur de bande d'émission, 300KHz;
- _ Procédé de modulation numérique;
- _ Limitation de la puissance émise dans les bandes adjacentes à -20dBc (par rapport à la porteuse);

- _ Limitation de la puissance équivalente rayonnée de façon isotrope à $25\mu\text{W}$;
- _ Stabilité en fréquence de ± 100 ppm pour des variations de température de 25 à 45 degrés et de tension d'alimentation de $\pm 10\%$.

3.1.2 Propagation du signal

A l'intérieur du corps, les tissus tiennent lieu de canal de communication à travers lequel se propagent les ondes radiofréquences sous forme de champ électromagnétique. Les tissus, essentiellement constitués d'eau salée et de graisse, absorbent les ondes électromagnétiques. L'absorption représente la majeure partie des pertes de propagation. Des modèles de propagation dans les tissus ont été récemment développés [37][45]. La propagation dépend des caractéristiques des tissus comme la conductivité ($\sigma = 1/\rho$ (S/m)), la permittivité ou constante diélectrique (ϵ (F/m)) et la perméabilité (μ (H/m)).

La constante diélectrique ϵ pour les tissus à forte concentration en eau décline fortement à basse fréquence et reste constante au-delà d'une centaine de Hertz pour chuter encore au-delà de 10^5 MHz. Ce comportement est dû aux cellules membranaires qui se comportent comme une capacité court-circuitée à haute fréquence. La résistivité, elle, est grande à basse fréquence et diminue brusquement à partir de 1GHz. La conductivité et la permittivité sont relativement proportionnelles à la quantité d'eau dans les tissus [46].

Un indicateur a été introduit pour mesurer la quantité de puissance absorbée sous forme de chaleur. Il s'agit du débit d'absorption spécifique (DAS) défini comme la puissance absorbée par unité de masse. Le DAS dans le champ proche dépend

essentiellement du champ magnétique H et dans le champ lointain du champ électrique E . La limite entre champ proche et lointain correspond à la distance $d = \lambda/2\pi$. Dans notre cas la propagation dans les tissus correspond majoritairement à une propagation en champ proche. Le DAS maximal est donc lié au courant maximal dans l'antenne plutôt que la puissance d'entrée. L'expression du DAS en champ proche est :

$$DAS = \frac{\sigma}{\xi} \frac{\mu\omega}{\sqrt{\sigma^2 + \varepsilon^2\omega^2}} (1 + c_{corr} \tau)^2 H_{rms}^2 \quad \text{watts / Kg} \quad (3.1)$$

où ξ est la densité du milieu, et c_{corr} le facteur correctif reflétant le changement des propriétés de réflexion entre l'antenne et le milieu de diffusion.

Des mesures du DAS en fonction de la fréquence pour des sujets d'âge différents sont représentées sur la Figure 3.1 [47].

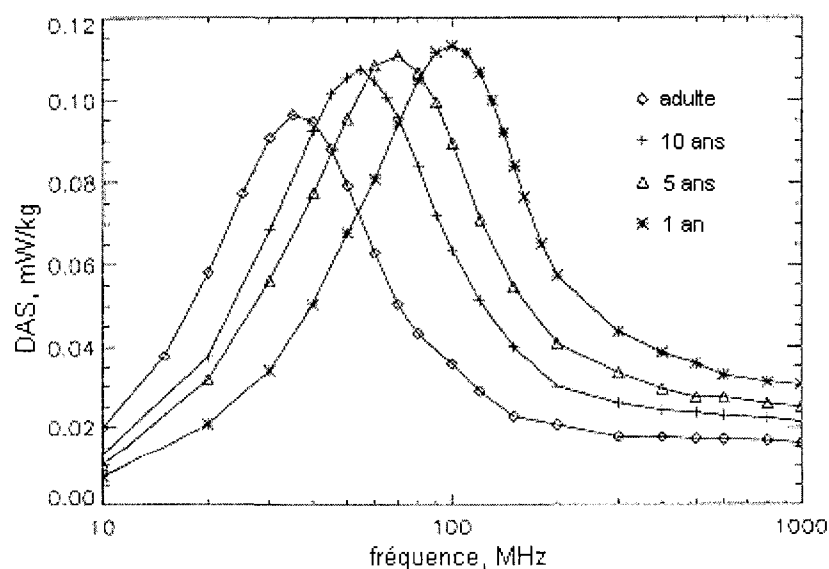


Figure 3.1 DAS moyenné sur le corps entier. Le champ électrique incident est de $1V.m^{-1}$ (R.M.S)

On observe les maximums de DAS moyen entre 40MHz et 100MHz correspondant à une résonance du corps selon la corpulence des sujets. La bande de fréquence réservée aux dispositifs biomédicaux est bien choisie puisqu'elle se situe au-delà de cette zone.

La profondeur de peau δ , définie comme étant la distance pour laquelle la densité de puissance diminue d'un facteur $1/e$, donne une bonne idée de l'atténuation subie par le signal. Elle peut être approximé par l'équation 3-2 dans un milieu bon conducteur [48].

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (3.2)$$

La puissance effective rayonnée (PER) est celle obtenue en soustrayant les pertes obtenues dans le champ proche P_{NF} et champ lointain P_{FF} de la puissance transmise P_T , soit $P_{ERP} = (P_T - P_{Loss}).G_T$, où G_T est le gain de l'antenne émettrice. Dans notre cas $P_{Loss} = P_{NF}$ est la puissance calculée en intégrant le DAS moyen sur la masse totale entre l'antenne et l'extérieur.

Dans le champ lointain, à l'extérieur, la densité de puissance décroît en $1/d^2$ et vaut

$$P_e = \frac{P_T - P_{Loss}}{4\pi d^2} . G_T \quad (3.3)$$

La puissance reçue au récepteur est alors

$$P_r = A_e . P_e \quad (3.4)$$

où $A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R$, correspond à la surface effective de l'antenne.

3.1.3 L'antenne

Le choix de la bande d'opération est un compromis entre la miniaturisation du système et l'efficacité de la transmission. En effet, l'efficacité de rayonnement est proportionnelle à la dimension de l'antenne. L'atténuation modérée des ondes dans la bande SCIM la privilégie comme bande d'opération. La longueur d'ondes à ces fréquences est de 74.35 cm dans l'air et autour de 9cm dans les tissus musculaires. Elle est réduite dans les tissus car la perméabilité et la permittivité sont plus élevées que dans l'air. Les antennes typiques sont l'antenne dipôle $\lambda/2$, l'antenne circonférentielle $\lambda/2$ et l'antenne magnétique boucle $\lambda/4$ de rayon. La résistance de rayonnement varie alors de 70Ω (antenne dipôle) à 0.9Ω (antenne boucle 3 tours). Puisque le champ magnétique se propage mieux dans le champ proche, la boucle magnétique est plus adéquate. Cependant, les forts courants provoquent des pertes ohmiques importantes et classent la boucle magnétique au même rang d'efficacité que l'antenne dipôle. Ces antennes ont toutes deux une directivité de 1.5dB. Pour diminuer les pertes, un isolant épais doit recouvrir l'antenne. L'isolant modifie la constante diélectrique ϵ_r du milieu, imposant une taille de 18cm environ pour l'antenne dipôle $\lambda/2$. La boucle magnétique a l'avantage d'occuper un plus petit volume et a théoriquement un meilleur gain, d'où la préférence qu'on lui accorde.

3.1.4 Budget de puissance

L'Union Internationale des Télécommunication (UIT) a énoncé des recommandations pour l'utilisation de la bande réservée pour les systèmes de

communication des implants médicaux (SCIM). En particulier le document ITU-R SA.1346 discute des questions d'interférences avec le système d'aide météorologique (Météoids). Il inclut un calcul de budget pour les systèmes SCIM (Tableau 3.1).

3.1.5 Calcul des pertes de propagation

Le gain de l'antenne est spécifié en dB par rapport à l'antenne isotrope qui rayonne la même puissance dans toutes les directions (gain de 1 ou 0dBi). Le document ne définit pas le type d'antenne utilisé mais spécifie un gain de 2dBi correspondant à une antenne dipôle (2.15dBi). Afin d'avoir une réciprocité de la liaison, les mêmes antennes sont utilisées à l'émission et à la réception. Le gain de l'antenne d'émission mentionné dans la Tableau 3.1 comprend également les pertes d'absorption dans les tissus.

Tableau 3.1 Budget de puissance du lien montant d'après le document du l'UIT

Lien montant de l'implant vers l'extérieur	UIT	Limite SCIM
Bande passante BW	200kHz	15.5dBm
Puissance TX	-2dBm	
Gain de l'antenne d'émission	-31.5dBi	
Puissance Isotrope Rayonnée équivalente (PIRE)	-33.5dB	
Pertes en espace libre sur 2 mètres	30.5dB	
Marge de protection contre les évanouissements	10dBm	-16dBm
Surcroît d'affaiblissement	15dBm	
Gain de l'antenne réceptrice	2dBi	
Puissance reçue à la réception - sensibilité	-87dBm	
Facteur de bruit du récepteur	4 dB	
Rapport signal/bruit requis pour la FSK	14 dB	-69.5dBm
Bruit à l'entrée du récepteur	-101dBm	

La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) est définie par

$$PIRE = Pt + G_{T,ant} \quad [dBm] \quad (3.5)$$

Les pertes de propagation en espace libre L_p sont

$$L_p = 20 \log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) \quad (3.6)$$

où R est la distance de propagation et λ la longueur d'onde en mètre.

La marge de protection contre les évanouissements correspond à une superposition de l'onde incidente à celle réfléchie et occasionne une atténuation de 10dB. Le surcroît d'affaiblissement est relié à l'orientation du patient, le mauvais alignement des antennes, une obstruction sur le trajet direct principal et la perte due à la polarisation. Ces processus statistiquement indépendants peuvent être modélisés efficacement par l'adjonction d'une marge de 15 dB. Les pertes dues à la polarisation se produisent toutefois à des degrés différents selon les configurations d'antenne.

Le facteur de bruit correspond à la quantité de bruit introduit dans le « front-end » analogique du récepteur. Il est défini par le rapport

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (3.7)$$

La sensibilité du récepteur défini le niveau de signal minimum qui peut être démodulé correctement est $Pin_{min} = Pnoise|_{dB} + NF|_{dB} + SNR_{min}|_{dB} + 10 \cdot \log(BW)$ (3.8)

Dans le budget de puissance de l'IUT, il semblerait que les pertes de sensibilité dues à la figure de bruit aient été oubliées. Dans notre calcul, nous ne tenons pas en compte les pertes de surcroît d'affaiblissement qui sont déjà incluses dans le gain de

l'antenne d'après les chiffres relevés dans la littérature. Il nous faudra donc une puissance d'émission supérieure à -8dBm pour une propagation sur 2 mètres comme illustré sur la Figure 3.2.

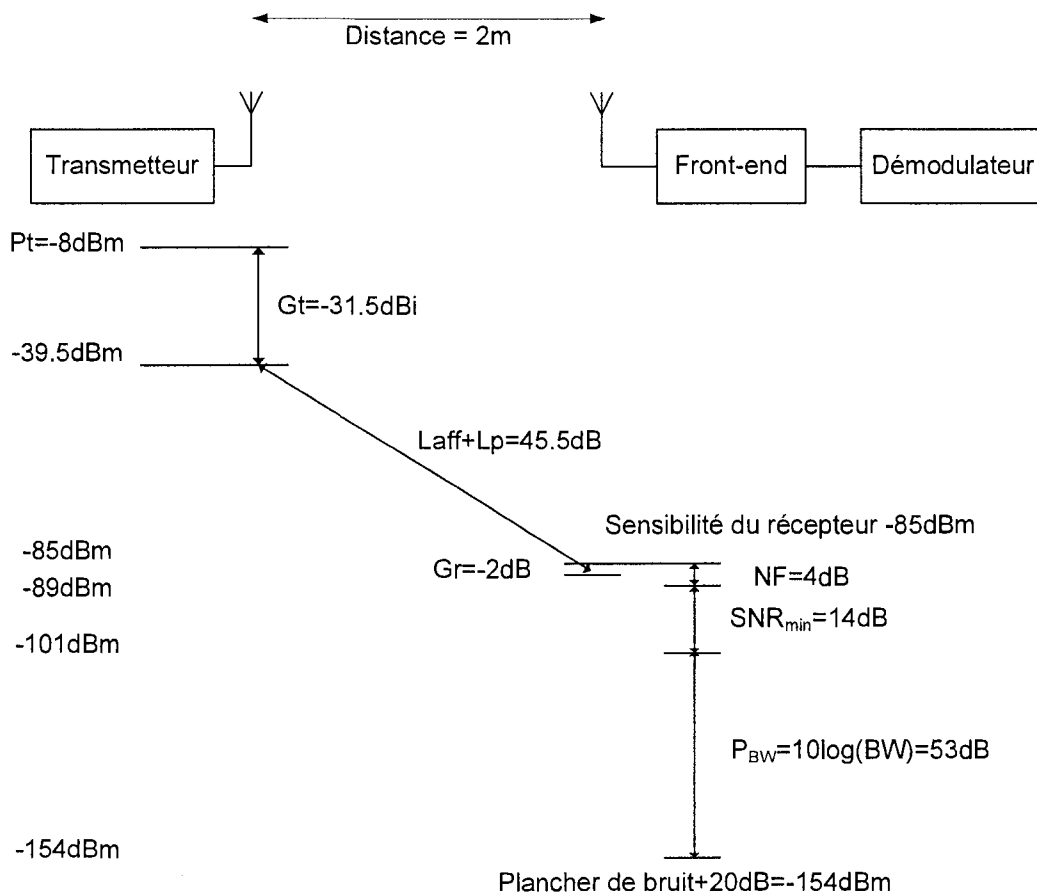


Figure 3.2 Bilan de puissance de la transmission

CHAPITRE 4

SYSTÈME DE TRANSMISSION PROPOSÉ

Ce chapitre décrit dans un premier temps le système de transmission proposé; Chaque bloc est détaillé par la suite. Après avoir comparé les topologies de base des oscillateurs, nous proposons un nouveau circuit basé sur la topologie la plus performante qui s'affranchit des limitations intrinsèques de cette dernière. Nous décrivons ensuite une méthode de conception pour optimiser le point de fonctionnement du circuit. Enfin, nous exposons la démarche utilisée pour concevoir l'amplificateur de puissance et le réseau d'adaptation.

4.1 *Présentation du système de transmission*

Le transmetteur proposé est composé de trois blocs principaux : l'oscillateur, l'amplificateur de puissance (PA) et le réseau d'adaptation (Figure 4.1).

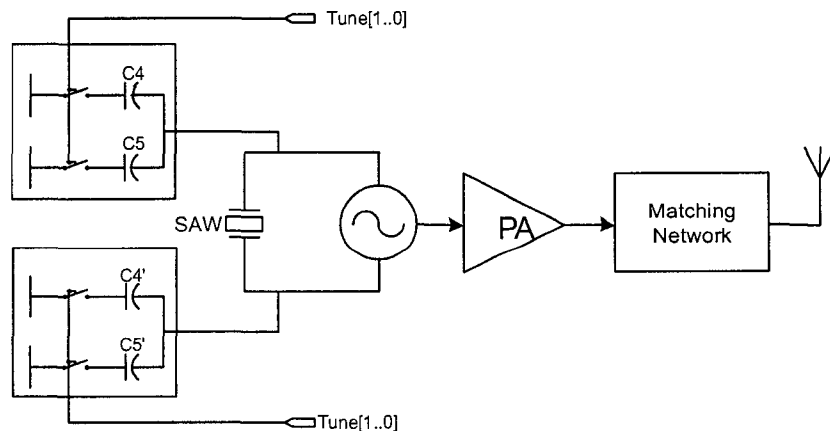


Figure 4.1 Schéma de principe du transmetteur

La modulation de fréquence est réalisée grâce au signal “Tune” qui commute de façon égale les capacités (C_4 , C_5) and (C_4' , C_5') de chaque bord du résonateur SAW lesquelles sont ajoutées respectivement en parallèle des capacités initiales C_1 et C_2 . L’ajout des capacités modifie la réactance du circuit et par conséquent la fréquence de résonance. Nous allons dans un premier temps comparer les circuits d’oscillation de base pour déterminer la configuration la plus performante.

4.2 *Choix du circuit d’oscillation*

Les performances des oscillateurs de base (Clapps, Pierce et Collpits) diffèrent pour plusieurs raisons. La première est due au circuit de polarisation qui n’est pas inclus dans l’analyse et qui vient charger différemment le résonateur (Figure 2.19). La deuxième vient des capacités parasites des transistors qui limitent le gain à haute fréquence. Parmi celles-ci, la capacité grille-source égale à environ $2/3 W L_{\text{eff}} C_{\text{ox}}$ est la plus importante en régime saturé. La capacité grille-drain modifie également la réponse des circuits mais n’a pas le même impact selon la configuration. Par exemple, l’oscillateur Colpitts articulé autour du montage grille commune ne subit pas l’effet Miller. Enfin, l’élément réactif, selon la place où il est inséré charge différemment le circuit. Dans le cas de la configuration Pierce, la sortie n’est pas chargée par l’entrée de l’étage puisque aucun courant DC ne passe à travers le résonateur. La conséquence directe est un gain de boucle beaucoup plus important. De plus, les capacités parasites dues aux connexions externes du résonateur se répartissent uniformément aux bornes de C_1 et C_2 et diminuent la sensibilité du circuit aux variations de fréquence.

Une analyse des produits gain – bande en boucle ouverte des différents systèmes à contre-réaction est toutefois nécessaire pour comparer précisément les performances des différentes architectures.

4.2.1 Analyse du système de contre-réaction

L'oscillateur Pierce possède un réseau de contre réaction de type parallèle-parallèle en π tel que le décrit à la Figure 2.14. Les pertes du résonateur sont en série dans la boucle. Les inductances monolithiques en technologie CMOS ayant un faible facteur de qualité inférieur à 5 à 403.5 MHz dû aux pertes importantes dans le substrat, leur utilisation n'est pas propice.

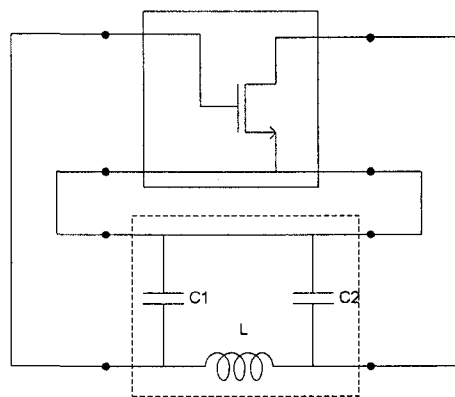


Figure 4.2 Circuit Pierce avec sa configuration parallèle apparente

Pour diminuer les pertes, nous substituons l'inductance L par un résonateur à ondes acoustiques de surface (SAW) à 403.55MHz qui possède un facteur de qualité mille fois plus important. Celui utilisé est de type 1 port : Il se compose d'un transducteur à doigt inter-digité (TDI), lequel génère et reçoit l'onde et de deux réflecteurs qui génèrent une onde stationnaire entre les deux réflecteurs (Figure 4.3).

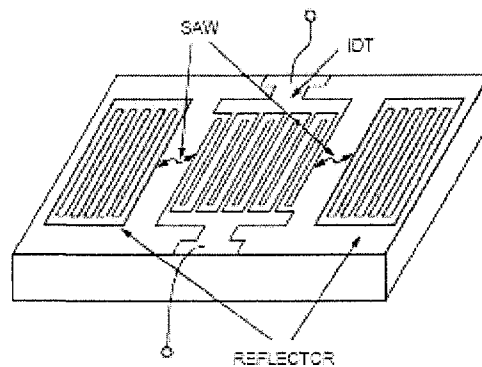


Figure 4.3 Résonateur SAW à un port.

Le modèle du SAW utilisé est présenté à la Figure 4.4. Lorsque le SAW opère à la résonance série, son impédance est sensiblement égale à la résistance série r_s . Elle est maximale à la résonance parallèle et vaut $R_p = 1/r_s(C_0\omega_p)^2$. La résonance série correspond à la résonance de la branche principale; la résonance parallèle à la résonance avec la capacité C_0 des armatures inter-digitées (Figure 4.4).

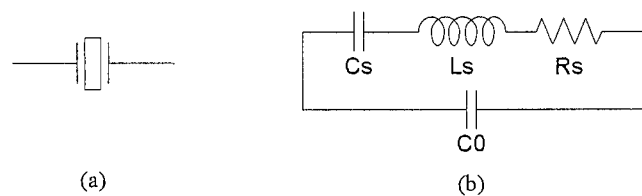


Figure 4.4 Symbole (a) et modèle électrique du résonateur SAW (b)

L'impédance caractéristique du SAW est montrée à la Figure 4.5. Entre sa résonance série et parallèle, l'impédance varie fortement avec une réactance positive qui lui permet d'opérer comme une inductance. En dehors de ces fréquences, la réactance est capacitive égale à la capacité des armatures du résonateur; la résistance, elle, est pratiquement nulle.

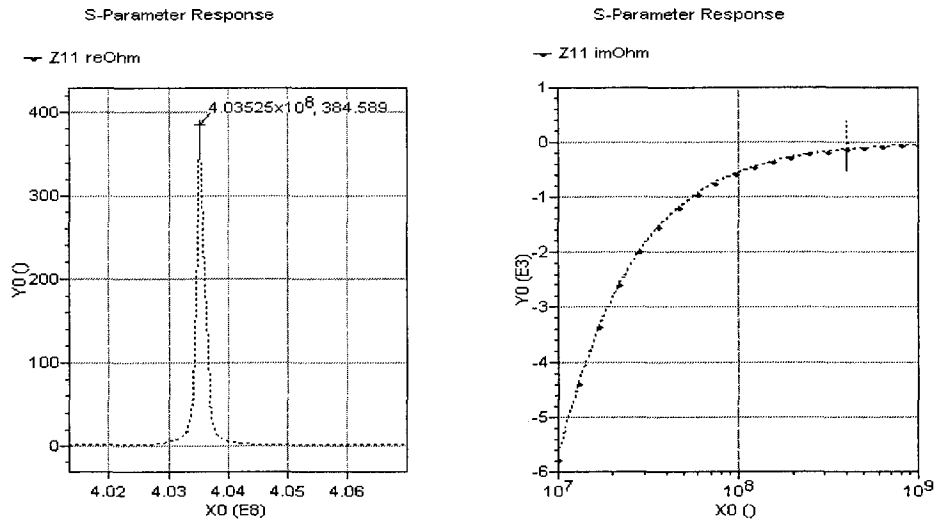


Figure 4.5 Impédance du SAW résonateur de 403.55MHz

Nous avons assumé jusqu'ici que la capacité C_0 dans la contre-réaction n'influence pas le système. En pratique, elle modifie le gain de l'amplificateur et est la principale limitation de modulation de la partie réactive du SAW. Il convient donc d'étudier le système à contre-réaction en identifiant le gain de boucle ouverte, l'impédance de source et l'impédance de charge.

Les trois topologies, Clapps, Colpitts et Pierce, étant des rétroactions voltage-courant, elles sont représentées par un modèle en « Y » tel que montré Figure 4.6. A partir de ce modèle, on peut calculer le gain en boucle ouverte du circuit en évaluant par simulation le gain direct de l'amplificateur R_0 (Figure 4.6) et le produit de l'admittance Y_{11} par le gain inverse Y_{12} .

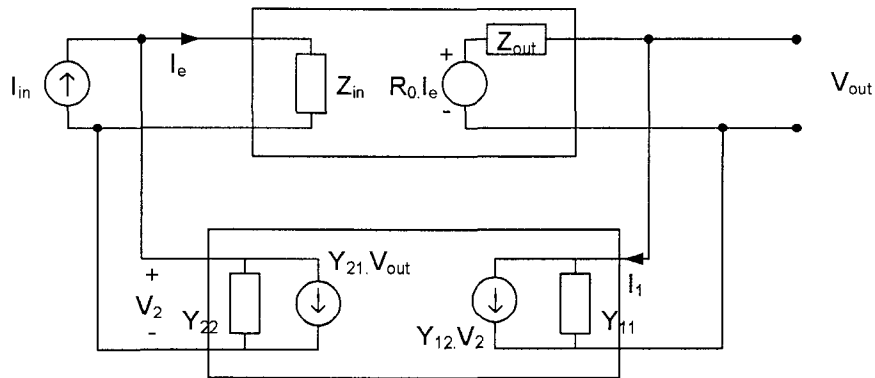


Figure 4.6 Réseau linéaire à 2 ports représenté par un modèle en Y

L'évaluation du gain en boucle ouverte se fait grâce à une simulation de stabilité (stb) en utilisant une sonde de courant telle que représentée sur la Figure 4.7.

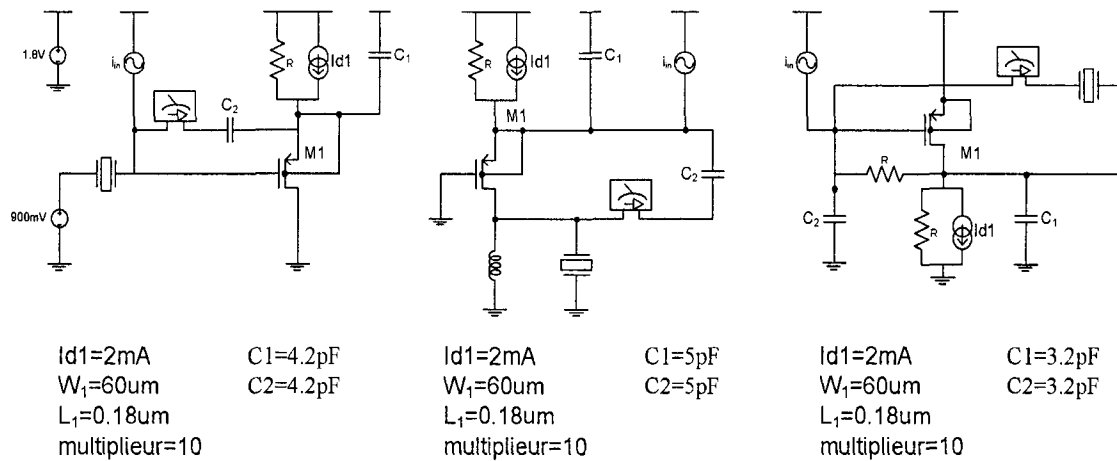


Figure 4.7 Circuits de test pour simuler la réponse en boucle ouverte

On observe comme prévu (Figure 4.8) que le gain du montage Pierce est plus grand que les autres montages pour un même courant de polarisation. La marge de gain (MG) est en effet de 3.12dB et inférieure à 1dB dans les autres cas. Les montages Clapps

et Colpitts ont des performances sensiblement équivalentes. Le montage Clapps (MG=875mdB) est toutefois légèrement meilleur que le Colpitts (MG=340mdB).

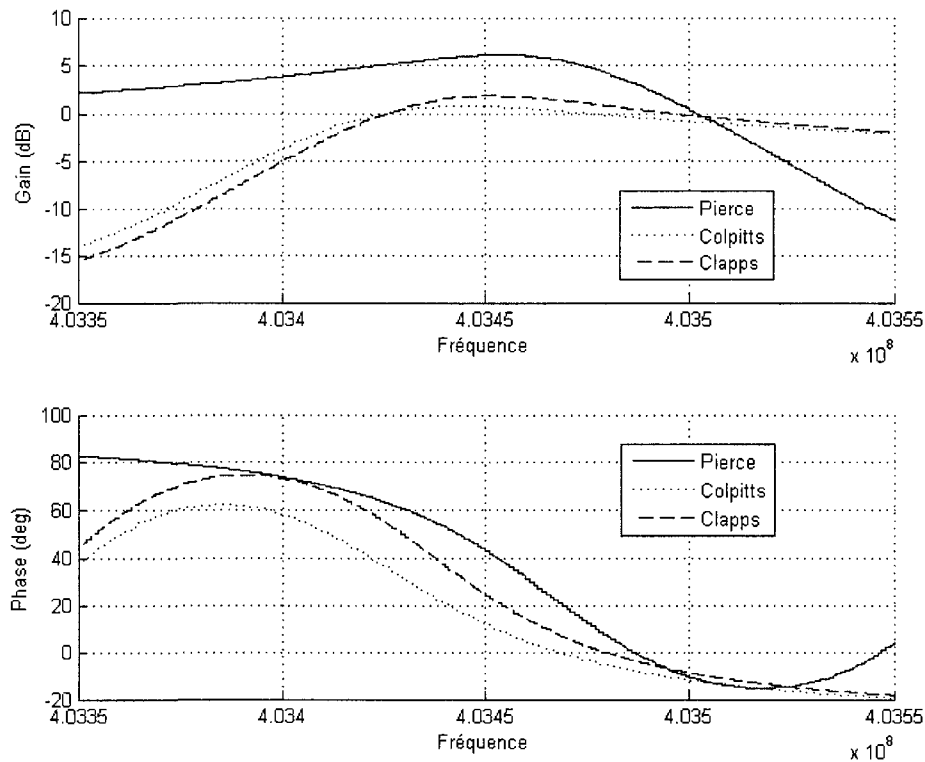


Figure 4.8 Réponse en boucle ouverte des circuits présentés à la Figure 4.7

Notre choix se porte donc sur l'architecture Pierce pour la réalisation de l'oscillateur. Nous allons donc décrire plus précisément son principe de fonctionnement puis l'optimiser pour diminuer la consommation initiale de 2mA. On observe en effet à première vue que le maximum de gain ne concorde pas avec le croisement à 0 degré de la phase. Il serait donc intéressant de dissocier la phase et le gain du circuit actif pour fournir le maximum d'énergie au résonateur.

4.2.2 Principe de fonctionnement et optimisation du montage Pierce

Le montage Pierce est représenté avec le modèle petit signal du transistor responsable de l'amplification Figure 4.9.

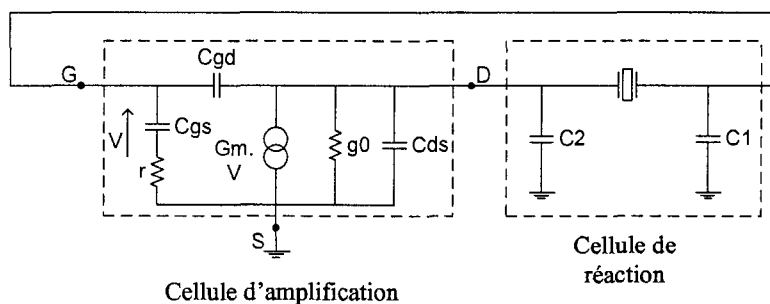


Figure 4.9 Représentation petit signal de l'amplificateur de l'oscillateur Pierce

Si l'on considère que l'impédance d'entrée du transistor est infinie, l'entrée ne charge pas la cellule de réaction et il est alors possible de casser la boucle au point G. Le signal d'entrée subit alors un déphasage de 180° et un gain A à travers la cellule d'amplification. La cellule de réaction déphase également de 180° et a un gain $H=1/|G|$ pour obtenir un gain de boucle unitaire. En effet, puisque les tensions V_G et V_D sont opposées, lorsque C_2 se décharge, C_1 se charge et inversement (Figure 4.10). Les deux tensions aux bornes du condensateur sont donc en opposition de phase.

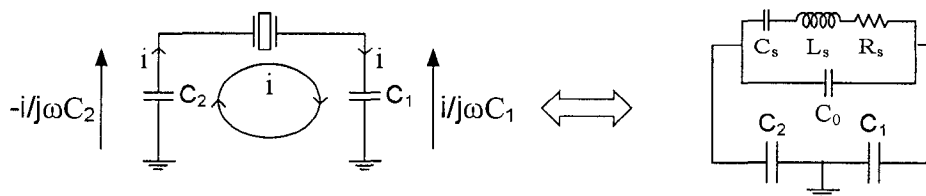


Figure 4.10 Schéma de principe du résonateur

En réalité cependant, les impédances non idéales d'entrée de sortie du transistor telles que le reflète le modèle petit signal Figure 4.9, ramènent les pôles de la fonction de transfert dans les basses fréquences et limitent le gain. Celui-ci doit alors être très supérieur à $1/|H|$ pour maintenir un gain suffisant à 403.5MHz. Ces pôles affectent également le déphasage dans la boucle : les capacités diminuées par la résistance de sortie et d'entrée de l'amplificateur doivent être suffisantes pour maintenir un déphasage de 360 degrés. Cette approche intuitive, toutefois, révèle mal comment les performances peuvent être améliorées. La cellule d'amplification doit être analysée en tant que circuit à résistance négative fonction des paramètres petits signaux (en particulier la transconductance g_m du transistor) et des éléments capacitifs.

Le calcul de la résistance négative du montage Pierce, dans la littérature, correspond au cas où l'élément résonant est purement inductif. Son expression est linéaire et inversement proportionnelle aux capacités C_1 et C_2 :

$$Z_{in} = -\frac{g_m}{\omega^2 \cdot C_1 \cdot C_2} + j \left(\frac{C_1 + C_2}{\omega \cdot C_1 \cdot C_2} \right) \quad (4.1)$$

Dans le cas du SAW résonateur, la capacité C_0 vient charger le circuit. La résistance négative fournie peut alors être alors calculée en rattachant C_0 au circuit actif comme dans l'analyse de Vittoz et al. (Figure 4.11) [50]. La résistance négative est alors une fonction quadratique du g_m du transistor :

$$R_{circuit} = -\frac{g_m \cdot C_1 \cdot C_2}{(g_m \cdot C_0)^2 + \omega^2 (C_1 \cdot C_2 + C_2 \cdot C_0 + C_1 \cdot C_0)^2} \quad (4.2)$$

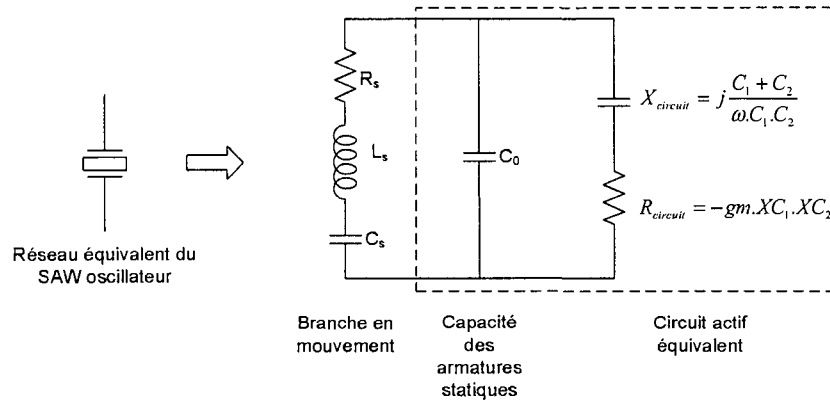


Figure 4.11 Modèle de l'oscillateur à résistance négative

Lorsque g_m augmente, la résistance négative augmente premièrement puis diminue décrivant un arc de cercle (Figure 4.12). La valeur optimale de transconductance pour obtenir la plus grande résistance négative correspond à tangente verticale à l'arc. Son expression est dépend des capacités C_1 et C_2 de la façon suivante :

$$gm_{opt} = \omega \cdot (C_1 + C_2 + \frac{C_1 \cdot C_2}{C_0}) \quad (4.3)$$

Puisque l'on cherche à diminuer g_m pour restreindre la consommation, réduire les capacités C_1 et C_2 permet de diminuer cette valeur optimale à fournir et augmenter la résistance négative. Cependant, C_1 et C_2 doivent être suffisante pour résonner la partie réactive du SAW. Le g_m nécessaire est donc supérieur à une borne inférieure fixée par le déphasage à travers le circuit. L'obtention d'un tel g_m plus important nécessite de plus un transistor plus large qui compromet alors son fonctionnement dans un mode d'opération efficace comme nous le verrons plus tard. En effet, les capacités parasites associées aux dimensions du transistor affecteraient l'efficacité du circuit à haute fréquence.

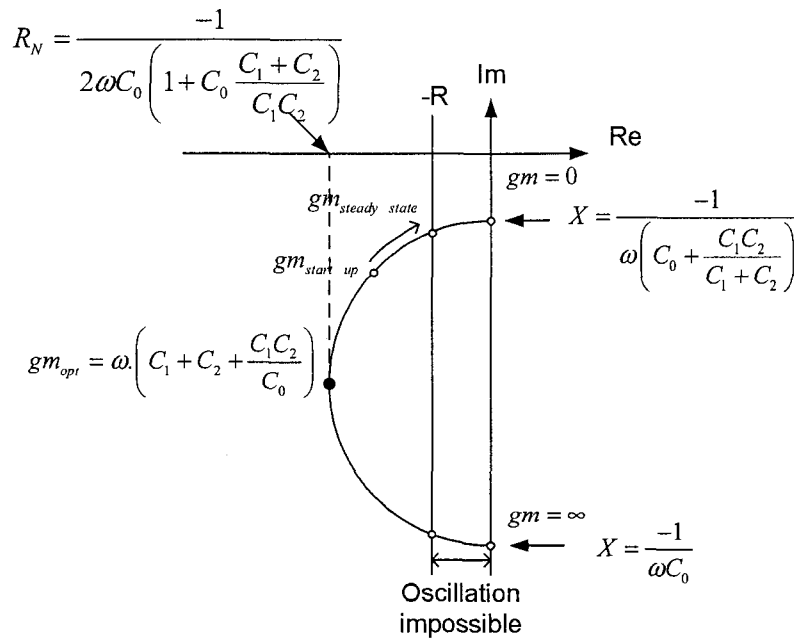


Figure 4.12 Résistance négative dans le plan complexe du circuit actif en fonction de gm

Pour améliorer le circuit Pierce nous proposons d'insérer un étage suiveur entre le circuit actif et le résonateur SAW comme illustré à la Figure 4.13. Ce circuit permet d'une part d'augmenter l'impédance de drain de M_1 en l'isolant de la capacité C_2 , et par la même occasion, l'amplitude du signal qui peut maintenant pratiquement évoluer entre les deux tensions d'alimentation. L'efficacité du transfert de puissance au transistor M_3 , rapport de la puissance RMS fournie sur la puissance DC nécessaire à la polarisation du circuit, est donc améliorée.

D'autre part, le suiveur apporte une marge de phase supplémentaire qui relâche la contrainte sur la valeur des capacités C_1 et C_2 nécessaire pour faire résonner le circuit. Par conséquent, la valeur de transconductance optimale pour maximiser la résistance négative est plus faible. M_3 augmente également la transconductance globale G_m .

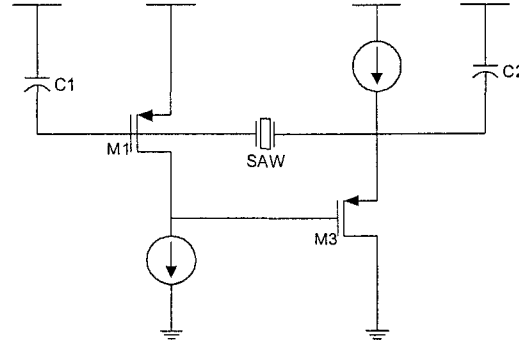


Figure 4.13 Oscillateur Pierce amélioré

En utilisant le schéma petit signal du circuit on peut démontrer que la transconductance optimale est maintenant

$$gm_{opt} = \frac{gm_{opt}}{gm_3 \cdot ro_1} \quad (4.4)$$

Par exemple, avec des valeurs typiques de $gm_3 = 1\text{mA/V}$ et $ro_1 = 10\text{K}\Omega$, la transconductance G_m est dix fois plus importante. Un compromis est nécessaire entre une grande valeur de gm_3 et une tension grille source modérée pour ne pas limiter l'amplitude de sortie. La plus faible impédance de source du suiveur $R_0 = 1/g_{m3} + g_{mb3}$ a également une répercussion sur la charge du résonateur et par conséquent son facteur de qualité chargé comme nous allons de le voir ensuite. L'expression de la résistance négative optimale que fournit le circuit est identique à celle de l'architecture de base cependant les valeurs de C_1 et C_2 pour résonner le SAW résonateur étant moindres, cette dernière est finalement plus grande.

$$R_N = \frac{-1}{2\omega C_0 (1 + C_0(C_1 + C_2)/C_1 C_2)} \quad 4.5$$

Le facteur de qualité révèle à quel point l'oscillateur est stable puisqu'il représente la pente du changement de phase ϕ dans le circuit à la résonance.

$$Q_L = \frac{\pi \cdot f_0}{360} \frac{d\phi}{df} \text{ où } \phi \text{ est en degrés} \quad (4.6)$$

Une petite variation de la réactance du circuit actif lorsque Q_L est important produit alors une petite variation de fréquence. Le bruit dans l'oscillateur est également réduit puisqu'il est inversement proportionnel à la racine carrée de Q_L d'après l'équation de Lesson :

$$L_{osc}(f_m) = \frac{FkT}{2P_s} \left(1 + \frac{f_k}{f_m} \right) \left[1 + \frac{f_0^2}{4 \cdot Q_L^2 \cdot f_m^2} \right] \text{ où } f_k \text{ est la fréquence de coude} \quad (4.7)$$

En contre partie, les pertes d'insertion (PI) dans le résonateur sont plus importantes quand Q_L est élevé, c'est-à-dire quand la capacité en parallèle avec le résonateur est élevée. Elles sont définies par

$$PI = -20 \log \left(\frac{Q_u - Q_L}{Q_u} \right) \text{ en dB} \quad (4.8)$$

où Q_u est le facteur de qualité du résonateur non chargé.

Dans notre cas, nous voulons diminuer la consommation en faisant un compromis entre les pertes dans le résonateur et la valeur de résistance négative apportée par le circuit actif au détriment d'un grand Q_L . En fixant les valeurs de C_1 et C_2 telles que le rapport de la partie inductive sur la résistance équivalente série du SAW soit maximal, on obtient le point d'opération optimal où le rapport de la résistance négative sur la résistance de pertes est maximal. La capacité nécessaire pour résonner le SAW est alors

optimal. R_0 ne doit pas être fixée trop basse pour ne pas diminuer l'énergie que peut fournir le circuit au résonateur. La capacité équivalente de C_2 en parallèle avec R_0 est diminuée quand R_0 est faible et doit de ce fait être fixée à une valeur légèrement supérieure au besoin pour obtenir le maximum de gain lorsque la phase est nulle.

Dans l'analyse de Vittoz, les pertes à compenser sont considérées constantes, indépendantes du point d'opération du résonateur. Seule la transconductance est utilisée comme une variable pour maximiser la résistance négative qu'apporte le circuit. La partie capacitive du circuit actif détermine alors la réactance que le résonateur doit compenser. Le résonateur va alors s'éloigner de sa résistance série pour présenter une partie réactive inductive opposée à celle du circuit. L'écart en fréquence par rapport à la résonance série représente le dérèglement ou pulling (p) de l'oscillateur, (eq.4-9).

$$p = (\omega - \omega_s) / \omega \quad (4.9)$$

Cette déviation est directement liée à la partie imaginaire de l'impédance du résonateur.

$$p = C_s / 2(C_0 + C_1 C_2 / (C_1 + C_2)) \quad (4.10)$$

Au contraire des objectifs de Vittoz qui cherche à minimiser le pulling, nous voulons fixer le point d'opération où les pertes sont minimales.

4.2.3 Modulation de fréquence avec l'oscillateur proposé

Comme cité précédemment, la modulation de fréquence dans le circuit est réalisée en commutant deux capacités supplémentaires identiques C_4 et C_4' (C_5 et C_5') connectées en parallèle à C_1 et C_2 respectivement (Figure 4.14). En ajoutant ces capacités, on s'éloigne du point de fonctionnement optimal. Il est alors nécessaire de s'assurer d'avoir

une marge de gain suffisante pour que lorsque la capacité totale est commutée, l'oscillation puisse prendre forme.

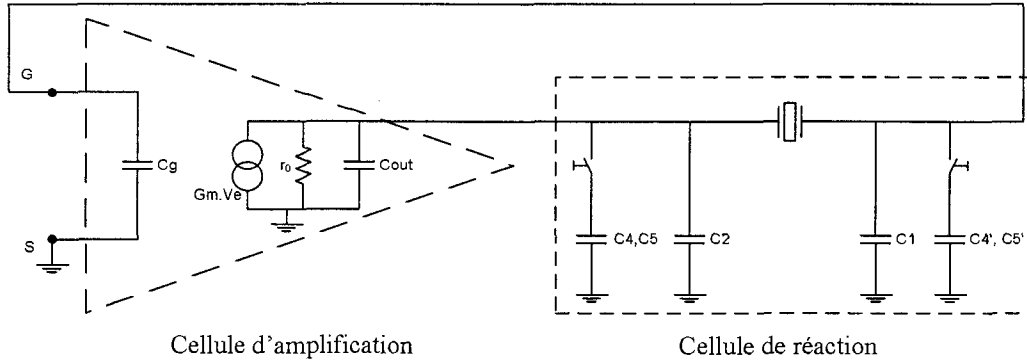


Figure 4.14 Oscillateur avec circuit de modulation de fréquence

Dans le circuit présenté à la Figure 4.14, les capacités C_g et C_{out} peuvent être négligées par rapport aux capacités C_1 et C_2 . Nous allons à partir des relations de phase et d'amplitude développer une relation pour la fréquence d'oscillation.

En remplaçant premièrement le résonateur SAW par un circuit équivalent simplifié en utilisant le modèle décrit à la Figure 2.15, on peut distinguer la partie résistive (R_s) de la partie réactive (X_s) tel que présenté sur la Figure 4.15.

On peut alors noter que $R_s(f)$ et $X_s(f)$ sont fonctions de la fréquence :

$$R_s(f) = \frac{r_s}{\left(\frac{r_s}{X_0}\right)^2 + \left(\frac{X_m}{X_0} - 1\right)^2} \quad (4.11)$$

$$X_s(f) = \frac{X_m \cdot \left(1 - \frac{X_m}{X_0} - \frac{r_s^2}{X_m \cdot X_0}\right)}{\left(\frac{r_s}{X_0}\right)^2 + \left(\frac{X_m}{X_0} - 1\right)^2} \quad (4.12)$$

$$\text{Où } X_0 = \frac{1}{\omega.C_0} \text{ et } X_m = \omega.L_s - \frac{1}{\omega.C_s} \quad (4.13)$$

La fréquence de résonance série est définie comme $f_s = \frac{1}{2\pi.\sqrt{L_s.C_s}} = 403.34726 \text{ MHz}$

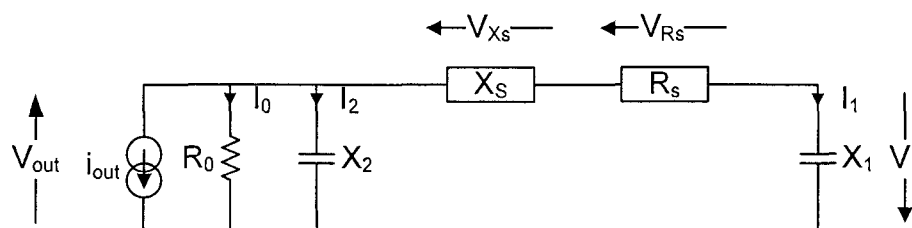


Figure 4.15 Circuit équivalent de l'oscillateur proposé

Les relations de phase entre les courants permettent d'établir l'équation pour la fréquence d'opération de l'oscillateur (Annexe 1).

$$f = f_s \left(1 + \frac{C_s}{2.(C_0 + C_L)} \right) \quad (4.14)$$

$$C_L = \left(\frac{1}{C_2} \left(1 + \frac{R_s}{R_0} \right) + \frac{1}{C_1} \right)^{-1} \quad (4.15)$$

La capacité C_L représente la capacité de charge de l'oscillateur. Dans les systèmes industriels, le fabricant adapte le résonateur pour avoir la fréquence voulue pour une résistance de charge spécifiée. Dans notre cas, nous influons sur la capacité C_L pour obtenir la déviation en fréquence désirée. Pour les fréquences où $R_s \ll R_0$, $C_L = C/2$ d'où

$$\Delta f = -f_s \left(\frac{1}{(2C_0 + C)^2} \right) \Delta C \quad (4.16)$$

On a donc, dans notre cas, pour une capacité C égale à 0.853pF et des capacités commutées $C_4 = C_4' = 213,37\text{fF}$, $\Delta f = 12.6\text{kHz}$

On remarque de plus d'après l'équation (4.15) que plus R_0 diminue, plus la capacité de charge C_L diminue. La résistance R_0 influe toutefois également sur la résistance négative que peut fournir le circuit actif.

4.2.4 Opération faible puissance : régime faible inversion

Le régime faible inversion est propice à l'opération basse consommation des circuits CMOS. Lorsque la tension grille-source du transistor descend en dessous de la tension de seuil, le courant décroît exponentiellement de la même façon que dans les transistors bipolaires. Le rapport g_m/I_D lui croît jusqu'à ce qu'il atteigne un maximum $1/n \cdot U_T$ en régime faible inversion où U_T est la tension thermique égale à kT/q et $n = (C_{ox} + C_{dep})/C_{ox}$ représente la distribution de la capacité entre la grille, la surface et le corps du transistor, et C_{dep} est la capacité de déplétion par unité de surface [50].

L'augmentation de l'efficacité de la transconductance par rapport au courant de drain est cependant obtenue au détriment de fréquences de transit f_T plus faibles. La fréquence de transit est couramment utilisée comme figure de mérite pour comparer la bande passante des circuits dans différentes technologies. Elle représente la fréquence pour laquelle le gain en courant est unitaire, le drain étant à la masse, et vaut :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi \cdot (C_{gs} + C_{gd})} \propto \frac{V_{gs}}{L^2} \quad (4.17)$$

où C_{gs} et C_{gd} correspondent respectivement aux capacités grille-source et grille-drain.

La Figure 4.16 représente l'incompatibilité entre une transconductance efficace et une grande fréquence de transit f_T . Les données proviennent d'une simulation paramètres-s avec un transistor NMOS de taille $1\mu\text{m} \times 0.18\mu\text{m}$.

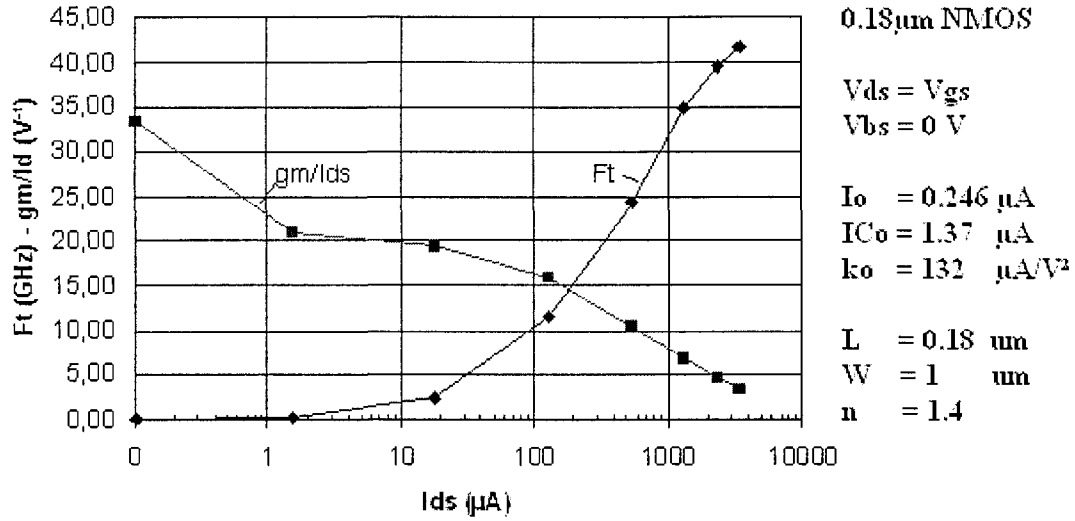


Figure 4.16 Caractéristiques gm/Ids et FT en fonction de Ids

L'utilisation du coefficient d'inversion (IC) permet de déterminer où se situe le transistor dans sa zone de fonctionnement et de le polariser de façon à optimiser les performances désirées. Il représente une mesure normalisée du courant de drain ID par rapport au courant de référence au point polarisation considéré.

$$IC = \frac{I_D}{2.n.\mu.Cox(W/L).U_T^2} \quad (4.18)$$

Par simplification, le courant de référence utilisé habituellement correspond au courant technologique I_0 au centre de la zone d'inversion ($IC=1$)

$$I_o = 2.n_0.k_0.U_T^2, \text{ avec } k_0 = \mu_0.C_{ox} \quad (4.19)$$

Il est indépendant des conditions de polarisation et des dimensions du transistor. Lorsque $IC \ll 1$, le transistor opère dans sa zone d'inversion faible. Lorsqu' IC est compris entre l'unité et quelques dizaines, le circuit fonctionne en inversion modérée et au-delà en inversion forte.

Cet indice se révèle efficace pour séparer les différents critères de performances attendus. Par exemple, la transconductance pour un courant I_D donné, croît de façon inversement proportionnelle à $\sqrt{IC}$ alors que la bande passante intrinsèque, elle, décroît dans le même temps. Les résultats obtenus à la Figure 4.16 sont toutefois à modérer puisque le modèle BSIM3v3 mis à disposition par la TSMC surestime le courant entre la zone d'inversion faible et forte où une interpolation est réalisée. Le modèle EKV qui utilise le modèle par diffusion de charge valide partout serait plus approprié (voir annexe).

Nous cherchons ici à obtenir le facteur IC le plus faible et une bande passante intrinsèque suffisante. On fixe pour cela premièrement la longueur des transistors à leur valeur minimale pour obtenir la plus grande fréquence de transition possible d'après (3-35) puis le coefficient d'inversion IC tel que la bande passante intrinsèque des transistors soit supérieure à la fréquence d'opération de l'oscillateur.

D'après [51], son expression est :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi.(C_{gs} + C_{gb})} = \frac{\frac{IC_0}{\sqrt{0.25 + IC}} \frac{I_0}{0.5 n U_T}}{2\pi.(C_{gs}' + C_{gb}').L^2.C_{ox}} \quad (4.20)$$

où $C_{gs}' = \frac{C_{gs}}{WLC_{ox}} = \frac{0}{3}, \frac{1}{3}, \frac{2}{3}$, pour les régimes inversion faible, moyenne et forte

et $C_{gb}' = \frac{C_{gs}}{WLC_{ox}} = \left[\frac{3}{3}, \frac{2}{3}, \frac{1}{3} \right] \frac{n}{n-1}$, pour les régimes inversion faible, moyenne et forte

Pour un transistor PMOS, on a $k_0 = 132 \mu A / V^2$ et $I_0 = 69.61 nA$ d'après (4-19)

De plus, $C_{ox} = \xi_0 \zeta_{si} / t_{ox} = 0.0110675 \text{ pF} / \mu m^2$ en technologie $0.18 \mu m$.

On trouve que IC doit être égal à environ 120 en faisant l'approximation que, $IC \approx IC_0$ pour avoir une bande passante de 500MHz ce qui ne nous permet pas d'opérer dans un régime où le rapport gm/I_D est le plus efficace. En utilisant un transistor NMOS, le résultat serait moins bon puisque IC devrait être égale à environ 500. Après avoir fixé la largeur de $M3$ tel que son impédance d'entrée soit moins capacitive pour avoir un pôle suffisamment élevé en fréquence, on fixe le courant nécessaire pour obtenir une l'impédance de sortie suffisante par rapport à la résistance équivalente du résonateur R_s à la résonance (un facteur dix est approprié) pour ne pas charger le résonateur et maintenir une excursion de tension acceptable. Pour le coefficient d'inversion trouvé, il reste à fixer le courant dans $M1$ pour obtenir la transconductance G_m nécessaire pour contrer les pertes du résonateur. La largeur de $M1$ est implicitement définie par l' IC fixé.

4.3 *Amplificateur de puissance*

Le design d'un AP est différent de celui d'un amplificateur micro-ondes traditionnel pour lequel une documentation technique avec les impédances large signal d'entrée et de sortie est fournie. Ici, le nombre d'étages et le type de chaque amplificateur doit être fixé. Puisque le gain en courant de la technologie CMOS est relativement faible, plusieurs étages sont généralement nécessaires. Dans notre cas une amplification tout ou rien est suffisante puisque nous utiliserons une modulation de fréquence. L'efficacité de ces amplificateurs est généralement meilleure. En effet, en considérant l'amplificateur comme un interrupteur idéal, le transistor ne dissipe pas de puissance et a donc une efficacité théorique de 100%. En réalité, à cause de la tension de saturation non nulle du

transistor, celui-ci dissipe de la puissance et l'efficacité du drain est moins importante. Parmi les amplificateurs non-linéaires, le montage classe E est moins bien adapté à la technologie CMOS à cause de la tension de claquage trop faible des transistors sub-micron. La tension gate-drain peut en effet atteindre trois fois la tension d'alimentation impliquant trop de stress. L'amplificateur classe D, par contre, est plus adapté pour l'intégration puisqu'il ne nécessite pas nécessairement de bobine dans sa configuration push-pull d'où des tensions grille-drain beaucoup plus petites. Notre choix s'est donc porté sur ce type d'amplificateurs. Un préamplificateur classe AB est ajouté pour faire la jonction avec le PA classe D pour commuter plus rapidement le transistor.

Les variables rentrant dans la conception de l'amplificateur sont la tension de claquage des transistors, la puissance de sortie nécessaire $P_{out,1}$, la fréquence de sortie f_0 , la bande passante relative $B_r=B/f_0$ (où B est la bande passante effective). La conception de l'AP consiste en premier à présenter la charge adéquate sur le drain du transistor. La charge conjuguée ne permet pas d'obtenir le maximum de gain en puissance à cause des capacités parasites du transistor qui empêchent de le considérer comme une source de courant idéale dans un contexte grand signal. La résistance optimale pour la puissance désirée est calculée pour couvrir la plage maximale en tension soit entre $V_{DD} - V_{DSsat}$ et V_{DSsat} .

$$R_{opt} = \frac{2}{\pi^2} \frac{(V_{DD} - V_{DSsat,n+p})^2}{P_{out,1}} = 600\Omega, \text{ avec } V_{DSsat,n+p} = 80mV \quad (4.21)$$

Elle est de l'ordre de 600 ohms d'après l'équation précédente. En réalité à cause de la dissipation de puissance lors de la commutation des transistors et de l'impédance finie de sortie, la résistance à présenter doit être plus faible.

Les dimensions des transistors sont fixées pour garantir un courant suffisant pour délivrer la puissance attendue dans la charge. Pour déterminer une première approximation de la taille des transistors, on utilise l'équation du courant en régime de saturation.

$$I_{ds_{max}} = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L} \right)_n (V_{gs} - V_{Th})^2 \geq I_{rms} \cdot \pi = \frac{\pi \cdot P_{out,1}}{V_{DD}} \quad (4.22)$$

$$\left(\frac{W}{L} \right)_n \geq \frac{2\pi \cdot P_{out,1}}{V_{DD} \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot (V_{gs} - V_{Th})^2} = 8.5, \text{ avec } \mu_n \cdot C_{ox} = 250 \mu A / V^2, V_{th} = 519 mV \quad (4.23)$$

$$\left(\frac{W}{L} \right)_p \geq \frac{2\pi \cdot P_{out,1}}{V_{DD} \cdot \mu_p \cdot C_{ox} \cdot (V_{gs} - V_p)^2} = 38.25, \text{ avec } \mu_p \cdot C_{ox} = 54 \mu A / V^2, V_p = 502 mV \quad (4.24)$$

En prenant $L_{n,p} = 0.18 \mu m$, on trouve que $W_n > 1.53 \mu m$ et $W_p > 6.9 \mu m$. En pratique, à l'aide de simulations transitoires, on affinera ces valeurs en choisissant $W_n = 4.88 \mu m$ et $W_p = 16 \mu m$.

On peut en effet vérifier par simulation l'influence de la taille des transistors lors des charges et décharges successives des capacités parasites responsables de la dissipation de puissance. La Figure 4.17 représente les transitions en courant et tension à la sortie du transistor.

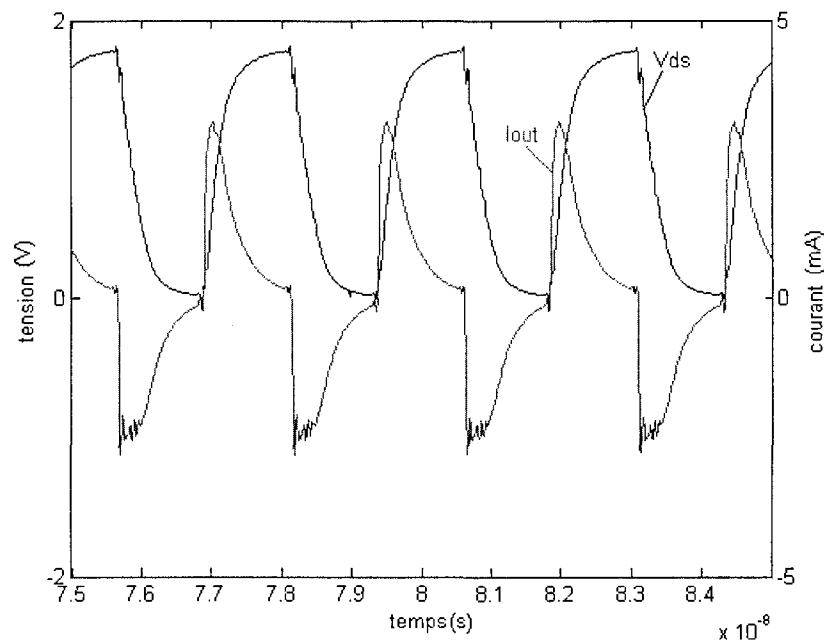


Figure 4.17 Tension de sortie V_{ds} et du courant I_{out} dans le temps

La valeur de la charge optimale à présenter peut ensuite être déterminée plus précisément par une simulation «load-pull measurement» où les parties imaginaires et réelles de la charge varient afin de trouver l'impédance qui maximalise le transfert de puissance. Une simulation avec balancement des harmoniques permet en effet de prendre en compte les changements d'impédance de la sortie du PA en fonction de l'amplitude et du courant de sortie. Il suffit ensuite de tracer les contours à puissance constante pour les différentes valeurs d'impédance pour trouver la charge qui permet de délivrer le maximum de puissance dans celle-ci.

L'allure des contours donne également une indication sur la façon dont la puissance délivrée se dégrade lorsque la charge varie légèrement. Ils sont représentés sur un graphe de Smith normalisé à 50 ohms (Figure 4.18).

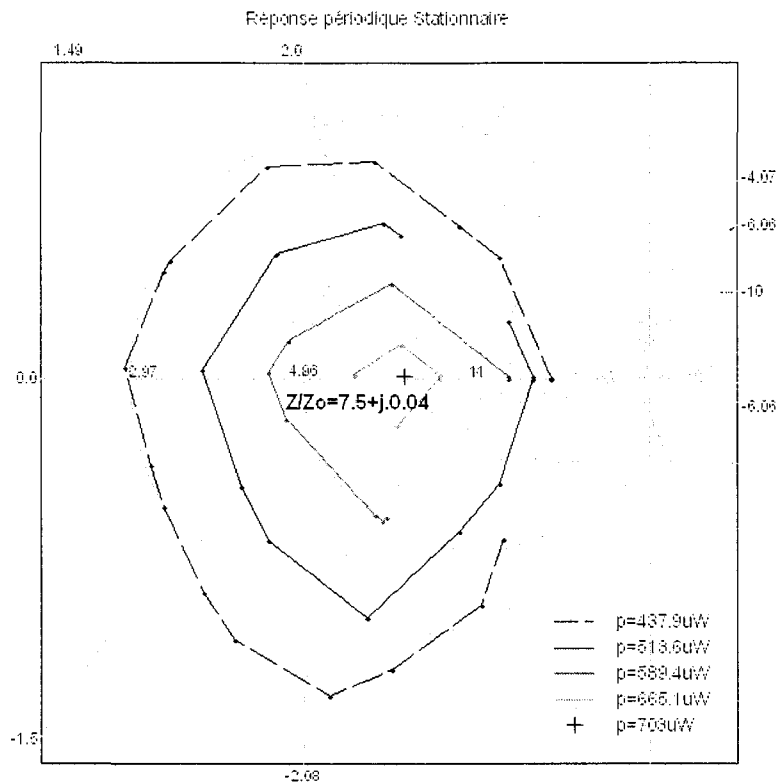


Figure 4.18 Diagramme des contours de puissance dans le plan complexe

Avec cette simulation, la charge optimale trouvée à la sortie du transistor est $Z=375+j0.19$. Celle-ci est beaucoup plus faible que la valeur trouvée par le calcul. On remarque également que la partie réactive n'est pas complètement nulle à cause des capacités parasites de drain des transistors de l'AP.

L'écart avec la valeur théorique trouvée précédemment est dû aux pertes de puissance dans l'amplificateur. Ceux-ci peuvent s'expliquer par trois mécanismes principalement : les pertes par conduction, les pertes de commutation et la puissance dissipée dans la grille. Les pertes par conduction sont prédominantes et correspondent à

la puissance dissipée dans l'impédance de sortie du transistor. La puissance statique est donnée par

$$P_{stat} = I_{rms}^2 \cdot R_{on} \quad (4.25)$$

Puisque le transistor est principalement en régime triode après commutation,

$$R_{on} = \frac{L}{\mu C_{ox} W (V_{gs} - V_{th})} \quad (4.26)$$

$$\text{On a donc } P_{stat} = I_{rms}^2 \cdot \frac{(R_{on_p} + R_{on_n})}{2} = \left(\frac{2 \cdot V_{DD}}{\pi^2 \cdot R_{out}} \right)^2 \cdot \frac{(114.73 + 160.256)}{2} = 130.1 \mu W \quad (4.27)$$

Les pertes par commutation correspondent premièrement à la dissipation de puissance pendant la période où la tension et le courant de sortie sont non nuls. On peut évaluer cette puissance en intégrant $V_{ds} I_{ds}$ sur une période. Deuxièmement, lors de l'activation et la désactivation des transistors, les charges accumulées dans les capacités parasites sont dissipées. Ces pertes sont dynamiques reliées à la fréquence de commutation par la relation

$$P_{dyn} = E_{cycle} \cdot f_0 = \frac{1}{2} (C_{ds_{n+p}} + C_{gd_{n+p}}) \cdot V_{DD}^2 \cdot f_0 = 19.6 \mu W \quad (4.28)$$

Enfin, les charges accumulées dans la grille et les courants de fuite provoquent également une dissipation de puissance à chaque commutation. Celle-ci est liée à la tension de grille V_{gs} et la fréquence d'opération par la relation

$$P_g = \frac{1}{2} I_g^2 \cdot Z_{in} = \frac{1}{2} \cdot (2\pi \cdot f_0 \cdot C_{gs} \cdot V_{gs})^2 \cdot Z_{in} = 2.3 \mu W \quad (4.29)$$

Deux mesures d'importance pour un AP sont la figure de bruit et la stabilité. La figure de bruit est surtout cruciale lorsque le transmetteur et le récepteur partage le même substrat et que le signal en sortie du AP se propage à l'entrée du LNA à cause de

l'isolation finie du duplexeur qui sépare le chemin d'émission de réception. Dans notre cas nous pouvons ignorer cet aspect. L'instabilité à cause d'une terminaison de charge inadaptée n'est par contre pas acceptable. Le manque d'isolation entre l'entrée et la sortie du AP peut en effet ramener en entrée une impédance négative et rendre instable le AP. Il est alors nécessaire de modifier la charge au détriment de l'efficacité ou ajouter une faible résistance en parallèle avec la grille et la masse pour que celle-ci domine l'impédance d'entrée. L'analyse de la stabilité se fait d'habitude en observant le facteur de stabilité K obtenu par simulation. Ce dernier doit rester supérieur à un pour garantir la stabilité.

4.4 Adaptation d'impédance

La charge optimale est créée par l'intermédiaire d'un réseau d'adaptation qui transforme l'impédance caractéristique R_0 de 50Ω (Figure 4.19). Les valeurs des composants modélisant le boîtier sont issues des modèles fournis par la TSMC.

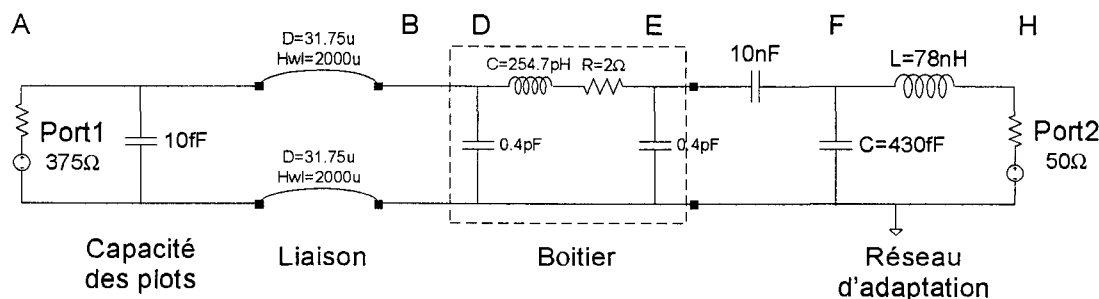


Figure 4.19 Réseau d'adaptation de l'impédance optimale à la charge normalisé 50Ω

En général, il est préférable de ne pas avoir un facteur de qualité très grand pour que le réseau ne soit pas trop sensible aux variations des composants. Il faut tenir compte

aussi que moins le réseau est complexe moins les pertes sont importantes. On choisira donc le réseau d'adaptation en « L » qui fixe un facteur de qualité Q de 2 environ.

Pour garantir une bonne adaptation, on remplace l'impédance du port à gauche Figure 4.19, par la valeur optimale de charge trouvée. Celle-ci correspond à l'impédance normalisée $Z=7.5+j0.04$ et est représentée par le point A sur l'abaque de Smith.

Abaque de Smith
COORDONNÉES EN IMPÉDANCE OU ADMITTANCE NORMALISÉES

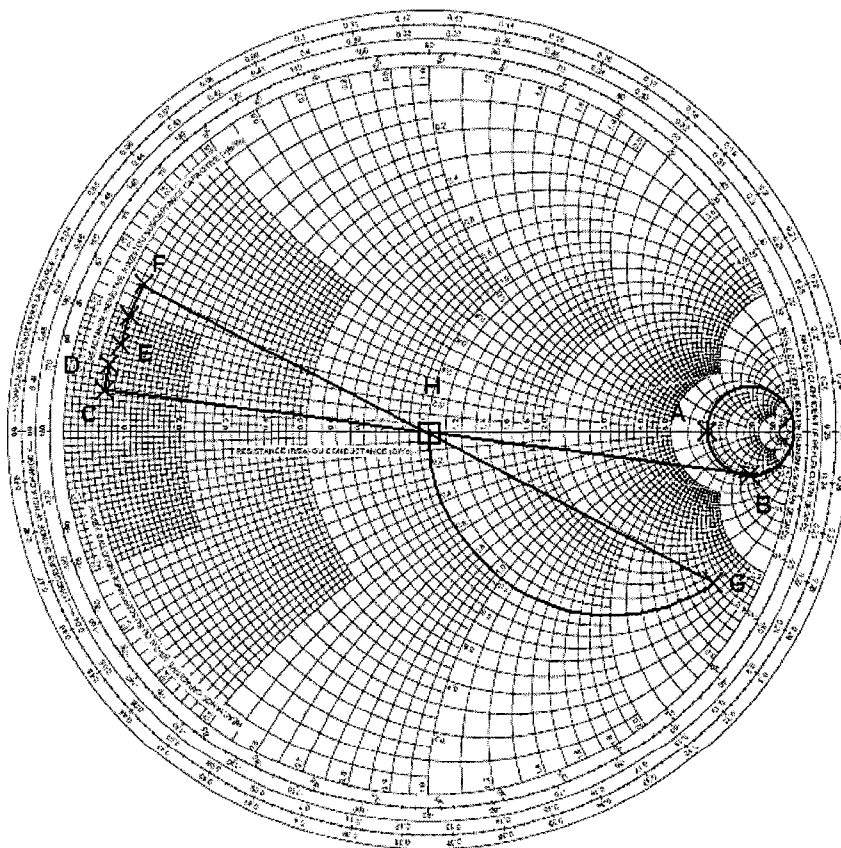


Figure 4.20 Abaque de Smith pour adapter la charge $Z=7.5+j0.04$

Ensuite, on transforme successivement l'impédance à travers les capacités et inductances en série et parallèle sur l'abaque de Smith pour atteindre l'impédance

normalisé 50Ω ($1+j.0$) tel qu'illustré à la Figure 4.20. Les lettres sur l'abaque correspondent aux l'impédances-admittances vues aux points correspondant sur le schéma Figure 4.19. L'adaptation d'impédance est réalisée avec $L=78\text{nH}$ et $C=0.43\text{pF}$.

On vérifie à l'aide d'une simulation paramètres-s à quel point la charge est adaptée (Figure 4.21). Le coefficient de réflexion presque nul à 403.5MHz reflète une bonne adaptation. La bande passante du réseau correspond à celle du gain d'insertion $S(2,1)$ et vaut $f_1 - f_2 = 503.8\text{MHz} - 308.8\text{MHz} = 205\text{MHz}$ d'où

$$Q_{global} = \frac{f_0}{f_1 - f_2} = 1.98 \quad (4.30)$$

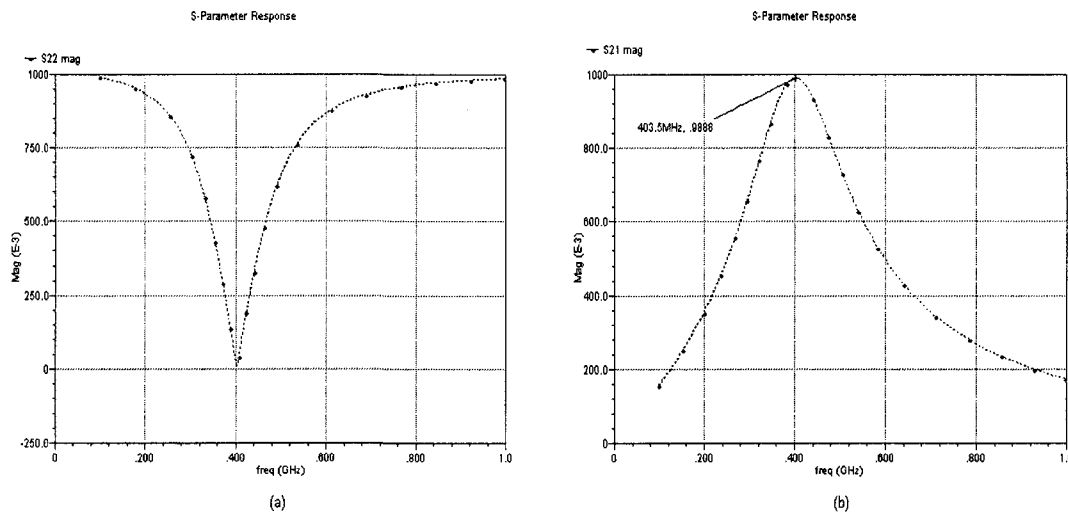


Figure 4.21 Coefficient de réflexion aux bornes de l'impédance normalisé (a) et gain du réseau (b)

La puissance dans la charge 50Ω avec un tel réseau d'adaptation est de $864\mu\text{W}$.

CHAPITRE 5

IMPLÉMENTATION ET RÉSULTATS

Dans ce chapitre, nous allons présenter les deux versions du transmetteur réalisé. Les performances obtenues par simulation seront détaillées. Nous présenterons ensuite le banc de test réalisé et les résultats de mesure obtenus lors de ces tests.

5.1 *Implémentation du circuit de transmission*

Deux versions du transmetteur ont été implémentées en technologie CMOS 0.18 μm sous une tension d'alimentation de 1.8V. Cette puce mesure 620x920 μm^2 .

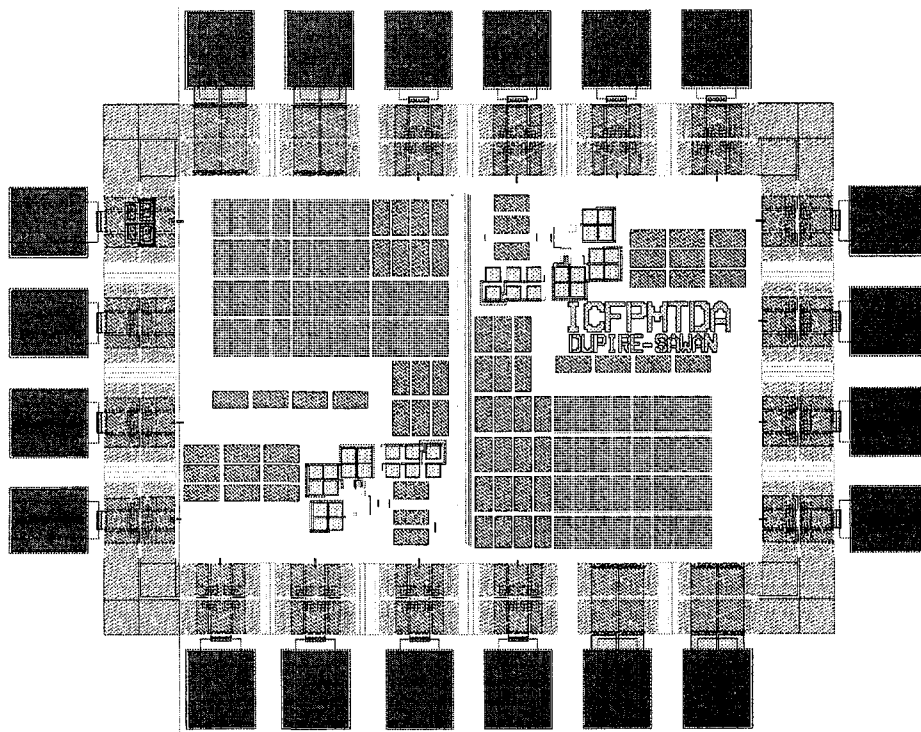


Figure 5.1 Dessin de masques des deux transmetteurs proposés (620x920 μm^2)

Le résonateur SAW utilisé pour les simulations est le SR5501. Sa fréquence d'oscillation est comprise entre la fréquence résonance série 403.347MHz et la fréquence d'antirésonance (avec la capacité de couplage) 403.564MHz. Ces caractéristiques sont une capacité de couplage $C_0=2.75\text{pF}$, une branche principale avec $R_M=16\text{-}23\Omega$, $L_M=52.6379\mu\text{H}$ et $C_M=2.9579\text{fF}$ (Figure 5.2). Le facteur de qualité du résonateur chargé 50Ω est de 1150.

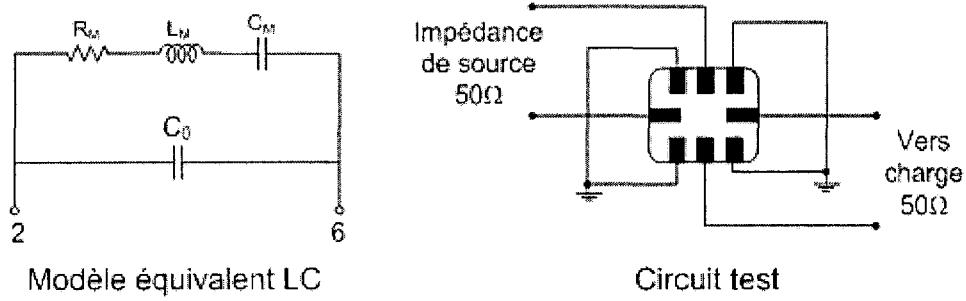


Figure 5.2 Modèle équivalent et circuit de test du résonateur SAW SR5501

La première version du transmetteur est basée sur un circuit inverseur CMOS. Le même courant de polarisation est ici utilisé pour obtenir une transconductance globale plus importante (Figure 5.3). En effet, le transistor M4 polarisé en régime d'inversion faible présente entre la grille et le drain de M1 une grande impédance qui force M1 et M2 en régime actif. Dans ces conditions, on peut assimiler la paire de transistor NMOS et PMOS comme un seul transistor équivalent avec une tension de seuil $V_{th-eq} = V_{th} - V_p$ [53].

La transconductance est donc améliorée par rapport à un transistor simple et vaut :

$$gm_{1-2} = 2.K_{eq} \cdot (V_{gs-eq} - V_{th-eq}) \quad (5.1)$$

$$\text{Où } K_{eq} = \mu.C_{ox} = \frac{K_n.K_p}{(\sqrt{K_n} + \sqrt{K_p})^2} \text{ et } V_{gs-eq} = (V_{th} - V_p) + \left(\frac{1}{\sqrt{K_n}} + \frac{1}{\sqrt{K_p}} \right) \sqrt{I_D}.$$

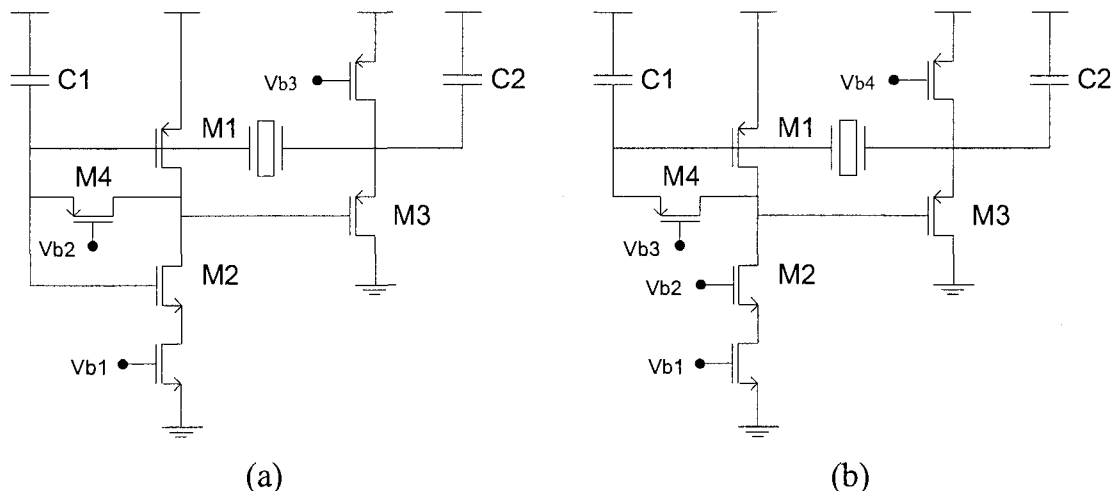


Figure 5.3 Schéma des deux oscillateurs proposés : version A (a) et version B (b)

En utilisant cette paire CMOS, le gain et la dynamique de sortie est plus importante réduisent le bruit équivalent en entrée du transistor.

Dans la version B, un transistor PMOS seul génère le gain de transconductance. La charge néanmoins est rehaussée grâce au transistor cascode M_2 . En effet, celui-ci multiplie l'impédance de drain initiale du transistor de polarisation par $g_{m2} \cdot r_{o2}$. Cette augmentation est relative puisque l'impédance de drain de M_2 est en parallèle avec r_{o1} et Z_{in3} . Toutefois, le transistor cascode connecté au drain de M_1 étant plus petit, le produit du gain ($g_m \cdot R_D$) par la bande passante est beaucoup plus grand.

Dans les deux versions, la sortie est prélevée au drain de M_1 , puisque l'amplitude évolue pratiquement entre V_{DD} et un peu plus que la tension $V_{gs} - V_{th}$ du transistor de polarisation. Un inverseur CMOS de petite taille pré-amplifie légèrement le signal pour ne pas ramener une capacité de grille trop importante et diminuer considérablement la

bande passante de l'oscillateur. La dynamique du signal d'entrée pour l'amplificateur classe D est alors la plage complète de la tension d'alimentation.

Les capacités pour moduler la fréquence de résonance de l'oscillateur sont réalisées dans la puce avec des capacités MIM-CAP. Deux capacités de 213fF peuvent être ajoutées à une capacité initiale de 853fF de chaque côté du résonateur grâce à deux signaux extérieurs `tune<0>` et `tune<1>` qui commutent respectivement les deux transistors PMOS. La taille de ces transistors est fixée assez large ($L=0.35\mu\text{m}$ et $W=2\mu\text{m}$) par rapport au courant qui les traverse pour diminuer la résistance drain-source; la capacité de drain des transistors est négligeable par rapport aux capacités de 213fF.

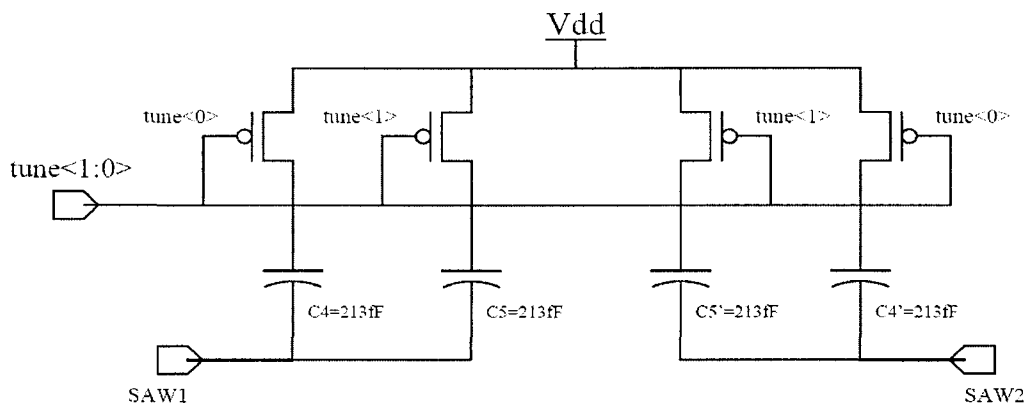


Figure 5.4 Schéma des bancs de capacités commutables

5.2 Résultats de simulation

Une des caractéristiques importantes présentées dans le deuxième chapitre est la linéarité. Les résultats de simulations avec les capacités extraites indiquent que le deuxième oscillateur est plus linéaire : sa distorsion harmonique d'ordre trois (DH3) est de 21.45dB comparé à 14.43dB pour le premier (Figure 5.5). Les harmoniques, plus marquées dans le premier cas, sont dues à l'inverseur CMOS qui introduit plus de non-

linéarités lors des transitions de niveau. Cependant, celles-ci ne sont pas trop pénalisantes puisque les multiples impairs de la fréquence de résonance permettent de commuter plus abruptement l'entrée de l'amplificateur classe D. Par conséquent, l'efficacité de l'amplification en est par conséquent d'autant meilleure. Par la suite, les harmoniques sont filtrées par le réseau d'adaptation et l'antenne.

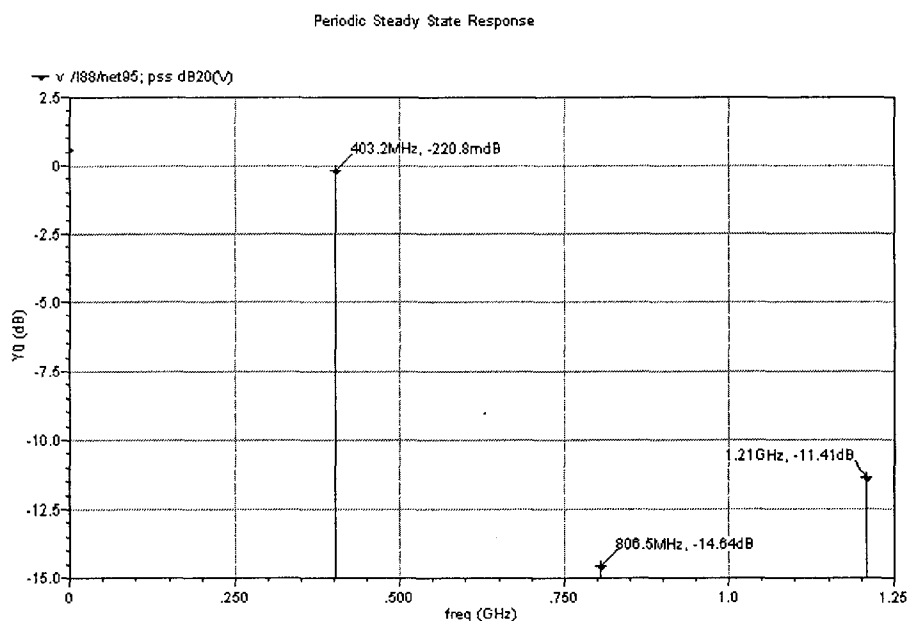


Figure 5.5 Spectre de sortie de l'oscillateur - version B

Une deuxième mesure d'intérêt est le bruit de phases bien qu'il ne soit pas crucial pour notre système. La particularité de l'oscillateur est d'intégrer un montage suiveur qui introduit une source de bruit additionnel. On constate pourtant que le bruit des deux circuits est toutefois très bas. L'effet de cette source de bruit est réduit par la maximalisation de la dynamique de sortie et du facteur de qualité chargé du résonateur telle que le reflète l'équation (5.2) de Lesson.

$$L_{osc}(f_m) = \frac{FkT}{2P_s} \left(1 + \frac{f_k}{f_m} \right) \left[1 + \frac{f_0^2}{4Q_L^2 \cdot f_m^2} \right] \quad (5.2)$$

f_k : Fréquence de coude, transition entre le bruit 1/f et le bruit thermique

P_s : Puissance du signal

f_m : Fréquence d' « offset » à laquelle le bruit de phase est considérée

F : Facteur de bruit du circuit

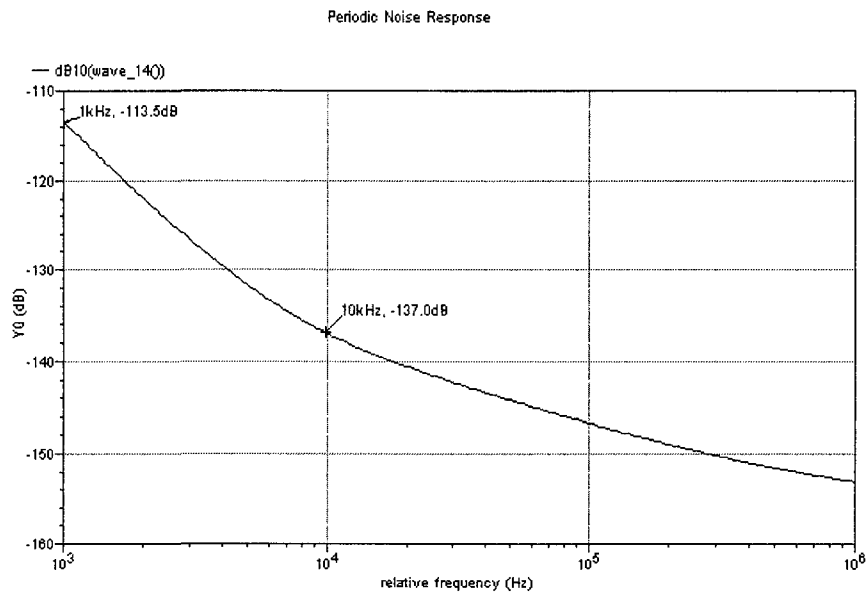


Figure 5.6 Spectre de bruit de phase de l'oscillateur - version A

Les performances en terme de bruit de phase sont meilleurs pour la version A. Son spectre de bruit est représenté à la Figure 5.6. La fréquence de coude est environ 7kHz.

Les performances des oscillateurs sont récapitulées dans le Tableau 5.1. Comme attendu, le bruit de phase de l'oscillateur A est plus faible que celui de la version B. Le bruit de phase simulé paraît meilleur que ceux des autres oscillateurs reportés dans la littérature.

Tableau 5.1 Comparaison des oscillateurs existants

	Measured			Simulated	
	[43]	[54]	[29]	A*	B*
Fréquences (MHz)	434	1900	900	403.5	403.5
Procédé CMOS (μm)	0.5	0.13	0.25	0.18	0.18
Tension d'alimentation (V)	1	1.2	2.5	1.8	1.8
Puissance consommée (μW)	230	300	450	407.5	195.4
Bruit de phase @100kHz (dBc/Hz)	-96	-120	-103	-147	-141
Figure de mérite (FOM) (dB)	175.1	210.8	182	223.0	220.2

L'expression de la figure de mérite (FOM) utilisée pour comparer la performance des oscillateurs est

$$FOM = 10 \log \left[\left(\frac{f}{\Delta f} \right)^2 \frac{1}{\zeta(\Delta f) \cdot P_{dB}} \right] \quad (5.3)$$

où P_{dB} : Puissance consommée par l'oscillateur

et $\zeta(\Delta f)$: Phase noise at Δf

Une simulation pseudo périodique est enfin utilisée pour trouver précisément la fréquence d'oscillation en fonction des capacités commutées. Les fréquences d'oscillation sont reportées dans le Tableau 5.2. La différence de déviation en fréquence par rapport à la valeur théorique est de 0.4kHz pour (C4-C4') et 1.6 kHz pour (C5-C5').

Tableau 5.2 Fréquence d'oscillation en fonction des capacités ajoutées à C1-C2

Capacités connectées	Aucune	C4-C4'	C5-C5'	C4-C4' et C5-C5'
Frequence (MHz)	403.494	403.481	403.483	403.415

Lorsque (C4-C4') et (C5-C5') sont connectées en même temps, la déviation en fréquence est de 79kHz par rapport au 25.2kHz attendues. Cette différence s'explique par le fait que la relation (4.16) est valide uniquement pour des petites variations de C. Lorsque les capacités ajoutées sont importantes, la résistance R_s varie fortement en fonction de C et doit être pris en compte dans le calcul de la déviation de fréquence.

Nous avons enfin simulé le comportement du circuit post-layout en régime transitoire. L'oscillation des circuits à la sortie de l'amplificateur peut être observée à la Figure 5.7. La puissance dissipée dans la charge 50Ω est de $864\mu\text{W}$.

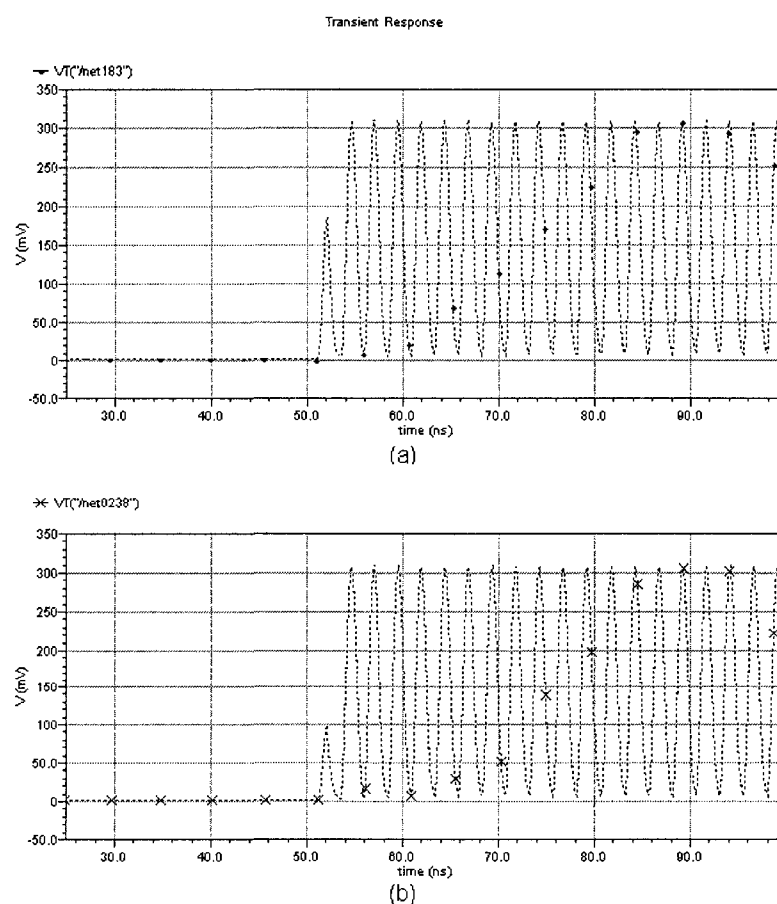


Figure 5.7 Tension à travers la charge de sortie de 50Ω : Version A (a) et Version B (b)

Le transmetteur a une efficacité TX de 19.5% (A) et 25.8% (B). Le Tableau 5.3 compare les performances des transmetteurs existants. La version B est la plus performante.

Tableau 5.3 Comparaison des transmetteurs existants

	Measured			Simulated	
	[43]	[54]	[29]	A*	B*
Frequencies (MHz)	434	1900	900	403.5	403.5
Output Power (mW)	1 (10)	1.4	0.455	0.864	0.864
TX efficiency (%)	17 (38)	16.5	16.5	19.5	25.8

* A= First version; B= Second version

5.3 Résultats de mesures

5.3.1 Caractérisation du SAW oscillateur

Les propriétés électriques du SAW résonateur sont testées grâce au circuit de test décrit à la Figure 5.2.

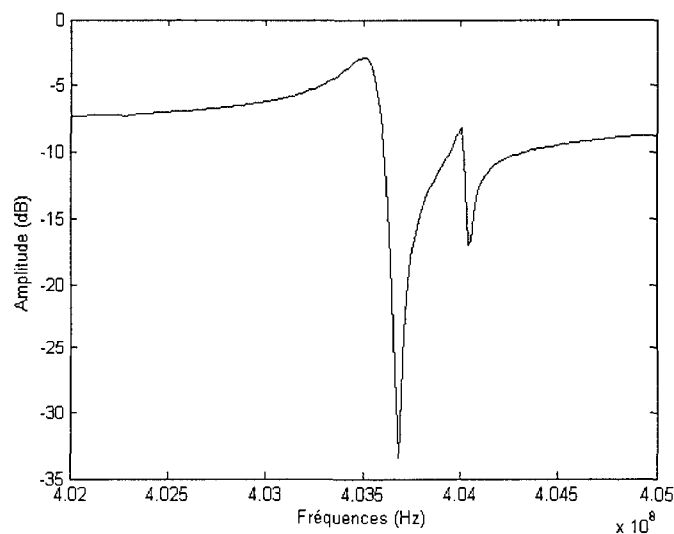


Figure 5.8 Amplitude du coefficient S(2,1) du SAW résonateur

On observe Figure 5.8 que l'atténuation est la moins élevée à la résonance série (403.395 MHz) et la plus élevée à l'antirésonance (403.635 MHz). On trace la partie réelle et imaginaire de l'impédance du résonateur (Figure 5.9) grâce à la relation (5.4).

$$\frac{Z_{11}}{Z_0} = \frac{1+s_{11}}{1-s_{11}} \quad (5.4)$$

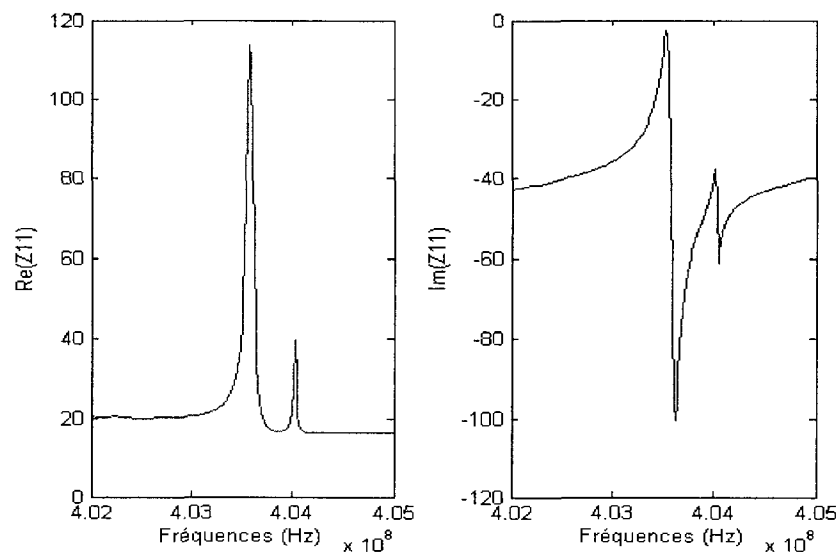


Figure 5.9 Partie réelle (a) et imaginaire (b) de l'impédance du résonateur SAW

On vérifie qu'à la résonance parallèle, la partie réelle de l'impédance est maximale et la partie imaginaire est nulle. On constate quelques différences par rapport au modèle idéal. La plus importante est une résonance parasite à 404.055MHz qui correspond à un mode d'excitation secondaire du SAW dépendant des dimensions des doigts inter-digités et de leur espacement. La résistance du SAW à la résonance série (403.395MHz) est de 26.5Ω contrairement au 20Ω pris en compte dans notre modèle.

En répétant les mêmes mesures avec le circuit intégré (CI) connecté avec les capacités C1 et C2, les valeurs obtenues sont légèrement différentes (Figure 5.10). On

constate que les pertes d'insertion sont plus importantes puisque le gain de transmission est de -4.95dB contre -2.25dB précédemment. La fréquence de résonance série est moins élevée (403.26 MHz).

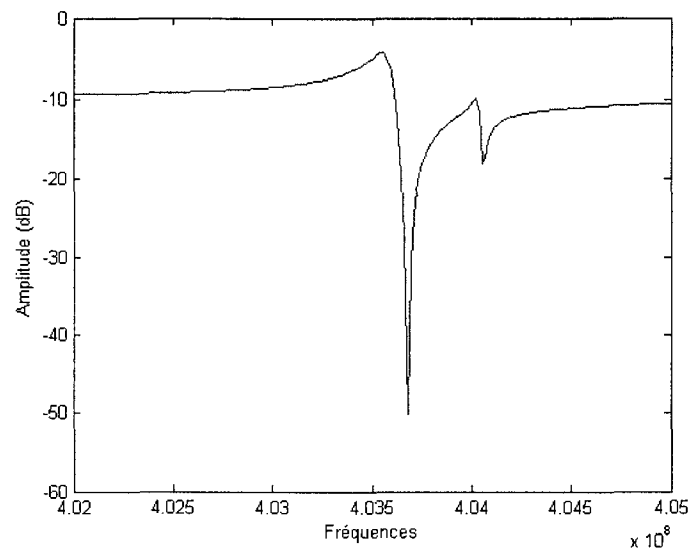


Figure 5.10 Amplitude du coefficient S(2,1) du résonateur SAW connecté au CI

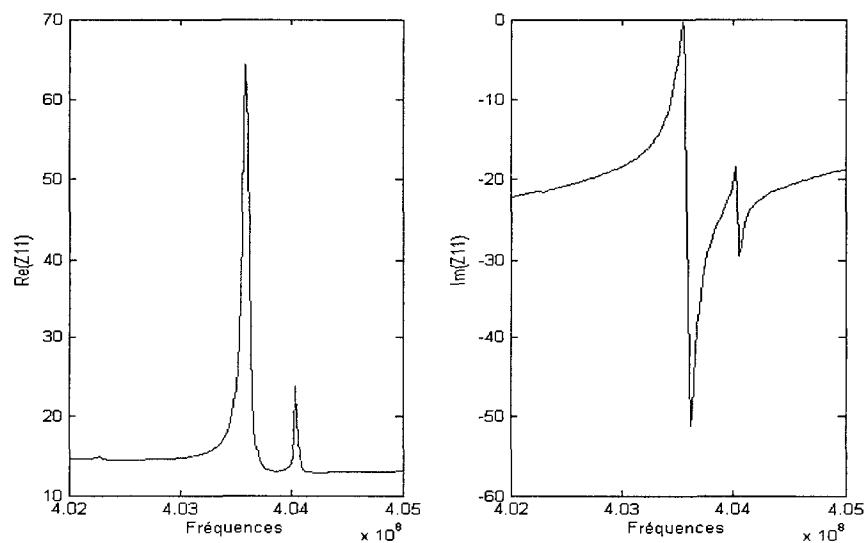


Figure 5.11 Partie réelle (a) et imaginaire (b) de l'impédance du SAW chargé

5.3.2 Résultat de mesure du transmetteur

Pour caractériser le circuit intégré, nous avons réalisé un circuit de test dédié dont l’empreinte est en annexe 3. Celle-ci a été conçue pour pouvoir mesurer le gain en boucle ouverte chargée de l’oscillateur tel que décrit à la Figure 5.12. Le deuxième circuit intégré comportant un transmetteur identique à celui testé permet de recréer la charge que verrait le résonateur SAW s’il était rebouclé en circuit fermé. Le circuit d’adaptation a été réglé pour obtenir le maximum de puissance en sortie en présentant une charge en sortie équivalente à celle du point G (Figure 4.20). Ne disposant que de certaines valeurs normalisées d’inductances (56nH, 68nH, 82nH), nous avons opté pour un réseau d’adaptation en π plus souple pour les réglages puisque C_7 offre la possibilité de varier la partie réactive de la charge et donc de diminuer ainsi la valeur de l’inductance équivalente du montage en L (Figure 5.12).

Les appareils utilisés pour les tests sont :

- Le générateur de signal Aeroflex IFR3413;
- L’analyseur de spectre HP3580A;
- L’analyseur de réseau RF Agilent 8753E ;
- Une alimentation DC régulée.

Pour réaliser les tests, nous avons réglé premièrement le réseau d’adaptation. En injectant un signal (433.55MHz, -20dBm) à l’entrée du circuit (Figure 5.12). Ceci a permis d’ajuster les valeurs de C_6 et C_7 afin d’obtenir l’amplitude maximale à la sortie

V_{ant} . Les valeurs des composants du réseau sont finalement : $C_6=410\text{fF}$, $L_1=69.5\text{nH}$ ($Q_s=22$) et $C_7=30\text{pF}$. La charge de sortie correspondante est $Z=224-0.361j$.

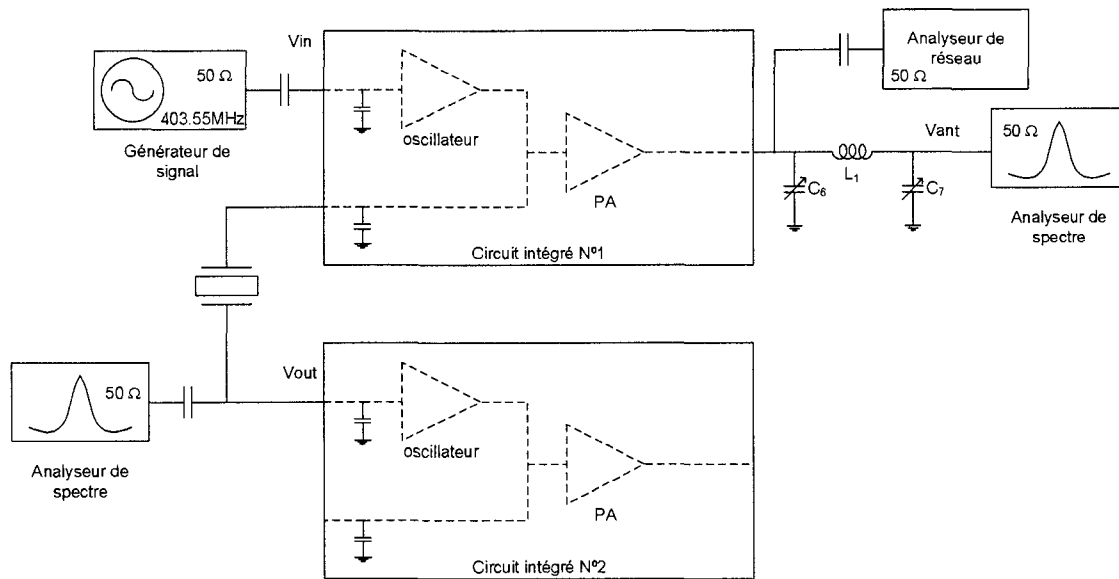


Figure 5.12 Schéma de test du transmetteur sans capacités et inductances parasites

Nous avons ensuite mesuré, pour différentes puissances P_{in} (dBm) et valeurs de signal Tune ($V_{t0,1}$), le gain du circuit en boucle ouverte chargé par les impédances des appareils de mesure. Le courant de polarisation est fixé par une alimentation DC régulée externe grâce à la tension V_{gsb} . Nous avons également mesuré la consommation de courant des transmetteurs. Les résultats de mesure pour $V_{gsb} = (0.51\text{V}; 0.52\text{V}; 0.53\text{V})$ sont récapitulés dans le Tableau 5.4. Les valeurs des courants reflètent la consommation des deux circuits additionnés. Le signal Tune servant à moduler la fréquence fonctionne en logique inverse : lorsqu'il est à 0, une capacité additionnelle de 213fF est connectée en parallèle de chaque côté du résonateur SAW.

Tableau 5.4 Résultats de mesure du transmetteur version A pour $V_{gs_b} = 0.50V, 0.51V, 0.53V$

Réglage de l'analyseur de spectre : Balayage=2sec; BW=300Hz, Plage couverte 3MHz											
Fréquence du générateur de signal : 403,55MHz											
V_{t0}	V_{t1}	P_{in} (dBm)	G_{Tout} (dB)			G_{Tant} (dB)			I (mA)		
V_{gs_b} (V)			0,51	0,52	0,53	0,51	0,52	0,53	0,51	0,52	0,53
0	0	-40	-9,3	-3,1	-7,5	-71,4	-71,4	-71,4	1,20	1,29	1,19
		-20	-10	-9,5	-8,8	-54,6	-54,6	-54,5	1,21	1,24	1,19
		-10	-12,9	-12,5	-12,5	-44,9	-44,7	-44,8	1,31	1,29	1,29
		-5	-13,6	-13,5	-13,2	-39,8	-39,8	-39,6	1,32	1,29	1,26
0	1.8	-40	-3,4	-2,7	-7,1	-69,5	-71,4	-70,5	0,35	0,39	0,43
		-20	-9,5	-9,2	-8,5	-53,9	-54,5	-54,5	0,36	0,38	0,45
		-10	-13,4	-12,7	-12,2	-44,5	-44,7	-44,5	0,35	0,39	0,51
		-5	-13,9	-13,7	-13,2	-39,5	-39,6	-39,6	0,32	0,39	0,52
1.8	1.8	-40	-3,5	-2,7	-6,6	-75,0	-68,5	-69,5	0,34	0,39	0,51
		-20	-7,8	-7,7	-8,3	-62,9	-54,7	-54,6	0,35	0,38	0,46
		-10	-12,9	-12,8	-12,1	-53,4	-44,8	-44,7	0,34	0,38	0,51
		-5	-13,9	-13,7	-13,4	-39,8	-39,8	-39,7	0,31	0,38	0,52
1.8	0	-40	-4,6	-8,1	-10,1	-69,6	-68,2	-71,3	1,25	1,30	1,19
		-20	-10,1	-9,5	-10	-54,5	-54,7	-54,6	1,25	1,23	1,19
		-10	-13,3	-12,5	-12,6	-44,7	-44,8	-44,8	1,30	1,28	1,28
		-5	-13,8	-13,6	-13,3	-39,7	-39,7	-39,7	1,30	1,29	1,26

On constate que selon le nombre de capacités commutées, le point de polarisation du pré-amplificateur change. C'est le cas pour $V_{t0,1}=(1.8,0)$ et $V_{t0,1}=(0,0)$ où un courant RMS important est consommé. Cet effet est dû à la nature de l'amplificateur constitué autour d'un circuit inverseur. La différence des résultats obtenus pour $V_{t0,1}=(0,1.8)$ et $V_{t0,1}=(1.8,0)$ peut s'expliquer par des tailles des transistors qui commutent les capacités : celui commandé par V_{t1} a une taille deux fois plus grande que celui commandé par V_{t0} . Cet écart n'est pas intentionnel et provient du fait que le système avait été pensé initialement pour commuter une capacité deux fois plus importante avec V_{t1} . Ce transistor devrait être dimensionné un peu plus grand pour réduire l'impédance en série avec la capacité.

D'autre part, on observe que la puissance délivrée est peu sensible à la tension de polarisation V_{gsb} . Le gain du circuit est plus élevé lorsque $V_{gsb}=0.52V$. Ceci concorde avec la valeur V_{gsb} de 514mV fixée lors de la conception. Le gain du circuit chargé est alors compris entre -2.7dB et -13.7dB selon la valeur de V_{in} . Il diminue proportionnellement à l'amplitude du signal d'entrée. Le gain du circuit est plus faible en raison de la charge de 50Ω des instruments de mesure à l'entrée et la sortie. Il est donc à comparer avec des simulations post-layout dans les mêmes conditions. Le faible écart avec les 0dB attendus laisse penser que les conditions sont presque réunies pour que l'oscillateur fonctionne correctement. Les pertes du résonateur plus importantes que prévues combinées avec celles induites par la carte de test et par la modélisation

approximative du « bonding » associé au package sont la cause du non respect des conditions pour déclancher l'oscillation.

Le courant mesuré lorsque $V_{t0,1}=(0,1.8)$ et $V_{t0,1}=(1.8,1.8)$ est compris entre $380\mu A$ et $390\mu A$ pour $V_{gsb}=520mV$ (soit $190-195\mu A$ pour un transmetteur) correspond à la consommation attendue pour l'oscillateur tel que décrit précédemment.

Nous avons réitéré la même procédure pour le transmetteur B. Les tests révèlent un gain très faible entre V_{in} et V_{out} . Les performances ne sont pas assez bonnes pour que l'oscillation prenne forme.

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Ce travail vient enrichir les développements précédents du laboratoire en matière de téléométrie. L'une des préoccupations majeures est maintenant la flexibilité pour permettre au patient de bouger librement. Cette dimension était exclue du lien inductif puisqu'il requiert que les deux bobines soient correctement alignées pour transmettre des données. Ce système actif consomme cependant une puissance plus importante que la modulation de charge. Le transmetteur radio-fréquence proposé est une première version d'un système d'émission sans fil, miniaturisé et qui a une faible consommation, permettant d'émettre sur plusieurs mètres et répondant aux contraintes médicales.

Dans cette étude, après avoir passé en revue les systèmes d'émission existants, nous avons identifié l'architecture et la modulation la plus adaptée à nos objectifs. La porteuse à 403.5 MHz a été choisie pour son faible taux d'affaiblissement dans les tissus. De plus, la bande de fréquence 402MHz-405MHz est disponible à utilisation libre et fait l'objet d'une norme spécifique aux systèmes de communication médicaux.

Afin d'éviter un système complexe de division de fréquence comme une PLL, nous avons utilisé un résonateur SAW fixant directement la fréquence d'oscillation. Un soin particulier a été apporté pour minimiser la consommation de l'oscillateur. Une amélioration du montage Pierce a été proposée à cette fin. Pour réduire au minimum la consommation de puissance, nous avons cherché à définir le point d'opération en fréquence pour lequel les pertes à contre sont minimales. Une méthode a été également proposée pour fixer le mode d'opération des transistors afin d'augmenter leur efficacité.

Enfin, un montage classe D a été conçu pour amplifier le signal ainsi que le réseau d'adaptation pour transmettre le maximum de puissance à l'antenne.

Ce travail contribue au développement de nouveaux systèmes de télémétrie à plusieurs niveaux. Premièrement, il approfondit la compréhension des oscillateurs. Deuxièmement, il apporte une nouvelle solution, respectant les contraintes exigées pour les systèmes de communication médicales, consommant moins de 5mW. Enfin, bien que l'oscillateur ne démarre pas spontanément, les résultats observés sont prometteurs. L'ajout d'un circuit de démarrage et une marge de gain supplémentaire pour contrer les pertes plus élevées qu'estimées dues aux imperfections du résonateur SAW, du circuit de test et des fils de liaison suffirait pour que l'oscillation prenne forme. Une modélisation plus fidèle des éléments parasites et leur influence sur les performances permettrait de mieux évaluer les marges nécessaires. En outre, plusieurs améliorations sont à apporter pour la réussite de ce projet.

En effet, en ce qui concerne l'oscillateur, la limitation principale du gain est la bande passante du système inférieure à la fréquence de résonance du SAW résonateur. La solution plus simple est donc de se diriger vers une technologie plus petite avec un f_T plus grand ou essayer d'augmenter la marge de gain en augmentant le courant.

Deuxièmement, le point de fonctionnement du circuit pourrait être mieux contrôlé avec un système de contre-réaction pouvant servir par la même occasion de circuit de démarrage pour apporter une résistance négative plus importante initialement afin que l'oscillation prenne forme. Le suiveur pourrait être mis à contribution pour diminuer l'impédance R_0 qui charge le SAW en augmentant son courant de polarisation. L'effet

serait de diminuer temporairement le facteur de qualité chargé et d'accélérer le démarrage de l'oscillateur.

Troisièmement, le montage classe D tel qu'il a été défini consomme beaucoup de courant pendant les transitions. Un autre circuit d'amplification, comme un oscillateur contrôlé par verrouillage de phase sur l'oscillateur, serait préférable. L'avantage serait de se servir du courant de polarisation pour fournir directement la puissance à l'antenne d'émission. Une autre solution serait un amplificateur de type C où un point de polarisation configurable pourrait contrôler le courant et donc la puissance de sortie.

Enfin, l'intégration du résonateur SAW en utilisant un procédé CMOS MEMS serait la meilleure solution pour supprimer les inductances parasites des fils de liaison. A défaut, connecter le résonateur sur le côté du circuit intégré le plus étroit, permettrait de diminuer la longueur de la liaison et donc son inductance. Une solution finale pourrait être de connecter directement le dé de silicium sur le circuit d'application pour s'affranchir des effets parasites et diminuer la taille du circuit.

RÉFÉRENCES

- [1] Güler N. F. and Übeyli E. D., “Theory and applications of biotelemetry”, *Journal of Medical Systems*, vol 26(2): 159-178, 2002.
- [2] Jeutter D. C., “Telecommunications for Health Care”, Biomedical Engineering Department Marquette University.
- [3] Bilas V., Santic A., and al, “A low-power wireless interface for human gait assessment”, *IEEE instrumentation and measurement tech. conference*, vol. 1:614-618, May 2003.
- [4] Voegeli F. A., Smale M. J., and al, “Ultrasonic telemetry tracking and automated monitoring technology for sharks”, *Environmental Biology of Fishes*, vol. 60:267–281, February 2001.
- [5] Milne PH., “Underwater Acoustic Positioning Systems”, Gulf. Publishing Company, Houston, USA. 1983.
- [6] Voegeli F.A., Pincock D.G., “Determination of fish swimming speed by ultrasonic telemetry”, *Biotelem and Patient Monitoring*, 7(3-4):215-20, 1980.
- [7] Voegeli F. A., Lacroix G. L., and al, “Development of miniature pingers for tracking Atlantic salmon smolts at sea”, *Hydrobiologia*, 371/372:35–46, 1998.
- [8] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection , “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300GHz)”, *Health Physics* 74 (4): 494-522; 1998.

- [9] Peter B., "The Ultra-Low-Power Wireless Medical Device Revolution", Zarlink Semiconductors (Medical Device Manufacturing), 1995.
- [10] Institut des standards de communication européen, "ETSI website"
<http://www.etsi.org>
- [11] Adams R.M., Fromme G. L., and al, "A microwatt VHF telemetry system for implantation in animals", Proceedings of the National Telemetry Conference, New Mexico, 1963.
- [12] Kavanagh D. A., "Development of miniature telemetry system", R. F. Communication, Inc. Rochester, N. Y., Report SAMJ-TDR-63-80, 1963.
- [13] Mackay R. S., "Biomedical telemetry", John Wiley & Sons, New York, 1968.
- [14] Fryer T.B., Sandler H., and al, "A multichannel implantable telemetry system", Med Res Eng., 8(2):9-15, Mar-Apr. 1969.
- [15] McCutcheon E.P., and al, "An inductively powered implantable multichannel telemetry system for cardiovascular data", Biotelemetry III, Proc. International Symp. On Biotelemetry, pp. 71-74, Academic Press, 1976.
- [16] Ko Wen H., Hynecek J., and al, "Single Frequency RF Powered ECG Telemetry System", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-26(2), Feb 1979.
- [17] Jeutter D., "A Transcutaneous Implanted Battery Recharging and Biotelemeter Power Switching System," IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-29(5): 314-321, May 1982.

- [18] P. Mohseni, K. Nagarajan, and al, "An Ultralight Biotelemetry backpack for recording EMG signals in Moths", IEEE trans. On Biomedical Engineering, vol. 48(6), June 2001.
- [19] Neukomm P.A., Kündig H., and al, "Passive telemetry by absorption modulation: a new principle for long-term trans-abdominal monitoring of pressure and EMG of the uterus of cows", Proceedings of the 10th International Symposium on Biotelemetry, pp. 488-496, July 1988.
- [20] Mueller J.S., Gyurcsik R.S., "Two novel techniques for enhancing powering and control of multiple inductively-powered biomedical implants", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 1:285-288, June 1997.
- [21] Djemouai A., Sawan M., "An Efficient RF Power Transfer and Bidirectional Data Transmission to Implantable Electronic Devices", IEEE-ISCAS, vol. 2:259-262, 1999.
- [22] Ghovanloo M., Najafi K., "A wideband frequency-shift keying wireless link for inductively powered biomedical implants," IEEE Transaction on Circuits and Systems I, Vol. 51(12):2374 –2383, December 2004.
- [23] Zhou L., Donaldson N., "A Fast Passive Data transmission Method for ENG Telemetry", Neuromodulation, vol. 6(2):116-121, April 2003.
- [24] Chaimanonart N., Suster M., and al, "Two-channel Data Telemetry with remote RF powering for high-performance wireless MEMS strain sensing applications", IEEE Sensors conference, pp. 285-288, Oct.-Nov. 2005.

- [25] McCreesh Z. and Evans N., "Radio telemetry of vaginal temperature", Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS), vol. 2:904-905, 1994.
- [26] McCreesh Z., Evans N., and al, "Vaginal temperature sensing using UHF radio telemetry", Medical Engineering & Physics, vol. 18:110-114, 1996.
- [27] Mohseni P., Nagarajan K., Ziaie B., Najafi K., and al, "An Ultralight Biotelemetry Backpack for Recording EMG Signals in Moths", IEEE Transactions on biomedical engineering, vol. 48(6):734-737, June 2001.
- [28] Kettlewell P.J., Mitchell M.A., and al, "An implantable radio-telemetry system for remote monitoring of heart rate and deep body temperature in poultry", Computers and Electronics in Agriculture, vol. 17:161, 1997.
- [29] Kocer F., Walsh P. M., and al, "Wireless, remotely powered telemetry in 0.25 μ m CMOS", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 339-342, 2004.
- [30] Valdastrì P., Menciassi A., and al, "An implantable telemetry platform system for in vivo monitoring of physiological parameters", IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine, vol. 8:271-278, September 2004.
- [31] Lien Microchip <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70091a.pdf>
- [32] DLima D.D., Townsend C.P., and al, "An implantable telemetry device to measure intra-articular tibial forces", Journal of Bio-mechanics, vol. 38:299-304, February 2005.

- [33] Neihart N. M., Harrison R. R., “Micropower Circuits for Bidirectional Wireless Telemetry in Neural Recording Applications”, IEEE Transactions on biomedical engineering, vol. 52(11), November 2005.
- [34] Chi B., Yao J., and al, “Low-Power Transceiver Analog Front-End Circuits for Bidirectional High Data Rate Wireless Telemetry in Medical Endoscopy Applications”, IEEE Transactions on biomedical engineering, vol. 54(7), July 2007.
- [35] Wang G., Liu W., and al, “Design and Analysis of an Adaptive Transcutaneous Power Telemetry for Biomedical Implants”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 52(10), October 2005.
- [36] Taub H., Schilling D.L., “Principle of Communication Systems”, McGraw-Hill House Publishers, pp. 482, 2nd edition, April 1986.
- [37] Oetting J.D., “A Comparison of Modulation Techniques for Digital Radio”, IEEE Trans. On Communication, vol. COM-27(12), Dec 1979.
- [38] Larson L.E., “RF and Microwave Circuit Design for Wireless Communication”, Artech House Publishers, 1996.
- [39] Laskar J., Matinpour B. and Chakraborty S., “Modern Receiver Front-Ends: Systems, Circuits, and Integration”, John Wiley & Sons, 2004.
- [40] Razavi B., “RF Microelectronics”, Prentice Hall PTR, Nov 1997.
- [41] Notor J., Caviglia A., Levy G., “CMOS RFIC ARCHITECTURES FOR IEEE 802.15.4 NETWORKS”, Cadence Design Systems, Inc., IEEE 2003.
- [42] Publications officielles concernant la gestion du spectre et télécommunications : Cahiers des charges sur les normes radioélectriques (CNR) <http://strategis.ic.gc.ca/>

- [43] Melly T., Porret A-S., Enz C., Vitoz E., "An Ultralow-Power UHF Transceiver Integrated in a Standard Digital CMOS Process: Transmitter". IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 36(3), March 2001.
- [44] Gupta S.K.S., Lalwani S., and al, "Towards a propagation model for wireless biomedical applications", ICC '03 IEEE International Conference on Communications, vol.3:1993-1997, 2003.
- [45] Kuster N., Balzano Q., "Energy Absorption Mechanism by Biological Bodies in the Near Field of Dipole Antennas Above 300 MHz", In IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 41(1), February 1992.
- [46] Herman P. S., "Interaction of microwave and radio frequency radiation with biological systems", IEEE Trans. On microwave theory and techniques, vol. MTT-19(2), February 1971.
- [47] Dimbylow P.J., "FDTD calculations of the whole-body averaged SAR in an anatomically realistic voxel model of the human body from 1MHz to 1GHz", Phys. Med. Biol., vol. 42:479-490, 1997.
- [48] Jeutter D. C., "Biomedical telemetry techniques," CRC Crit. Rev. Biomed. Eng., vol. 10, pp. 121–174, 1982.
- [49] Otis B.P., Rabaey J.M., "A 300 μ W 1.9GHz CMOS Oscillator Utilizing Micromachined Resonators", IEEE Journal on Solid State Circuits, July 2003.
- [50] Vittoz E., "CMOS analog integrated circuits based on weak inversion operation", IEEE journal of solid-state circuits, vol. 12(3), June 1977.

- [51] Binkley D. M., Hopper E., et al, "A CAD methodology for optimizing transistor current and sizing in analog CMOS design", IEEE transaction on computer-aided design of integrated circuits and systems, vol. 22(2), February 2003.
- [52] Tsividis Y., "Operation and Modeling of the MOS Transistor", 2nd ed. Boston: McGraw-Hill, 1999.
- [53] Jones David A., Ken M., "Analog Integrated Circuit Design", John Wiley & Sons, 1997.
- [54] Otis B.P., Chee Y.H., et al, "An Ultra-Low Power MEMS-Based Two-Channel Transceiver for Wireless Sensor Networks", Symposium on VLSI Circuits, Honolulu, HI, pp. 20-23, June 2004.

ANNEXE A

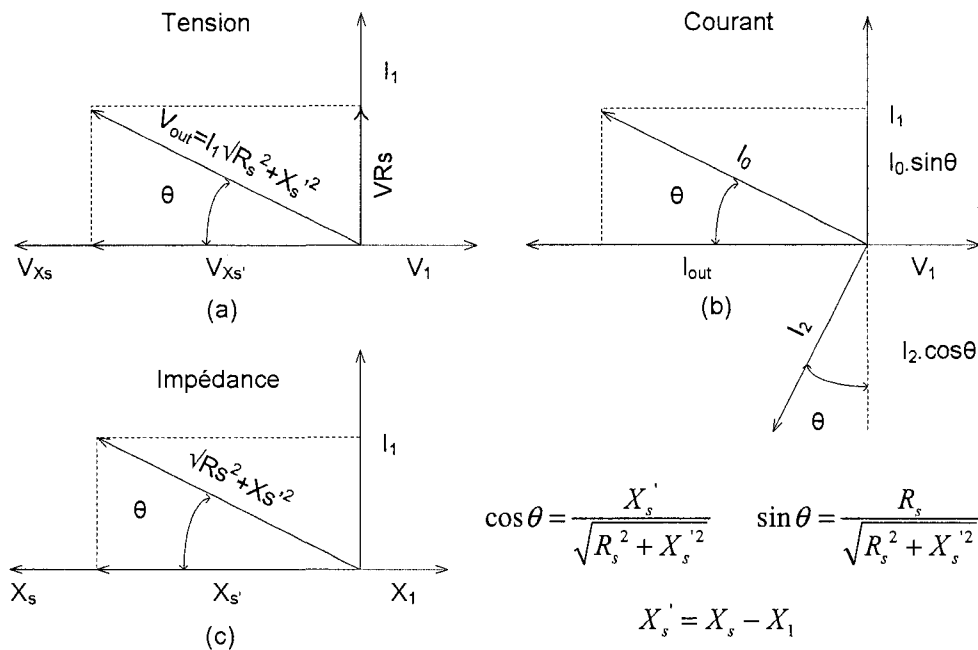


Figure A.1 Diagramme de phase en tension (a), courant (b), et impédance (c)

Sur ce diagramme, Figure A.1 (a), la tension V_1 est en retard de phase de 90 degrés par rapport à I_1 , X_1 étant capacitif. I_{out} est en opposition avec V_1 d'après l'hypothèse. $V_{Xs'}$ correspond à la partie réactive de la tension V_{out} d'après la loi des mailles. Le déphasage de V_{out} par rapport à V_{Xs} est défini par la tangente de la partie imaginaire X_s' sur la partie réelle R_s . Sur le diagramme des courants, Figure A.1 (b), I_0 est en phase avec $V_{out} = R_0 I_0$. I_2 est en avance de 90 degrés par rapport à V_{out} , X_2 étant capacitif et I_{out} est la somme opposée des courants I_0, I_1, I_2 .

En prenant cette dernière équation des courants sommés au nœud de sortie et en les projetant selon I_1 , on peut trouver une relation indépendante de i_{out} (Figure A.1 (b)) :

$$I_2 \cos \theta = I_1 + I_0 \sin \theta \quad (\text{A.1})$$

En remplaçant $\cos \theta$ et $\sin \theta$ par leur valeur, on trouve

$$I_2 \frac{X_s'}{\sqrt{R_s + X_s'}} = I_1 + I_0 \frac{R_s}{\sqrt{R_s + X_s'}} \quad (\text{A.2})$$

Puisque $V_{out} = I_1 \sqrt{R_s + X_s'}$ et $V_{out} = I_0 R_0 = I_2 X_2$,

$$I_1 \frac{X_s'}{X_2} = I_1 + I_1 \frac{R_s}{R_0}, \quad (\text{A.3})$$

De plus, $X_s' = X_s - X_1$

$$\text{D'où } X_s = X_2 \cdot \left(1 + \frac{R_s}{R_0}\right) + X_1 \quad (\text{A.4})$$

En posant,

$$X_s = \frac{1}{\omega C_L} = \frac{1}{\omega C_2} \left(1 + \frac{R_s}{R_0}\right) + \frac{1}{\omega C_1} \quad (\text{A.5})$$

$$\text{On obtient } C_L = \left(\frac{1}{C_2} \left(1 + \frac{R_s}{R_0}\right) + \frac{1}{C_1} \right)^{-1} \quad (\text{A.6})$$

En simplifiant l'expression (3-22) de la partie réactive du résonateur, on a

$$X_s(f) = \frac{X_m}{\left(1 - \frac{X_m}{X_0}\right)} \quad (\text{A.7})$$

Celle-ci est égale à X_{C_L} . En remplaçant X_s par X_{C_L} , on a $X_m \cdot X_0 = X_{C_L} (X_0 - X_m)$

$$\text{D'où } X_m = \frac{X_{C_L} X_0}{X_0 + X_{C_L}} = \frac{1}{\omega(C_0 + C_L)} \quad (\text{A.8})$$

$$\text{En remarquant que } X_m = \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} = \frac{1}{\omega C_s} \left(\frac{(\omega - \omega_s)(\omega + \omega_s)}{\omega_s^2} \right) = \frac{2(\omega - \omega_s)}{\omega^2 C_s} \quad (\text{A.9})$$

On obtient

$$f = f_s \left(1 + \frac{C_s}{2.(C_0 + C_L)} \right) \quad (\text{A.10})$$

ANNEXE B

Trois niveaux de liberté sont laissés au concepteur afin de choisir le transistor optimal pour l'opération désirée. Habituellement il s'agit du courant de drain I_D , de la largeur W et la longueur L du transistor. Cette représentation n'est cependant pas très pratique pour déterminer le point de fonctionnement du transistor. Une méthodologie basée sur le courant de drain, le coefficient d'inversion (IC) et la longueur L du transistor est préférable. L'utilisation de l'IC permet en effet de déterminer où se situe le transistor se situe dans sa zone de fonctionnement. Il représente une mesure normalisée du courant de drain I_D par rapport au courant au centre de la zone d'inversion modérée.

Lorsque la tension V_{GS} est bien inférieure à V_{th} , l'inversion de charge sous la grille ne se produit pas, empêchant la création du courant de diffusion. Le courant de drain correspond alors uniquement au courant aléatoire des porteurs de charge :

$$I_D = \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th} - \frac{V_{DS}}{2}) \cdot V_{DS} \quad (\text{B.1})$$

Dans la zone intermédiaire entre l'inversion forte et le régime faible inversion, l'inversion du canal se fait progressivement. Le modèle de diffusion de charge est alors utilisé pour prédire avec précision le nombre de porteurs de charge dans le canal [52].

$$Q_i = -C_{ox} \cdot (V_{GB} - V_{FB} - \psi_s + \frac{Q_B}{C_{ox}}) \quad (\text{B.2})$$

Où V_{FB} est la tension de fermi, ψ_s est le potentiel à la surface du silicium et Q_B représente les charges dans la région de déplétion.

A partir de cette expression il est possible de déduire en inversion faible la valeur du courant de drain I_D :

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot I_o \cdot \exp\left(\frac{V_{gs} - V_{th}}{n \cdot U_T}\right) \left(1 - \exp\left(\frac{-V_{ds}}{U_T}\right)\right) \quad (\text{B.3})$$

Où, n = facteur de pente

U_T = kT/q : tension thermique

I_o = $2\mu \cdot n_0 \cdot C_{ox} U_T^2$ courant spécifique

L'utilisation du modèle par diffusion de charge permet d'obtenir des résultats valides pour toutes les régions d'opérations. Ce modèle, plus compliqué, n'était pas nécessaire jusqu'à peu puisque la technologie n'offrait pas de fréquences de transit suffisamment grande pour pouvoir opérer dans ces zones.

Le modèle BSIM3v3 utilisé par la TSMC malheureusement n'emploie pas encore cette approche. Une interpolation est effectuée entre la faible inversion et la forte inversion.

ANNEXE C

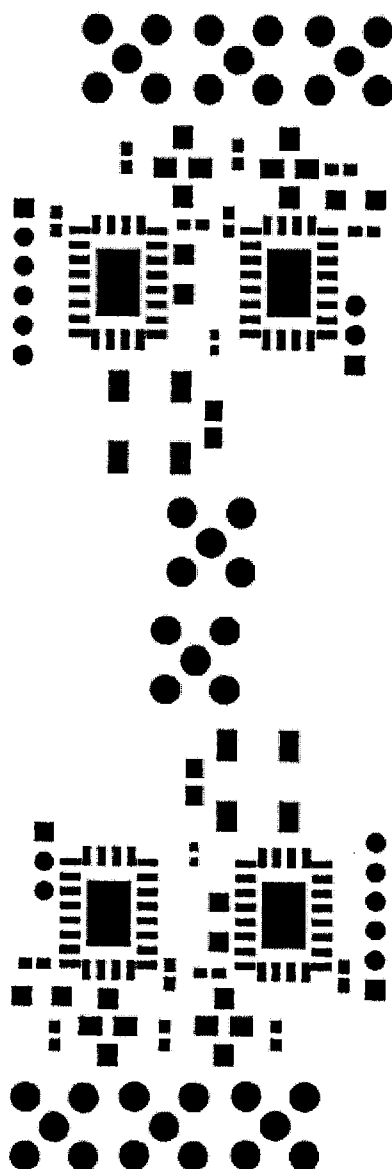


Figure C.1 Empreinte du PCB de test

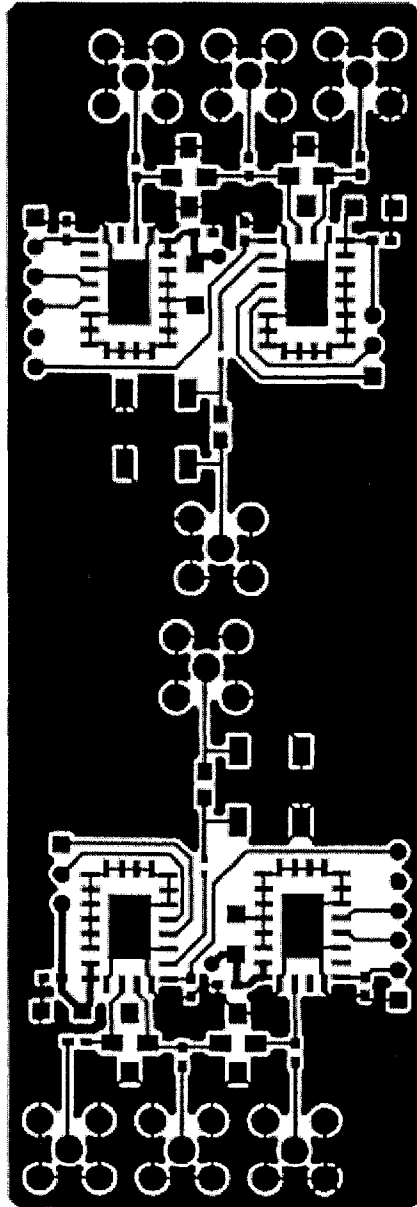


Figure C.2 Couche supérieure du PCB de test

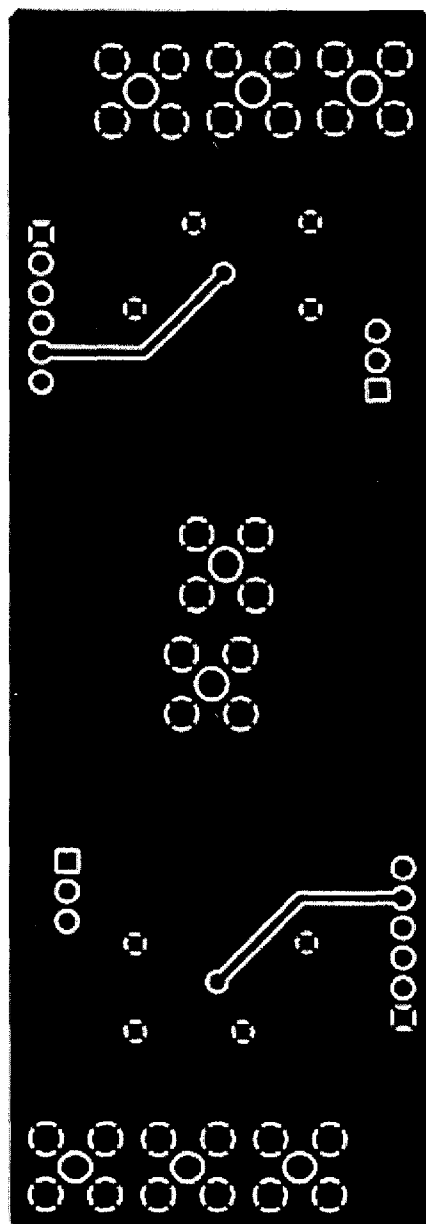


Figure C.3 Couche inférieure du PCB de test