



**HAL**  
open science

# Conception d'une tête radiofréquence auto adaptative au milieu de propagation pour les applications médicales

François Chan Wai Po

► **To cite this version:**

François Chan Wai Po. Conception d'une tête radiofréquence auto adaptative au milieu de propagation pour les applications médicales. Micro and nanotechnologies/Microelectronics. Université Sciences et Technologies - Bordeaux I, 2010. English. NNT: . tel-00585651

**HAL Id: tel-00585651**

**<https://theses.hal.science/tel-00585651>**

Submitted on 13 Apr 2011

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

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

N° d'ordre : 4052

# THESE

présentée à

## L'UNIVERSITE BORDEAUX 1

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

par Francis CHAN WAI PO

POUR OBTENIR LE GRADE DE

## DOCTEUR

SPECIALITE : MICRO-ELECTRONIQUE

Conception d'une tête radiofréquence auto adaptative au milieu de propagation pour les applications médicales

Thèse dirigée par Eric KERHERVE

Soutenue le 23 juillet 2010

Devant la commission d'examen formée de :

M. AMARA Amara, Professeur, ISEP	Président
M. O' CONNOR Ian, Professeur, Ecole Centrale de Lyon	Rapporteur
M. BLONDY Pierre, Professeur, Université de Limoges	Rapporteur
M. KERHERVE Eric, Professeur, Université Bordeaux 1	Directeur
M. PHAM Jean-Marie, Maître de Conférences, Université Bordeaux 1	Codirecteur
M. DEVAL Yann, Professeur, Université Bordeaux 1	Examineur
M. DE FOUCAULD Emeric, Docteur, CEA LETI MINATEC	Encadrant
M. DAL MOLIN Renzo, Directeur de recherche, ELA Medical	Invité
M. VINCENT Pierre, Chef du laboratoire ACR, CEA LETI MINATEC	Invité



## *Remerciements*



## **Remerciements officiels**

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein laboratoire ACR (Architecture & Conception Radiofréquence) du service CME (Conception pour les Micro technologies Emergentes) du CEA LETI MINATEC à Grenoble. Cette thèse, qui a officiellement débuté le 1<sup>er</sup> août 2006, a été financée par une allocation du CEA avec la participation de ELA Medical du Groupe SORIN.

Tout d'abord, je souhaite remercier Monsieur Jean-René LEQUEPEYS pour m'avoir accueilli dans son service et Monsieur Pierre VINCENT pour m'avoir accueilli dans son laboratoire afin de réaliser mes travaux de recherche, pour m'avoir fait partager son expérience, pour son soutien permanent, pour ses conseils techniques et humains.

Je remercie Monsieur Amara AMARA, Professeur à l'ISEP, pour avoir accepté d'être président de mon jury de thèse et pour m'avoir donné aujourd'hui l'opportunité de m'épanouir dans le domaine de la recherche et de l'enseignement.

Je remercie Monsieur Ian O'CONNOR, Professeur à l'Ecole Centrale de Lyon, Monsieur Pierre BLONDY, professeur à l'Université de Limoge, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'en être rapporteurs.

C'est avec plaisir que je remercie Monsieur Yann DEVAL, Professeur à l'Université de Bordeaux 1, pour avoir également accepté d'être jury de ma thèse.

Je remercie Monsieur Renzo DAL MOLIN, Monsieur Pascal PONS et Monsieur Régis PIERQUIN de la société ELA Médical du Groupe SORIN pour la confiance qu'ils m'ont témoigné tout au long de cet aventure et de m'avoir proposé ce sujet passionnant.

Je souhaite remercier très sincèrement, Monsieur Eric KERHERVE, mon directeur de thèse et professeur à l'Université de Bordeaux 1, Monsieur Jean-Marie PHAM, mon co-directeur de thèse et maître de conférence à l'Université Bordeaux 1, et Monsieur Emeric de FOUCAULD, mon encadrant de thèse au CEA, pour l'attention constante avec laquelle ils ont suivi ces travaux et pour les qualités humaines dont ils ont su faire preuve durant cette période de ma vie.

Enfin, je ne terminerai pas sans remercier toutes les personnes, qui ont contribué, à divers titres, au bon déroulement de cette thèse et en particulier l'ensemble des membres permanents du laboratoire ACR, l'ensemble des collègues doctorants et post-doctorants du service CME avec qui j'ai partagé de bons moments, mais aussi les stagiaires du laboratoire ACR, en particulier Mademoiselle Mouna EL BAKKALI avec qui j'ai eu le plaisir de travailler.

## ***Remerciements personnels***

Après les remerciements officiels, viennent les remerciements personnels. Tout d'abord je tiens à remercier du fond du cœur mon épouse Miadana Josia CHAN WAI PO pour son soutien permanent, pour ses conseils, pour avoir été à mes côtés et à mon écoute pendant les moments heureux et difficiles de cette aventure.

Je tiens à remercier très sincèrement ma tante Christine CHARPILLON et mon oncle Claude CHARPILLON à qui je dois tant et qui m'ont tant aidé, qui ont su répondre présents dans les moments difficiles de ma vie et qui m'ont permis d'en arriver là.

Je tiens enfin à dédier ce manuscrit à la mémoire de mes parents et de ma grand-mère.







## *Table des matières*



# Table des matières

<b>Remerciements.....</b>	<b>3</b>
<b>Introduction générale.....</b>	<b>15</b>
<b>1 LIMITES ET SOLUTIONS AUX PROBLEMES LIES A LA TELEMETRIE MEDICALE .....</b>	<b>21</b>
1.1 LIMITES DE LA COMMUNICATION SANS FIL DANS LES IMPLANTS CARDIAQUES.....	23
1.1.1 Généralités sur les stimulateurs cardiaques.....	23
1.1.2 Tête radiofréquence.....	25
1.1.2.1 Les standards de télécommunication.....	26
1.1.2.2 Emetteur radiofréquence .....	27
1.1.2.3 Canal de transmission.....	27
1.1.2.4 Récepteur radiofréquence.....	29
1.1.2.5 Bilan de liaison radiofréquence.....	30
1.1.3 Impact des tissus humains sur la tête radiofréquence .....	32
1.1.3.1 Antenne .....	33
1.1.3.2 Tissus et modèles humains.....	33
1.1.3.3 Atténuation du signal dans le tissu.....	34
1.1.3.4 Caractérisation de l'impédance d'antenne .....	36
1.1.3.5 Pertes de désadaptation .....	37
1.2 LIMITATIONS DES SOLUTIONS EXISTANTES.....	39
1.2.1 Spécification du cahier de charge.....	39
1.2.2 Adaptation automatique d'impédance d'antenne.....	39
1.2.2.1 Adaptation sans coupleur .....	40
1.2.2.2 Adaptation avec coupleur.....	42
1.3 PROPOSITION D'UNE APPROCHE VECTORIELLE DE L'ADAPTATION AUTOMATIQUE D'IMPEDANCE .....	51
1.3.1 Inconvénient de la détection scalaire .....	51
1.3.2 Principe de la détection vectorielle .....	52
1.4 CONCLUSION.....	55
<b>2 ADAPTATION VECTORIELLE AUTOMATIQUE D'IMPEDANCE D'ANTENNE .....</b>	<b>57</b>
2.1 INTRODUCTION.....	59
2.2 SYSTEME AUTO ADAPTATIF VECTORIEL D'IMPEDANCE.....	60
2.2.1 Description .....	60
2.2.2 Module de détection .....	61
2.2.2.1 Choix du dipôle de détection.....	61
2.2.2.2 Valeur de la capacité de détection.....	62
2.2.3 Réseau d'adaptation d'impédance variable.....	65
2.2.3.1 Principe de l'adaptation d'impédance .....	65
2.2.3.2 Architecture du réseau d'adaptation d'impédance variable .....	66
2.2.4 Système de mesure de la désadaptation .....	69

2.2.4.1	Extraction matérielle .....	69
2.2.4.2	Extraction algorithmique.....	70
2.2.5	Architecture du système vectoriel auto adaptatif d'impédance .....	71
2.3	<i>ANALYSE DES IMPERFECTIONS</i> .....	73
2.3.1	Analyse du bruit .....	73
2.3.1.1	Bruit dans les atténuateurs hyperfréquences .....	73
2.3.1.2	Bruit du système auto adaptatif d'impédance .....	74
2.3.2	Etude de la dynamique et de la sensibilité du système .....	76
2.3.2.1	Evaluation de la dynamique nécessaire.....	76
2.3.2.2	Sensibilité et dynamique au point de compression à 1dB.....	77
2.3.2.3	Distorsions AM/AM et AM/PM .....	77
2.4	<i>UNITE DE CONTROLE</i> .....	81
2.4.1	Calcul des impédances .....	82
2.4.2	Calcul du réseau d'adaptation d'impédance optimal .....	84
2.5	<i>SIMULATION SYSTEME DU RESEAU D'ADAPTATION D'IMPEDANCE</i> .....	85
2.5.1	Co-simulation ADS Designer – Ptolemy .....	85
2.5.2	Résultats de la co-simulation.....	86
2.6	<i>CONCLUSION</i> .....	88
<b>3</b>	<b><i>ETUDE ET SYNTHÈSE DU RESEAU D'ADAPTATION D'IMPEDANCE</i></b>	
	<b><i>VARIABLE</i> .....</b>	<b>91</b>
3.1	<i>INTRODUCTION</i> .....	93
3.2	<i>METHODOLOGIE D'ADAPTATION AUTOMATIQUE D'IMPEDANCE</i> .....	94
3.2.1	Description du réseau d'adaptation .....	94
3.2.2	Transformation du réseau d'adaptation.....	94
3.2.3	Choix de la valeur de l'inductance L .....	96
3.2.4	Technique de conception du réseau d'adaptation d'impédance.....	97
3.2.5	Réseau d'adaptation à plusieurs étages .....	101
3.2.6	Calculs et résultats de simulation .....	102
3.3	<i>ANALYSE DU COEFFICIENT DE QUALITE ET DU RENDEMENT DU RESEAU</i> .....	105
3.3.1	Définition du facteur de qualité nodal.....	105
3.3.2	Analyse du rendement du réseau d'adaptation d'impédance .....	106
3.3.3	Calculs et résultats de simulation .....	108
3.3.3.1	Comparaison entre la théorie et la simulation.....	108
3.3.3.2	Plage de variation du rendement .....	109
3.3.3.3	Rendement d'un réseau à deux étages.....	110
3.4	<i>DISCUSSION DES CHOIX LIES AU RESEAU D'ADAPTATION VARIABLE</i> .....	112
3.4.1	Identification des technologies existantes .....	112
3.4.1.1	Technologie CMS .....	112
3.4.1.2	Technologie CMOS intégré .....	112
3.4.1.3	Technologie IPAD.....	113
3.4.2	Condensateurs variables.....	113
3.4.2.1	Varactor.....	113
3.4.2.2	Banque de capacités commutées .....	113
3.4.3	Inductances variables .....	114
3.4.3.1	J-Inverter .....	114
3.4.3.2	Inductances MEMS .....	115
3.5	<i>CONCLUSION</i> .....	116

<b>4</b>	<b>REALISATION D'UN DEMONSTRATEUR HYBRIDE DANS LA BANDE MEDICALE MICS.....</b>	<b>119</b>
4.1	INTRODUCTION.....	121
4.2	ARCHITECTURE DU DEMONSTRATEUR.....	122
4.2.1	Description .....	122
4.2.2	Photographie du démonstrateur.....	123
4.2.3	Modélisation électromagnétique de la ligne de transmission.....	124
4.2.3.1	Description du support FR4 .....	124
4.2.3.2	Modélisation électromagnétique sous Momentum .....	125
4.3	OUTILS DE SYNTHÈSE.....	128
4.3.1	Microcontrôleur ADUC 7026 .....	128
4.3.2	Développement de l'unité de contrôle .....	129
4.3.3	Performances de l'unité de contrôle.....	131
4.4	BANC DE TEST ET MESURE.....	133
4.4.1	Banc de mesure expérimental .....	133
4.4.2	Procédure expérimentale .....	133
4.4.3	Mesure du coefficient de réflexion.....	134
4.5	CONCLUSION.....	136
<b>5</b>	<b>CONCEPTION DU CIRCUIT INTEGRE EN CMOS 0.13MM DANS LA BANDE ISM 2.4GHZ .....</b>	<b>139</b>
5.1	INTRODUCTION.....	141
5.2	ARCHITECTURE ET SYNTHÈSE DES PRINCIPAUX BLOCS RADIOFREQUENCES.....	142
5.2.1	Amplificateur de puissance .....	143
5.2.2	Module de changement de fréquence.....	145
5.2.2.1	Mélangeur.....	146
5.2.2.2	Filtre GmC faible consommation.....	148
5.2.2.3	Linéarité et sensibilité .....	154
5.2.3	Atténuateur différentiel .....	156
5.2.4	Réseau d'adaptation variable intégré .....	156
5.3	RESULTATS DE SIMULATION.....	160
5.3.1	Intégrité des données .....	160
5.3.2	Résultat de calcul de l'impédance d'antenne .....	161
5.3.3	Coefficient de réflexion et pertes d'insertion.....	161
5.3.4	Evaluation de la consommation .....	163
5.4	RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	164
5.5	CONCLUSION.....	171
	<b>Conclusion et perspectives.....</b>	<b>173</b>
	<b>Annexes.....</b>	<b>181</b>
	<b>Bibliographie.....</b>	<b>187</b>
	<b>Valorisation.....</b>	<b>195</b>
	<b>Glossaire.....</b>	<b>201</b>



## *Introduction générale*





La miniaturisation de l'électronique permet son utilisation croissante dans le domaine médical, en particulier dans les applications liées aux implants cardiaques. Ces applications permettent d'améliorer le diagnostic et le traitement du patient. Afin d'assurer un service de qualité croissante, les nouvelles générations d'implant cardiaque intègrent une tête radiofréquence. Cette dernière permet de transmettre des données médicales au médecin à travers une station de base. Cette tête radiofréquence présente une consommation réduite pour garantir une durée de vie suffisante à la batterie. Les spécifications sont alors relâchées et la portée du dispositif est réduite. Malheureusement, le système, en particulier l'antenne, est fortement affecté par les tissus humains et par la position du corps humain. L'impédance de l'antenne va alors varier et des pertes de désadaptation entre l'antenne et la tête radiofréquence vont réduire le rendement du dispositif. Parce que les spécifications sont déjà réduites pour garantir une durée de vie maximale à la batterie, il arrive que la tête radiofréquence ne puisse plus transmettre aucune information en cas de désadaptation.

Des études ont démontré qu'il était tout à fait possible de pallier ce problème sans avoir à sur-spécifier la conception du dispositif en développant des têtes radiofréquences auto adaptatives à la variation de l'impédance de l'antenne. Par exemple, une première étude menée par J. de Mingo [MVC04] a démontré qu'en insérant un coupleur bidirectionnel dans la chaîne de transmission radiofréquence, il était possible de détecter toute désadaptation pour ensuite la réduire par une méthode logicielle et de façon itérative. Cependant, cette étude a utilisé un coupleur difficilement intégrable sur silicium. De plus, la méthode itérative est lente et la consommation du dispositif est importante. Une deuxième étude a été menée par H. Song [SOA07]. Cette étude a aussi utilisé un coupleur pour détecter toute désadaptation. L'information détectée est traitée par une méthode matérielle et de façon itérative. Les pertes ont été réduites et le rendement a été amélioré. Cependant cette méthode utilise un coupleur difficilement intégrable. De plus, la méthode itérative lente a l'inconvénient de consommer et la partie matérielle additionnelle est complexe. Le bilan de ces études montre qu'il est tout à fait possible de concevoir des têtes radiofréquences optimisées en faisant de l'auto adaptation d'impédance. Cependant les études menées sont difficilement intégrables et présentent une consommation trop importante pour nos applications. C'est ce qui justifie cette étude qui consiste à développer une tête radiofréquence optimisée en intégration, en consommation et auto adaptative quelque soit l'impact que peut avoir le milieu de fonctionnement sur l'antenne, en particulier l'impact du milieu humain sur l'antenne.

La démarche a consisté à développer une méthode nouvelle d'auto adaptation d'impédance d'antenne efficace et intégrable pour les applications de télémétrie médicale. Cette méthode est basée sur une détection vectorielle et permet d'optimiser le dispositif en une seule itération ou encore de façon directe. Des informations issues de la chaîne d'émission d'une tête radiofréquence sont détectées et traitées de façon logicielle pour permettre la mesure

d'impédance et en particulier celle de l'antenne. Connaissant l'impédance de l'antenne à adapter à celle du front-end radiofréquence, nous avons ensuite développé un algorithme pour adapter ces deux impédances et de permettre ainsi un transfert de puissance optimisé de la source vers la charge. Les premiers résultats obtenus ont clairement démontrés la faisabilité d'un tel dispositif, mais néanmoins, une étude et une synthèse du réseau d'adaptation variable a été nécessaire dans le but de proposer une solution de calcul de la configuration optimale du réseau d'adaptation de façon simple et d'optimiser ainsi le temps de calcul et la taille mémoire requise pour son implémentation dans un processeur. Des études complémentaires sur le rendement et la reconfigurabilité des réseaux d'adaptation d'impédance ont également été menées pour mieux appréhender sa réalisation. Nous avons par exemple démontré qu'un réseau d'adaptation peu sélectif à faibles facteurs de qualité fournit un rendement meilleur en présence de composants à pertes. À ce stade de notre démarche, la réalisation d'un démonstrateur hybride dans la bande médicale MICS a permis de valider nos études mais la longueur importante des lignes radiofréquences par rapport à la longueur d'onde du signal en conception hybride a montré un intérêt fort de réaliser un démonstrateur intégré. Nous nous sommes alors orienté vers la réalisation d'une solution intégrée en utilisant la technologie CMOS 0.13 $\mu$ m de chez ST Microelectronics. Sa conception inclut celle des blocs principaux de la radiofréquence comme les amplificateurs de puissance, les mélangeurs ou encore les filtres GmC à temps continu. Les résultats de simulations ont démontré que l'impédance de l'antenne est extraite avec une erreur faible inférieur à 5%. Suite à l'exécution du processus de calibration automatique d'impédance, nous obtenons un système parfaitement calibré atteignant des coefficients de réflexion jusqu'à -30dB avec un temps de calibration réduit et une consommation faible. Ces travaux de recherche ont été valorisés par deux brevets, par trois articles dans des revues internationales ainsi que de cinq articles dans des conférences internationales.

Ce mémoire est sub-divisé en cinq chapitres. En premier lieu, une brève présentation des limites liées à la télémétrie médicale et des solutions existantes est abordée pour mieux positionner le nouveau concept d'adaptation vectorielle automatique d'impédance que nous proposons. Le second chapitre propose une architecture de l'adaptation vectorielle automatique d'impédance. Cette architecture est constituée d'une partie matérielle et d'une partie logicielle. C'est donc dans ce chapitre que nous justifions les choix techniques liés à l'architecture et analysons les imperfections liées à sa conception. Des simulations systèmes sont présentées afin d'illustrer les premiers résultats. Le troisième chapitre consiste en une étude théorique du réseau d'adaptation d'impédance variable. Nous proposons dans ce chapitre une méthode de synthèse nouvelle de réseau d'adaptation d'impédance qui facilite son étude et l'implémentation de l'unité de contrôle de notre architecture. Une étude détaillée du rendement des réseaux d'adaptation est également proposée pour mettre en évidence les

paramètres qui sont à l'origine de sa dégradation. Cette étude va permettre de mieux appréhender sa réalisation future et le choix lié à la technologie à utiliser. Le quatrième chapitre présente un démonstrateur hybride réalisé dans le but de valider le concept dans un environnement réel, d'identifier les problèmes auxquels nous serons confrontés lors de sa réalisation, et de permettre ainsi de proposer les solutions les mieux adaptées. Un dernier chapitre est consacré à la conception du dispositif au niveau transistor en tenant compte des contraintes de faible consommation et d'intégration requises par les applications des implants cardiaques. Des résultats de simulations sont présentés dans ce chapitre ; mais aussi des résultats de mesures réalisées sur un premier circuit silicium.



# *Chapitre 1*

## *Limites et solutions aux problèmes liés à la télémétrie médicale*



## 1.1 Limites de la communication sans fil dans les implants cardiaques

### 1.1.1 Généralités sur les stimulateurs cardiaques

Depuis la fin du XVIII<sup>ème</sup> siècle, il est démontré que la stimulation électrique d'un nerf provoque la contraction du muscle relié à ce nerf [Mor64, Duc72]. Des stimulations électriques du cœur par voie externe ont ensuite été tentées depuis 1872. Grâce à la miniaturisation croissante de l'électronique, les premiers modèles de stimulateur cardiaque ou pacemaker totalement implantable voient le jour à partir des années 1950. Le premier stimulateur cardiaque a été implanté en octobre 1958, en Suède, par le Dr Elmqvist et le Dr Ake Senning. Il s'agit d'une pile logée sous la peau et chargée de stimuler un cœur trop lent grâce à des sondes reliées au cœur (Figure 1.1). Il permet chaque année de sauver des milliers de vie.

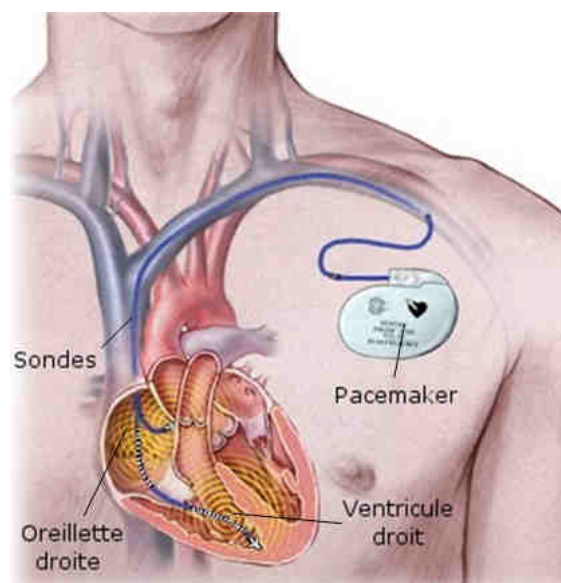


Figure 1. 1. Modèle d'implantation de stimulateur cardiaque

Depuis les années soixante, les pacemakers ont connus plusieurs évolutions majeures avec l'apparition des sondes endocavitaires et l'invention des premiers appareils avec fonction d'écoute. Dans les années 1970, les premiers stimulateurs programmables par un boîtier externe ont été mis au point ainsi que les premiers stimulateurs double-chambre (avec une sonde dans l'oreillette et une dans le ventricule). Le premier défibrillateur implantable est créé en 1985. Un défibrillateur est un stimulateur cardiaque qui permet en plus une prévention de



la mort subite par l'administration d'un choc électrique fourni au niveau d'une électrode située dans le ventricule droit.

Grâce à une diminution de son volume et de son coût, rendues possible par la miniaturisation de l'électronique, les stimulateurs cardiaques commencent à avoir un véritable développement clinique vers 1985. De nos jours, les stimulateurs cardiaques sont les organes artificiels les plus au point et les plus répandus. Quelques 30000 stimulateurs cardiaques sont implantés chaque année en France.

Face à la demande croissante et afin d'offrir un service de qualité croissante, les implants cardiaques sont rentrés, depuis le début du XXI<sup>ème</sup> siècle, dans l'ère de la télésurveillance. La télésurveillance des implants cardiaques (Figure 1.2) permet aux patients de recevoir des soins de haute qualité, peu importe où ils se trouvent. Elle permet d'améliorer l'efficacité clinique et de réduire les coûts associés aux visites cliniques pour les patients.

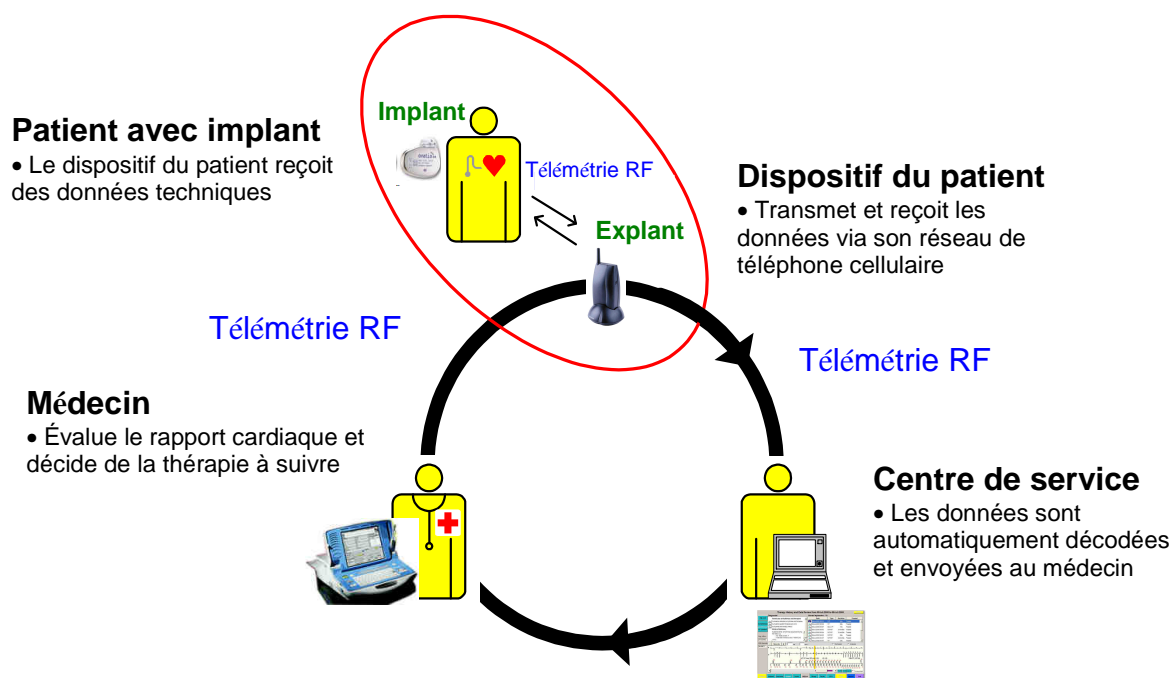


Figure 1. 2. Principe de télésurveillance des implants cardiaques

Cette nouvelle génération d'implant médical intègre des têtes radiofréquences, transmet des données de diagnostic, de traitement et des données techniques à un récepteur externe qui, en retour, les achemine à un serveur sécurisé. Les professionnels de la santé peuvent ensuite accéder en toute sécurité à cette information, de partout dans le monde, en vue de procéder à une analyse précise et opportune de l'état du patient et de poser un diagnostic de suivi.

La conception et le développement de tels dispositifs électroniques dédiés aux implants cardiaques sont régis par des règles très strictes en termes de santé humaine et de performance. Ces règles sont en outre établies par des organismes de régulation tels que « World Health Organization » [WHO03], ou encore « l'Agence Française de Sécurité Sanitaire des Produits de Santé » [AFSSAPS].

Des contraintes fortes sont ainsi appliquées au développement de la tête radiofréquence permettant la télésurveillance des implants cardiaques. Sa conception, le choix de son architecture et celui de la technologie doivent répondre aux conditions suivantes :

- Réduction de la consommation et de la taille ;
- Réduction du coût de la matière (nombre de puces et composants) ;
- Réduction des performances mais avec un rendement fort ;
- Contrainte forte en consommation et en intégration ;
- Délai d'arrivée sur le marché réduit.

### 1.1.2 Tête radiofréquence

Une tête radiofréquence est développée pour permettre une « communication à distance » par voie hertzienne. Elle est souvent composée d'un émetteur et d'un récepteur radiofréquence afin de transmettre et/ou de recevoir un signal, porteur d'information, via un canal de transmission comme l'illustre la Figure 1.3.

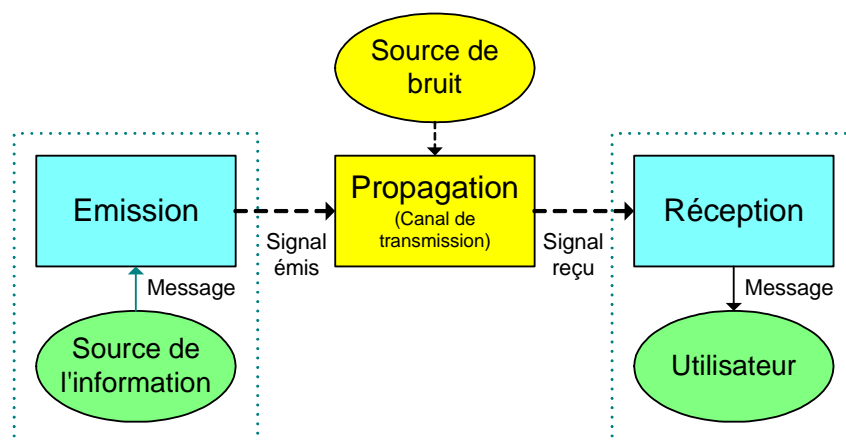


Figure 1. 3. Topologie d'une transmission

La source d'information est transmise via l'émetteur dans un canal de transmission. Le signal électromagnétique porteur d'information utilise la voie hertzienne comme canal de transmission. Son utilisation est soumise à des règles dictées par des standards de télécommunication. Lors de sa propagation, le signal peut être soumis à des perturbations ou à

des « sources de bruit ». Après avoir traversé le canal de transmission, le signal porteur d'information est finalement capté par le récepteur et traduit en un message compréhensible par l'utilisateur.

### **1.1.2.1 Les standards de télécommunication**

Une communication utilisant un canal de transmission hertzien est soumise à des standards de télécommunication établis par la « Federal Communications Commission » (FCC) aux Etats-Unis et par l' « European Telecommunications Standards Institute » (ETSI) en Europe pour une meilleure régulation des télécommunications. En France, les télécommunications sont régulées par l' « Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes » (ARCEP).

Il existe aujourd'hui des bandes de fréquences utilisables pour les applications dédiées aux implants cardiaques : la bande « Medical Implant Communications Service » (MICS) [FCC02] et les bandes libre « Industrielles, Médicales et Scientifiques » (ISM) [CFR47].

La norme « Medical Implant Communications Service » a vu le jour dans les années 1990 afin de répondre au développement et aux contraintes fortes liées à la télémétrie médicale dans les implants médicaux. Cette bande allouée aux implants médicaux est comprise entre 402MHz et 405MHz et est divisée en 10 canaux de 300kHz. Des règles strictes en termes de puissance d'émission ou d'occupation spectrale du signal à transmettre doivent être appliquées afin d'éviter d'endommager le tissu humain ou de générer des interférences dans les canaux voisins :

- La puissance d'émission isotrope rayonnée (EIRP) maximale est de 25 $\mu$ W ;
- L'occupation spectrale est limitée à 300kHz ;
- Les transmissions hors bande ou dans la bande de largeur spectrale supérieure à 300kHz sont soumises à condition et doivent être atténuées ;
- La tête radiofréquence doit garantir une stabilité en fréquence de +/-100ppm autour de la fréquence de fonctionnement.

Les bandes « Industrielles, Médicales et Scientifiques » sont aussi ciblées par la télémétrie médicale, et en particulier les bandes ISM 860MHz, ISM 910MHz et ISM 2.4GHz. Ces bandes de fréquences sont utilisées librement et ne sont pas soumises à des réglementations strictes. Seules la puissance d'émission et l'excursion en fréquence doivent remplir certaines conditions selon l'application. Il est important de noter qu'il n'existe pas à ce jour de règles dédiées aux implants médicaux dans les bandes ISM.

### 1.1.2.2 Emetteur radiofréquence

Une tête radiofréquence [Raz97] comprend un émetteur dont l'architecture simplifiée est représentée sur la Figure 1.4. Il est utilisé pour transmettre un signal porteur d'informations dans un canal de transmission hertzien via une antenne.

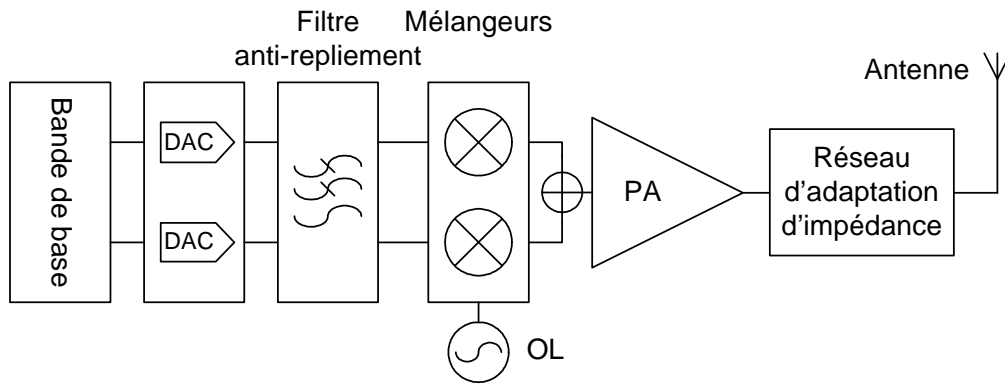


Figure 1. 4. Architecture simplifiée d'un émetteur radiofréquence

La chaîne d'émission comprend des convertisseurs numériques analogiques (DAC), des mélangeurs, un amplificateur de puissance (PA) [RAC03] et un réseau d'adaptation d'impédance entre l'amplificateur de puissance et l'antenne. Le signal à transmettre est codé et modulé de façon à occuper efficacement la bande de fréquence allouée par les organismes de régulation des télécommunications. L'onde électromagnétique porteuse d'information est ensuite envoyée dans un canal de transmission hertzien. La puissance d'émission du signal électromagnétique rayonnée à la sortie de l'antenne est donnée par :

$$P_{EIRP} = P_{PA} - P_{insertionTX} + G_{antenne} \quad (1.1)$$

où  $P_{PA}$  représente la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance en dBm,  $P_{insertionTX}$  les pertes d'insertion du système émetteur en dB et  $G_{antenne}$  le gain en puissance de l'antenne en dB.

### 1.1.2.3 Canal de transmission

Un canal de transmission hertzien est le support utilisé par une liaison radiofréquence. Cependant, dans un canal de transmission hertzien, le signal porté par l'onde électromagnétique est soumis à des perturbations diverses :

- Atténuation ;
- Fading ;
- Interférences.

Une atténuation dans le canal de transmission hertzien correspond à un affaiblissement de la puissance du signal électromagnétique lorsqu'elle parcourt une distance. Elle dépend des propriétés du milieu de propagation, telles que l'affaiblissement et l'absorption, mais aussi de la distance de communication. L'expression de cette atténuation est donnée par la formule suivante [COST99] :

$$Attenuation(dB) = 10 n \log(d) + [-10 \log(K) + 10 b \log(f)] \quad (1.2)$$

avec  $n$  l'exposant d'affaiblissement,  $d$  la distance au transmetteur en m,  $K$  et  $b$  des pseudo constantes qui dépendent du milieu et  $f$  la fréquence du signal en Hz.

Dans le vide, et pour des distances de communication de courtes portées, c'est-à-dire inférieures ou égales à 8m, comme dans le cas de la télémétrie médicale, on a  $n=2$ ,  $b=2$  et  $K=(c/4\pi)^2$ , avec  $c=3.10^8 m.s^{-1}$ . L'expression de l'atténuation devient alors [Mar99] :

$$Attenuation(dB) = 20 \log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \quad si \ d \leq 8m \quad (1.3)$$

où  $\lambda=c/f$  est la longueur d'onde du signal radiofréquence en m.

Le « *fading* » est un phénomène d'évanouissement du signal radiofréquence. Ce phénomène de fading est principalement dû aux interférences destructrices entre trajets (Figure 1.5) arrivant simultanément au récepteur avec des phases opposées. Bien qu'il soit difficile de quantifier ce phénomène aléatoire, le concepteur doit en tenir compte lors du bilan de la liaison radiofréquence.

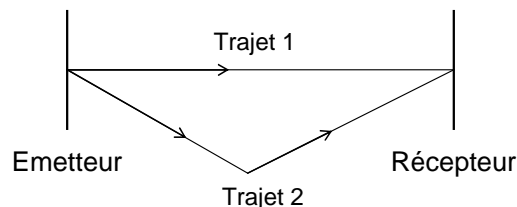


Figure 1. 5. Transmission multi trajets

Des interférences peuvent affecter notre signal. Elles correspondent à toutes les perturbations externes provoquées par des dispositifs fonctionnant dans la même gamme de fréquence. On distingue deux types d'interférences :

- Des interférences dans les canaux adjacents ;
- Des interférences de co-canal.

Les interférences dans les canaux adjacents sont normalement filtrées par le front-end du récepteur radiofréquence. Les critères de sélectivité sont dictés par les standards de communication selon les applications. Contrairement aux interférences dans les canaux

adjacents, les interférences de co-canal ne sont pas filtrées. Leurs impacts sur la qualité de l'information peuvent être réduits lors du traitement du signal reçu en bande de base.

### 1.1.2.4 Récepteur radiofréquence

Le récepteur radiofréquence [Raz97] dont une architecture simplifiée est représentée sur la Figure 1.6 est utilisé pour capter le signal porteur d'information.

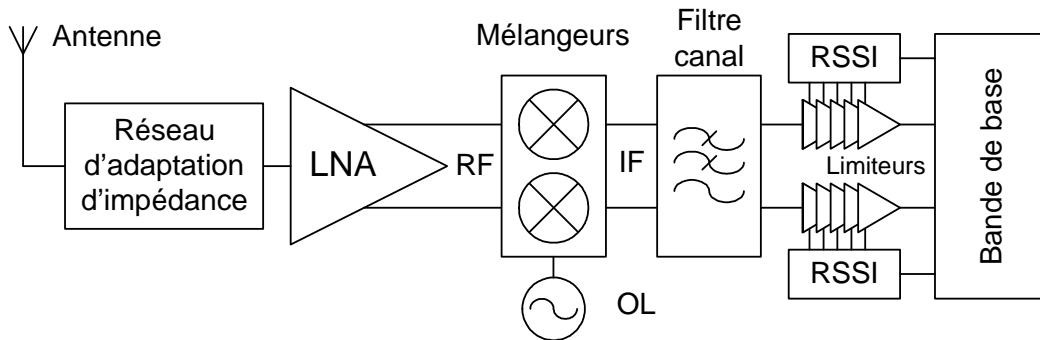


Figure 1. 6. Architecture simplifiée d'un récepteur radiofréquence

La chaîne de réception comprend un réseau d'adaptation d'impédance entre l'antenne et le front-end du récepteur, un amplificateur faible bruit (LNA), des mélangeurs, un filtre de canal, des limiteurs et des indicateurs RSSI (Received Signal Strength Indicators) et/ou des convertisseurs analogiques numériques (ADC). Les signaux reçus par le récepteur sont traités en bande de base afin de décoder l'information.

On définit un plancher de bruit du côté du récepteur radiofréquence. Il s'agit d'un bruit blanc gaussien dont la puissance est uniformément répartie dans toute la bande du canal. Tout signal dont la puissance est inférieure à ce plancher de bruit est noyé et ne peut être détecté par le récepteur. Ce plancher dépend du bruit thermique, de la bande passante  $B$  en Hz et de la figure de bruit  $NF$  du récepteur en dB :

$$\text{Plancher de bruit (dBm)} = 10 \log \left( \frac{kT}{10^{-3}} \right) + NF + 10 \log(B) \quad (1.4)$$

avec  $K$  la constante de Boltzmann égale à  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$  et  $T$  la température en Kelvin.

La figure de bruit  $NF$  de la chaîne de réception est obtenue à partir de la formule de Friss. Soit une chaîne de réception composée de  $n$  étages caractérisés chacun par son facteur de bruit  $F_i$  et son gain en puissance  $G_i$  (Figure 1.7).

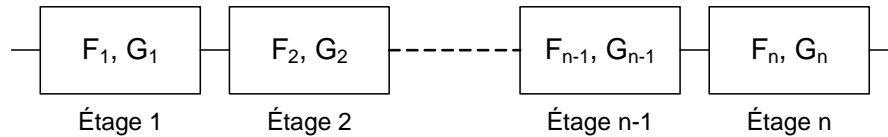


Figure 1. 7. *N* étages en cascade

Selon la formule de Friss, le facteur de bruit  $F$  pour  $n$  étages en cascade est donné par [Fri44] :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_k - 1}{G_1 \dots G_{k-1}} + \dots + \frac{(F_n - 1)}{G_1 \dots G_{n-1}} \quad (1.5)$$

La figure de bruit  $NF$  de la chaîne de réception radiofréquence est obtenue par la formule suivante :

$$NF \text{ (dB)} = 10 \log(F) \quad (1.6)$$

Les formules (1.5) et (1.6) démontrent toute l'importance du premier étage d'un récepteur radiofréquence sur les performances du système en termes de bruit. Le rôle du LNA dans la chaîne de réception est de réduire le  $NF$  du récepteur grâce à un facteur de bruit faible et à un gain en puissance élevé.

Le signal reçu par le récepteur doit être de puissance suffisante par rapport au plancher de bruit afin de pouvoir être traité avec un taux d'erreur binaire (BER) faible. On définit alors un rapport signal sur bruit minimal  $SNR_{min}$  en dB comme la différence de puissance minimal entre le signal et le plancher de bruit. La sensibilité qui correspond à une puissance au dessus de laquelle tout signal peut être détecté correctement par le récepteur est donné par :

$$\text{Sensibilité (dBm)} = \text{Plancher de bruit} + SNR_{min} \quad (1.7)$$

### 1.1.2.5 Bilan de liaison radiofréquence

Le bilan de liaison est une synthèse de ce qui a été démontré précédemment et a pour but d'estimer la qualité de la liaison radiofréquence comme l'illustre la Figure 1.8. Dans le cas d'une transmission radiofréquence, il s'agit d'une synthèse en puissance des gains et des pertes subies par la liaison radiofréquence lors d'une communication entre un émetteur et un récepteur.

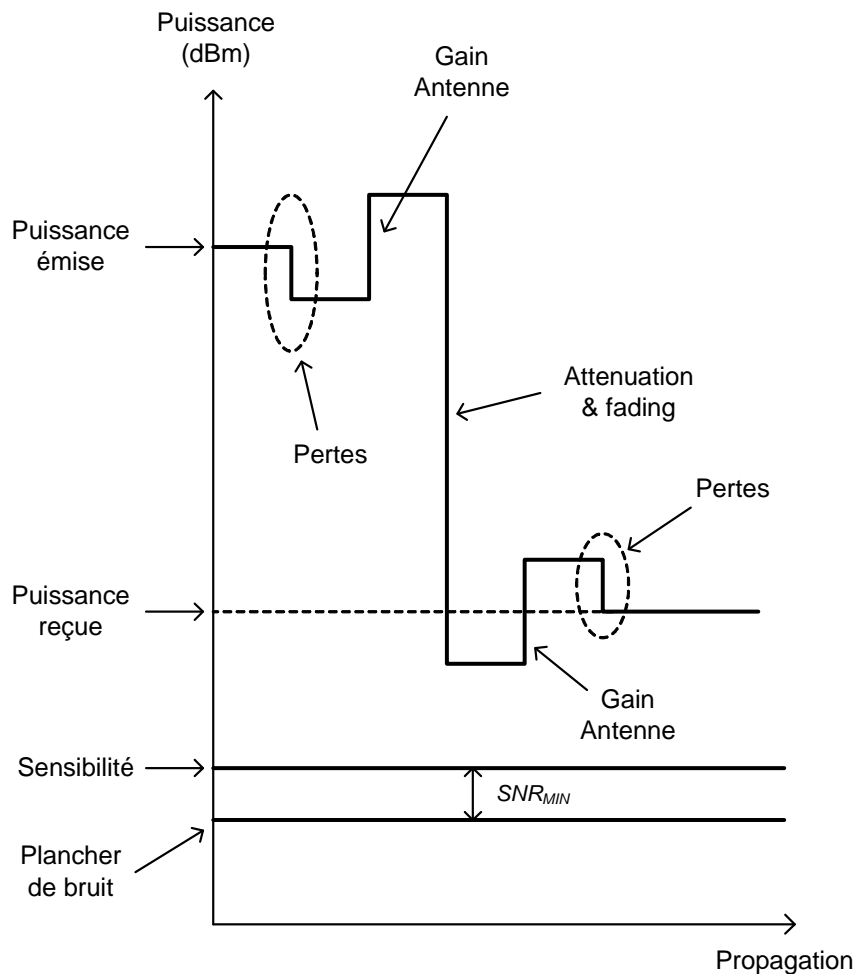


Figure 1. 8. Bilan de liaison

Le signal est soumis à des pertes entre l'amplificateur de puissance et l'antenne. Il s'agit de pertes d'insertion lorsque le système est parfaitement adapté. A ces pertes d'insertion peuvent s'ajouter des pertes de désadaptation d'impédance entre le front-end radio et l'antenne. Ces pertes de désadaptation peuvent être importantes selon l'impédance de l'antenne. Le signal est ensuite amplifié par le gain de l'antenne et rayonné dans le canal de propagation hertzien.

Lors de la propagation du signal entre l'émetteur et le récepteur, le signal électromagnétique est atténué et est soumis au phénomène de *fading* défini précédemment. Un signal de puissance faible est détecté par l'antenne du récepteur.

Comme lors de la phase d'émission, le signal détecté est amplifié par le gain de l'antenne. Il subit également des pertes qui peuvent être d'insertion et de désadaptation avant d'atteindre le front-end du récepteur radiofréquence.

Le bilan d'une chaîne de transmission radio peut être utilisé de différentes façons. On peut citer par exemple :



- Evaluation des marges de puissance du système ;
- Evaluation de la portée de la liaison radiofréquence.

La portée d'un dispositif radiofréquence est alors estimée grâce à la puissance d'émission de l'émetteur radio et à la sensibilité du récepteur. Pour des communications radiofréquences de portée inférieure à 8 mètres, la distance de communication  $d$  est donnée par la formule suivante :

$$d(m) = \frac{\lambda}{4\pi} \times 10^{\left(\frac{P_{ERP} - \text{Sensibilité} - \text{Fading}}{20}\right)} \quad (1.8)$$

### 1.1.3 Impact des tissus humains sur la tête radiofréquence

Un stimulateur cardiaque est traditionnellement composé d'un condensateur plus ou moins important (selon qu'il soit un pacemaker ou un défibrillateur), d'une pile, d'un connecteur et d'un support hybride recueillant tous les circuits électroniques qui sont également utilisés pour l'interconnexion des composants. Pour permettre la mise en place de la télésurveillance des implants cardiaques (Figure 1.2), les futures générations de stimulateur cardiaque intégreront aussi une tête radiofréquence et une antenne miniaturisée (Figure 1.9).

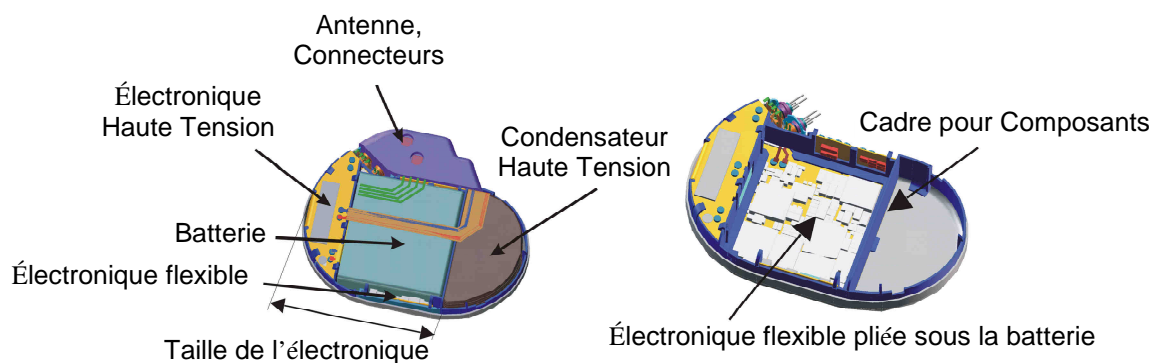


Figure 1.9. Description technique du stimulateur cardiaque

La conception de la tête radiofréquence est régie par des règles très strictes en consommation afin de ne pas dégrader la durée de vie de la batterie estimée à sept ans. Ainsi, une consommation en courant de l'ordre de 5 mA est ciblée que ce soit lors de la transmission ou lors de la phase de réception. Puisque la puissance d'émission ou la sensibilité en réception sont réduites, les blocs radiofréquences sont conçus pour fonctionner à un fort rendement afin d'atteindre les performances visées. Cependant, nous montrerons qu'une tête radiofréquence

implantée dans le corps humain est soumise à des facteurs environnementaux qui vont venir dégrader les performances et par voie de conséquence le rendement du système.

### 1.1.3.1 Antenne

Une antenne miniature de type loop (boucle) permettant de transmettre et/ou de recevoir le signal porteur d'information par voie hertzienne a été fabriquée par le CEA LETI en collaboration avec ELA Medical du Groupe SORIN. En émission, l'antenne est utilisée pour transformer le signal électrique en onde électromagnétique. L'onde électromagnétique se propage dans le canal de transmission hertzien à une vitesse voisine de celle de la lumière. Inversement, en réception, l'antenne permet de détecter une onde électromagnétique et de la transformer en signal électrique.

Un prototype du stimulateur cardiaque incluant l'antenne a ensuite été fabriqué (Figure 1.10).

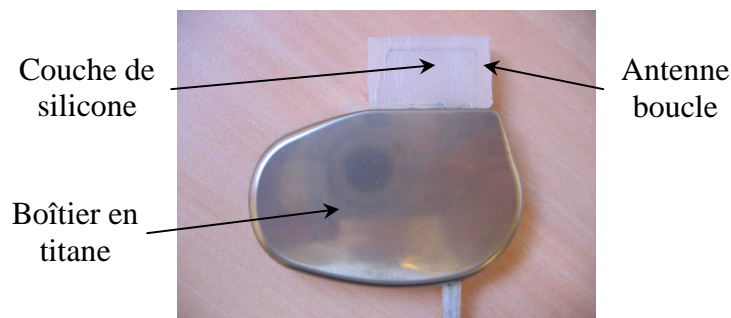


Figure 1. 10. Prototype de stimulateur cardiaque incluant l'antenne boucle

L'antenne est recouverte d'une couche de silicone biocompatible puis intégrée au stimulateur cardiaque dont le boîtier est en titane également biocompatible. Des études menées par le CEA LETI en collaboration avec ELA Medical du Groupe SORIN ont permis de mettre en évidence que les propriétés diélectriques des tissus humains, ainsi que leur épaisseur, affectent l'antenne à travers une variation de son impédance. Cette variation de l'impédance de l'antenne engendre des pertes de désadaptation réduisant l'efficacité énergétique de la tête radiofréquence en émission et en réception.

### 1.1.3.2 Tissus et modèles humains

Le stimulateur cardiaque est placé sous la peau en dessous de la clavicule ou sous le muscle pectoral (Figure 1.1). Il est relié au cœur par des sondes introduites par le système veineux jusqu'au ventricule droit. De part le positionnement de l'implant cardiaque dans le corps humain, les tissus proches de l'implant, tels que le muscle, la graisse et la peau, vont principalement impacter sur le comportement de l'antenne.

C'est pourquoi, des études *in vivo* [GG96] ont permis d'extraire les propriétés diélectriques des tissus humains en fonction de la fréquence [GGM99]. Celles du muscle, de la graisse et de la peau à 403.5MHz et à 2.45GHz sont résumées dans le Tableau 1.1.

Fréquence	403.5MHz		2.45GHz	
	Permittivité ( $\epsilon_r$ )	Conductivité ( $\sigma$ , S/m)	Permittivité ( $\epsilon_r$ )	Conductivité ( $\sigma$ , S/m)
Air	1.000	0.000	1.000	0.000
Muscle	58.482	0.851	52.791	1.705
Peau	45.753	0.709	38.063	1.441
Graisse	5.561	0.042	5.285	0.102

*Tableau 1. 1. Propriétés diélectriques des tissus humains à 403MHz et à 2.45GHz*

Cette connaissance des propriétés diélectriques des tissus proches de l'implant a permis d'étudier et de modéliser avec précision au sein du CEA LETI différents modèles humains réalistes (Annexe 1), comme :

- Le modèle « homogène » : milieu dont les propriétés diélectriques sont constantes ;
- Le modèle « hétérogène » : empilement de tissus, muscle, graisse, peau, dont les propriétés diélectriques sont différentes ;
- Le modèle « humain + main » : modèle expérimental simple où le stimulateur cardiaque est plaqué contre la poitrine avec la main.

Ces différents modèles humains seront par la suite exploités afin de comprendre et de caractériser l'impact du milieu humain sur l'antenne. Comme tout individu est différent par sa morphologie, il sera intéressant de prendre en considération des paramètres aléatoires tels que l'épaisseur des tissus, mais aussi la position du corps.

### 1.1.3.3 Atténuation du signal dans le tissu

La communication radiofréquence à travers le milieu humain engendre une atténuation du signal électromagnétique. Des études [CD07] ont été mené par une équipe du CEA LETI ont permis de quantifier cette atténuation dans la bande médicale MICS et dans la bande ISM 2.4 GHz. Ces études consistent à placer le pacemaker dans un modèle humain de type homogène représenté par un cylindre de diamètre 292mm et de hauteur 300 mm modélisant le torse humain sous lequel est implanté le stimulateur cardiaque comme le montre la Figure 1.11. Les propriétés diélectriques utilisées sont celles du modèle homogène [HK84] avec :

- $\epsilon_r = 71,8$  et  $\text{tg } \delta = 0.89$  à 403.5 MHz ;
- $\epsilon_r = 60.2$  et  $\text{tg } \delta = 0.32$  à 2.45 GHz.

La simulation du rendement du signal rayonné pour un pacemaker placé dans un milieu homogène à deux profondeurs différentes (1.5 cm et 2 cm), comme dans le cas d'une implantation de stimulateur cardiaque dans le corps humain, a permis de déterminer la valeur de l'atténuation en fonction de l'épaisseur du milieu dans la bande médicale MICS et dans la bande ISM 2.4 GHz.

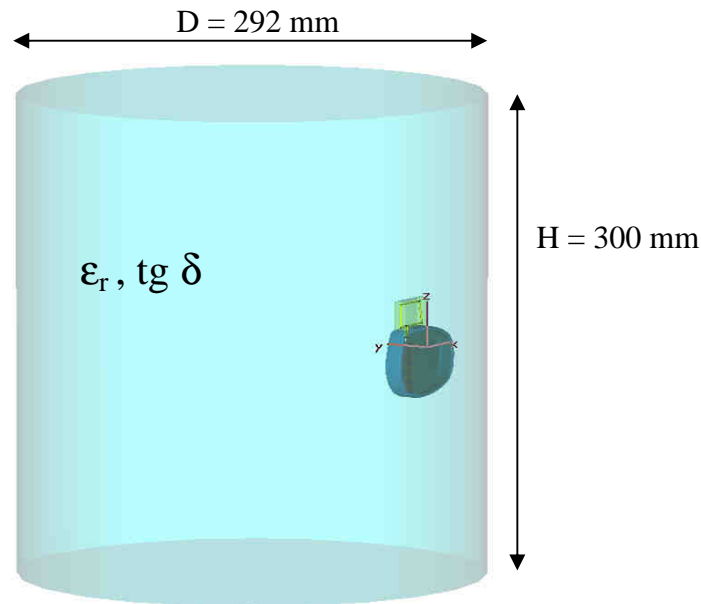


Figure 1. 11. Modèle humain homogène utilisé pour la caractérisation des pertes

Les résultats du rendement rayonné sont synthétisés dans le Tableau 1.2. Deux configurations de pacemaker ont été simulées, l'une utilisant une alimentation équilibrée à l'aide d'un câble différentiel et l'autre utilisant une alimentation non équilibrée à l'aide d'un seul câble coaxial. La valeur de l'atténuation est obtenue en étudiant la différence entre le rendement rayonné à une profondeur de 1.5 cm et celle à 2 cm.

Profondeur	Alimentation équilibrée		Alimentation non équilibrée	
	$\eta_{\text{ray}}$ à 403,5 MHz	$\eta_{\text{ray}}$ à 2,45 GHz	$\eta_{\text{ray}}$ à 403,5 MHz	$\eta_{\text{ray}}$ à 2,45 GHz
1,5 cm	0,045% → -33,47dB	0,23% → -26,38dB	0,091% → -30,41dB	0,19% → -27,21dB
2 cm	0,042% → -33,77dB	0,13% → -28,86dB	0,082% → -30,86dB	0,11% → -29,59dB
Différence	0,30dB	2,48dB	0,45dB	2,38dB

Tableau 1. 2. Efficacité rayonnée pour différentes profondeurs dans le modèle humain homogène

Les atténuations théoriques pour une onde plane se propageant dans les deux milieux à pertes sont de 2.1 dB/cm à 403.5 MHz et de 5.2 dB/cm à 2.45 GHz. En simulation, on obtient des atténuations de 0.6 à 0.9 dB/cm dans le milieu homogène à 403.5 MHz et de 4.76 à 4.96 dB/cm dans le milieu à 2.45 GHz. Les différences obtenues entre les valeurs théoriques et les valeurs simulées à partir du modèle proviennent de la présence de deux milieux de propagation dans la simulation (milieu homogène + air) alors que la théorie ne tient compte que du milieu homogène.

### 1.1.3.4 Caractérisation de l'impédance d'antenne

La liaison radiofréquence peut en plus être soumise à des pertes supplémentaires de désadaptation qui sont dues à des variations de l'impédance de l'antenne immergée dans son milieu. La caractérisation de l'antenne effectuée dans les différents modèles humains décrits précédemment a permis d'identifier de façon réaliste les plages de variation de son impédance dans les bandes de fréquence MICS et ISM 2.4GHz illustrées respectivement Figure 1.12 et Figure 1.13.

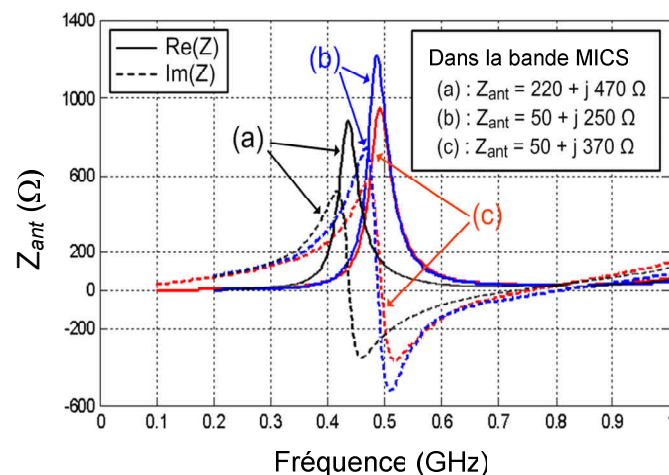


Figure 1. 12. Simulation de l'impédance d'antenne dans la bande MICS, (a) modèle homogène (lignes noires), (b) modèle humain + main (bleues), et (c) modèle hétérogène (rouges)

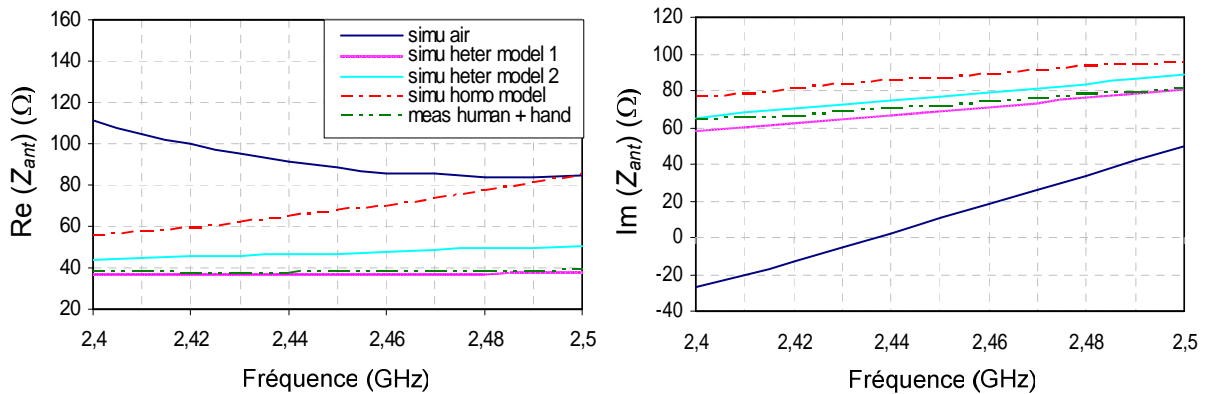


Figure 1.13. Impédance d'antenne dans la bande ISM 2.4 GHz pour différents modèles : air, modèles humains hétérogènes, modèle humain homogène, mesure humain + main.

En prenant une marge de 25% approximativement, on estime que l'impédance de l'antenne peut être amenée à varier entre 30 et 120 $\Omega$  en partie réelle, et entre 45 et 125 $\Omega$  en partie imaginaire dans la bande de fréquence ISM 2.4GHz. De même, dans la bande de fréquence MICS, on estime que l'impédance de l'antenne peut être amenée à varier en partie réelle de 30 à 340 $\Omega$  et en partie imaginaire de 180 à 600 $\Omega$ .

### 1.1.3.5 Pertes de désadaptation

La variation de l'impédance de l'antenne se traduit par des désadaptations d'impédance au niveau de la chaîne d'émission et au niveau de la chaîne de réception. La liaison radio ne fonctionne plus à son rendement optimal. Cela se traduit au niveau de l'émetteur par une dégradation de la puissance du signal rayonné (équation 1.1) par l'antenne pouvant atteindre jusqu'à 10dB. En présence de pertes de désadaptation, l'équation (équation 1.1) devient :

$$P_{EIRP} (dBm) = P_{PA} + P_{insertionTX} + G_{antenne} - P_{désadaptationTX} \quad (1.9)$$

Cette désadaptation d'impédance de l'antenne engendre également une dégradation de la chaîne de réception réduisant la sensibilité du récepteur au niveau de l'antenne jusqu'à 10dB. A l'expression de la sensibilité d'une liaison de réception radio parfaitement adaptée (équation 1.7) viennent s'ajouter des pertes de désadaptation d'impédance. On obtient alors l'expression de la sensibilité en présence de pertes de désadaptation :

$$Sensibilité (dBm) = Plancherdebruit + SNR_{min} + P_{désadaptationRX} \quad (1.10)$$

L'efficacité énergétique du dispositif est réduite à cause de la réduction de la puissance d'émission (équation 1.9) et celle de la sensibilité (équation 1.10) du dispositif. Des

conséquences désastreuses peuvent affecter les dispositifs radiofréquences à courte portée comme ceux intégrés dans les implants cardiaques et mettre ainsi en danger la sécurité du patient. En effet, des pertes globales de communication trop importantes dues à l'accumulation des pertes d'insertion, des pertes dans le tissu et de celles liées à la désadaptation d'impédance peuvent rendre toute communication impossible et le système radiofréquence défaillant.

## **1.2 Limitations des solutions existantes**

Des solutions existent pour faire face à la réduction des performances de la tête radiofréquence due aux désadaptations d'impédance d'antenne. Elles seront identifiées dans cette partie du manuscrit afin de définir leurs avantages et leurs inconvénients. Rappelons que des contraintes fortes en termes d'intégration et de consommation sont appliquées aux dispositifs développés dans les implants médicaux.

### **1.2.1 Spécification du cahier de charge**

Pour faire face à la baisse des performances de la tête radiofréquence liée aux pertes de désadaptation que ce soit en émission ou en réception, une solution serait de sur-spécifier le cahier des charges lors du développement de la tête radiofréquence dans la limite des normes fixées par les autorités de régulation des télécommunications. Cela se traduit côté émetteur par une augmentation de la puissance d'émission de l'amplificateur de puissance et côté récepteur par une augmentation de la sensibilité du récepteur au travers d'une contrainte forte sur la réduction de la figure de bruit de l'amplificateur faible bruit.

En effet, une augmentation de la puissance d'émission permettrait de compenser les pertes induites par la désadaptation d'impédance et de maintenir la portée du dispositif (équation 1.8) forte au détriment de la consommation de l'amplificateur et donc de la durée de vie de la batterie.

Par ailleurs, la sensibilité du récepteur est fortement dépendante des spécifications de l'amplificateur faible bruit (équation 1.5). En réduisant sa figure de bruit et en garantissant un gain fort au premier étage de la chaîne de réception, on obtiendrait un meilleur NF, un plancher de bruit plus faible et donc une meilleure sensibilité du récepteur. Cependant la conception d'un premier étage à faible NF et à fort gain implique l'utilisation de transistors à forte transconductance et par conséquent avec une consommation en courant plus importante.

Cette solution qui consiste à sur-spécifier le cahier de charge lors de la conception de circuit RF a souvent été retenue par le passé et peut encore être retenue pour des applications pour lesquelles la consommation ne constitue pas une contrainte majeure. Pour les dispositifs portables, tels que les implants médicaux à très faible consommation d'énergie nécessitant une autonomie de la batterie supérieure à sept ans, cette solution ne peut être retenue.

### **1.2.2 Adaptation automatique d'impédance d'antenne**

L'adaptation automatique d'impédance d'antenne permet d'adapter une antenne, dont l'impédance est inconnue ou varie, à l'impédance optimale d'une tête radiofréquence. Elle



permet d'optimiser l'efficacité énergétique des liaisons radiofréquences en concevant une unité de calibration appelée aussi « Antenna-impedance Tuning Unit » (ATU). Son architecture est essentiellement composée de trois éléments clés (Figure 1.14) :

- Un détecteur de désadaptation ;
- Un module de contrôle ou unité centrale;
- Un réseau d'adaptation d'impédance variable.

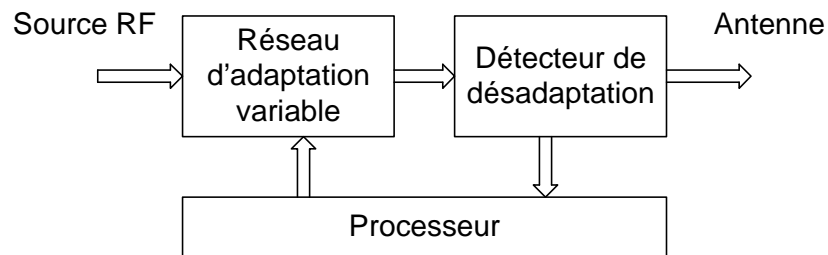


Figure 1. 14. Schéma synoptique d'un ATU

Le détecteur de désadaptation est placé avant ou après le réseau d'adaptation d'impédance variable. Il a pour but d'extraire des informations sur la qualité de la liaison radiofréquence. Ces informations sont transmises au module de contrôle ou au processeur pour être analysées afin de lui permettre de trouver la configuration optimale du réseau d'adaptation d'impédance variable réduisant ainsi les pertes de désadaptation.

L'état de l'art [SS05, The83, MVC04, ITTO04, SOA07, SBA09, BJC08, NLL06] exploite la puissance du signal pour décider de la bonne ou de la mauvaise adaptation de la tête radiofréquence. On distingue deux grandes familles de réseaux d'adaptation automatique d'impédance d'antenne analysant de la puissance du signal en transmission. Elles seront décrites dans les paragraphes suivants.

### 1.2.2.1 Adaptation sans coupleur

Le premier concept analyse la qualité de l'adaptation en détectant le signal transmis à l'antenne lors de la phase d'émission. Un détecteur est inséré en parallèle sur la chaîne d'émission [SS05] (Figure 1.15).

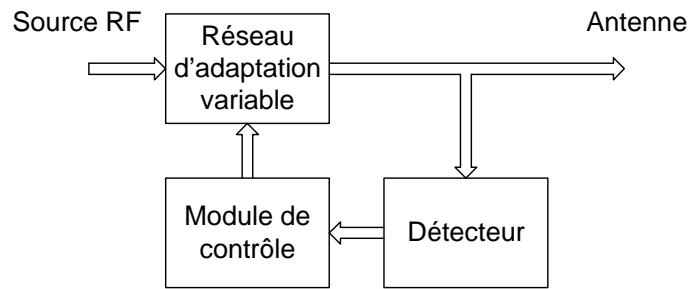


Figure 1. 15. Schéma synoptique de l'adaptation automatique d'impédance sans coupleur

Le détecteur exploite le signal électrique transmis à l'antenne. Le détecteur peut être tout simplement un détecteur d'enveloppe, parfois associé à un RSSI et/ou un convertisseur analogique numérique, utilisé pour mesurer l'amplitude du signal électrique. L'amplitude du signal est analysée afin de permettre au module de contrôle de balayer toutes les combinaisons et de ne retenir finalement que la configuration qui procure la meilleure performance, c'est à dire l'amplitude du signal la plus forte. L'architecture du système développé par P. Sjoblom [SS05] est représentée par la Figure 1.16.

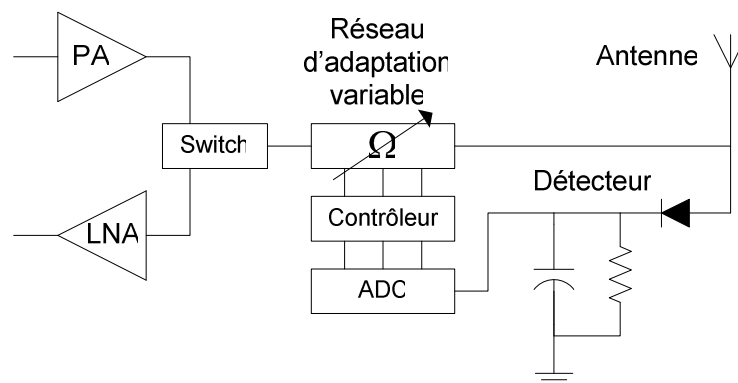


Figure 1. 16. ATU développé par P. Sjoblom [SS05]

Ce processus de calibration d'impédance d'antenne fonctionnant de façon itérative est résumé par le diagramme simplifié de la Figure 1.17.

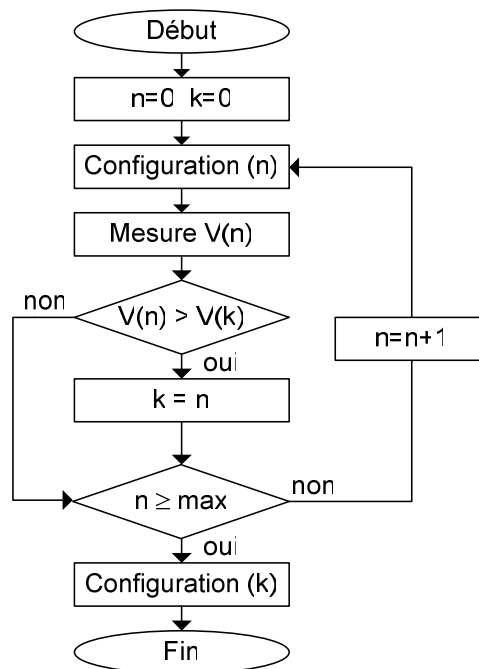


Figure 1. 17. Diagramme de calibration du système proposé par P. Sjoblom [SSO05]

Ce concept a l'avantage d'être simple. Cependant, il souffre de plusieurs inconvénients majeurs tels que :

- Un problème d'isolation : une partie importante de la puissance du signal est perdue dans le détecteur et contribue à dégrader l'efficacité énergétique du système ;
- La recherche de la meilleure configuration du réseau s'effectue de façon itérative. Procéder de façon itérative requiert un temps de calibration important. En effet, la vitesse est fortement dépendante de la constante de temps de charge/décharge du condensateur du détecteur d'enveloppe, mais aussi du temps nécessaire à la stabilisation du signal porteur d'information entre chaque changement de configuration du réseau d'adaptation variable ;
- La consommation totale dépend de celle du PA et du temps requis par le système pour calibrer le dispositif. On peut estimer que la consommation est importante car le processus de calibration est lent.

### 1.2.2.2 Adaptation avec coupleur

Le deuxième concept présenté ici utilise en plus un coupleur directionnel [The83] pour faire face au problème lié à l'isolation et à la dégradation de l'efficacité énergétique du système. Comme tout ATU, il comprend un module de détection constitué d'un coupleur directionnel et d'un détecteur de puissance, un module de contrôle et un réseau d'adaptation d'impédance variable comme le montre la Figure 1.18.

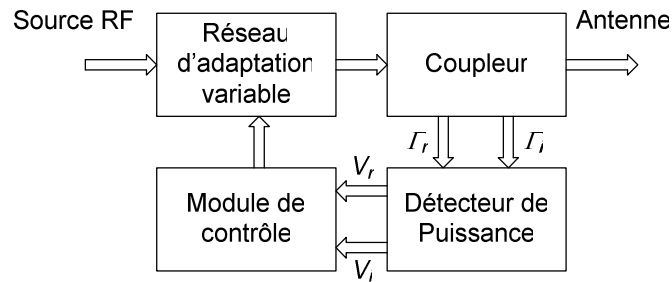


Figure 1. 18. Schéma Synoptique d'un ATU avec coupleur

Le coupleur directionnel [MBB99, SWLT99] illustré sur la Figure 1.19 permet de récupérer une partie de la puissance du signal incident et du signal réfléchi tout en isolant la chaîne radiofréquence du module de détection. L'information sur la puissance réfléchie est obtenue au niveau du port  $P_3$  et l'information sur la puissance incidente est lue au niveau du port  $P_4$ . Ces données sont traitées par le détecteur de puissance et transmises au module de contrôle afin d'adapter le système.

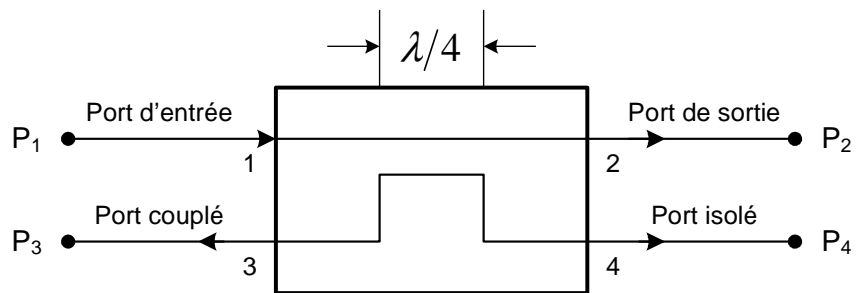


Figure 1. 19. Coupleur directionnel

Des informations sur l'onde incidente et l'onde réfléchie sont récupérées par le coupleur, puis envoyées au détecteur de puissance qui en retour fournit une information sous forme de tension continue  $V_r$  et  $V_i$  au module de contrôle. Le module de contrôle analyse les tensions incidente  $V_i$  et/ou réfléchie  $V_r$  afin de les comparer à des seuils fixés par l'utilisateur  $V_{io}$  et  $V_{ro}$ . Le processus de calibration, dont le diagramme est représenté par la Figure 1.20, se termine soit lorsque les seuils fixés sont atteints ou soit lorsque le nombre maximum d'itération de traitement est dépassé.

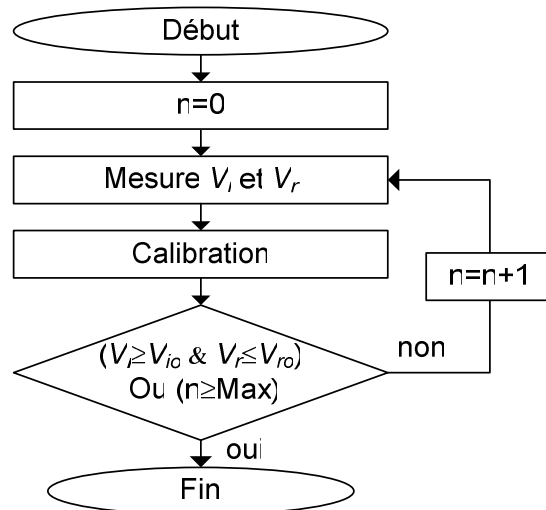


Figure 1. 20. Diagramme de calibration automatique du système avec coupleur

Pour les systèmes de calibration automatique avec coupleur, nous distinguons principalement deux types de système, selon que les informations détectées par le module de contrôle soient traitées de façon logicielle [MVC04] utilisant un processeur ou de façon matérielle [ITTO04, SOA07, SBA09] à base de circuits électroniques.

#### 1.2.2.2.1 Adaptation basée sur une méthode algorithmique

Les études menées par J. de Mingo [MVC04] utilise un coupleur directionnel afin d'extraire des informations sur les puissances incidente et réfléchie, qui sont ensuite traitées par le module de contrôle de façon logicielle (Figure 1.21).

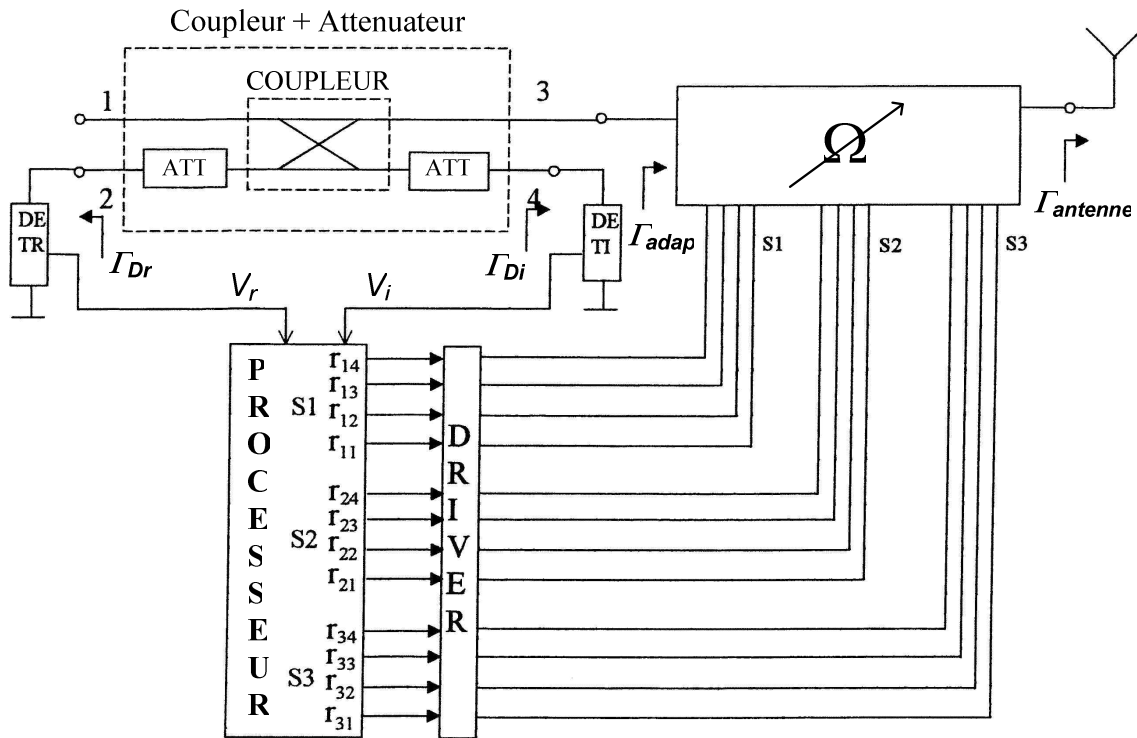


Figure 1. 21. Schéma du système d'adaptation automatique d'impédance d'antenne proposé par J. de Mingo [MVC04]

La solution logicielle initialement proposée est une méthode générique. Elle consiste à balayer l'ensemble des configurations du réseau d'adaptation variable jusqu'à ce que les seuils concernant la puissance incidente et/ou la puissance réfléchie soient atteints.

Des solutions plus judicieuses utilisant des algorithmes de recherche de configuration optimale du réseau ont aussi été proposées et testées [MVC04]. On peut par exemple identifier :

- L'algorithme de Hooke et Jeeves [GGC81] : la recherche démarre à partir d'un point de départ arbitrairement choisi. L'algorithme explore les points périphériques à ce point de départ et ne retient finalement que celui qui procure le meilleur résultat, dans ce cas le plus petit rapport entre le niveau de la puissance réfléchie et la puissance incidente. Le point retenu devient alors le nouveau point de départ et l'optimisation continue jusqu'à ce que le résultat ait atteint un seuil satisfaisant ou lorsque le nombre maximum d'itérations est atteint. Le résultat et la vitesse de convergence dépendent fortement du point de départ, mais aussi du pas d'incrémentations utilisé pour explorer les alentours ;
- L'algorithme de Powell [GGC81] : la méthode de Powell est basée sur une fonction de minimisation utilisant plusieurs directions. Il y a autant de directions que d'éléments variables dans le réseau d'adaptation. Partant d'une configuration de départ,

l'algorithme recherche la configuration offrant un minimum d'erreur en utilisant une direction initiale, ce qui revient à balayer toutes les possibilités d'une branche variable du réseau d'adaptation pour ne retenir que la configuration offrant le meilleur résultat. Selon le résultat obtenu, l'algorithme va choisir une nouvelle direction d'optimisation et ainsi de suite. Comme précédemment, le processus d'optimisation s'arrête lorsque le résultat obtenu est satisfaisant ou lorsque le nombre maximum d'itérations est atteint ;

➤ La méthode simplexe [GGC81] : cette méthode de résolution géométrique est très populaire dans certaines applications. Elle consiste à déterminer de façon géométrique la configuration optimale de chaque branche variable garantissant le meilleur résultat. Cette méthode d'optimisation a été testée sans succès dans ce type d'application liée à l'optimisation de réseau d'adaptation d'impédance.

Il est à noter que la recherche de la configuration optimale peut nécessiter un nombre d'itérations important qui dépend de la résolution et de la plage de variation des éléments variables du réseau d'adaptation. Les algorithmes présentés précédemment sont utilisés pour réduire le nombre d'itérations et le temps nécessaire à la calibration. Cependant, ils sont souvent limités et fortement dépendant du temps requis à la commutation et aux effets transitoires du réseau d'adaptation variable.

#### 1.2.2.2.2 Adaptation privilégiant une solution matérielle

Les études menées par I. Ida [IITO04], ainsi que par H. Song [SOA07, SBA09] utilisent aussi un coupleur mais préfèrent l'option matérielle pour déterminer de façon automatique la configuration optimale du réseau d'adaptation variable. Le bloc diagramme du système proposé par I. Ida est représenté Figure 1.22.

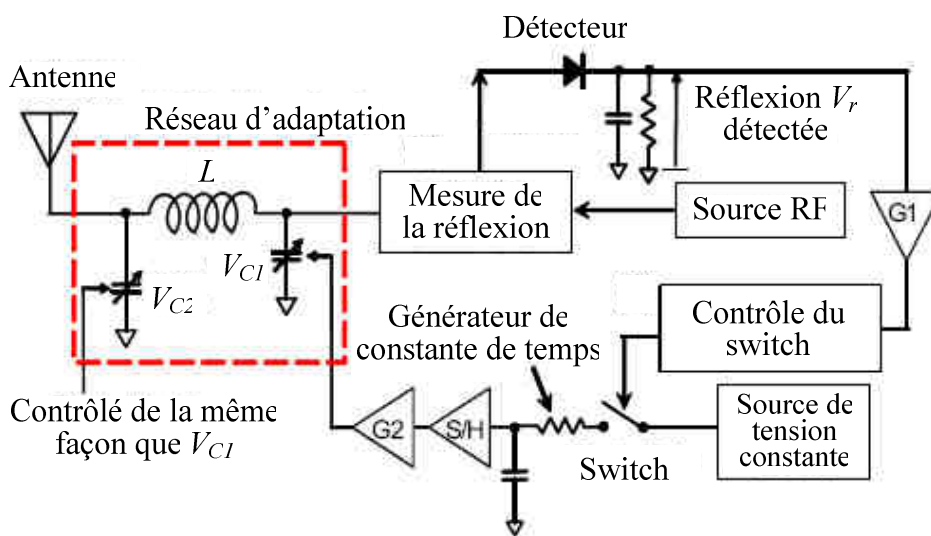


Figure 1. 22. Schéma de l'ATU proposé par I. Ida [IITO04]

Son module de détection qui comprend un coupleur directionnel associé à un détecteur d'enveloppe bien connu est utilisé pour mesurer une information  $V_r$  sur la puissance réfléchie. Cette information va être exploitée par le module de contrôle matériel afin de calibrer le réseau d'adaptation passe bas en  $\pi$  comprenant une self fixe et deux branches capacitatives variables  $C_1$  et  $C_2$  commandées respectivement par les tensions  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$ . Le module de contrôle contient un comparateur commandant un interrupteur permettant d'augmenter ou de réduire la tension  $V_{C1}$  ou  $V_{C2}$  en chargeant ou en déchargeant le condensateur qui lui est associé, lors de la phase de calibration du condensateur  $C_1$  ou  $C_2$ . Le diagramme de calibration associé à cette architecture est représenté Figure 1.23.

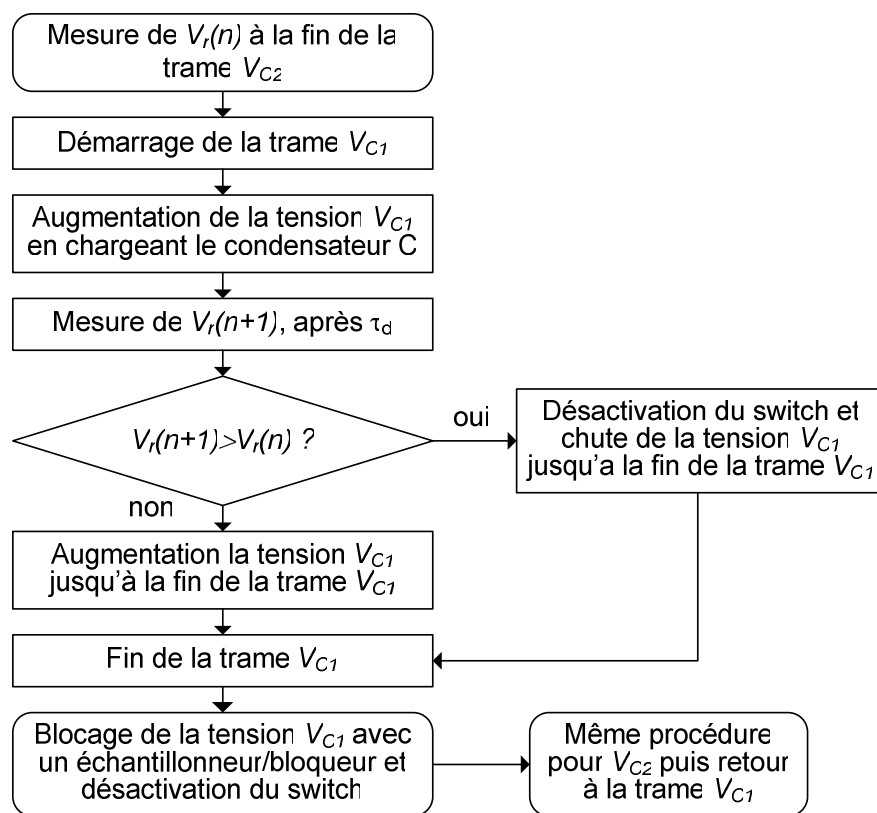


Figure 1. 23. Diagramme de calibration associé au système proposé par I. Ida [IITO04]

Prenons le cas d'un processus de calibration associé à  $V_{C1}$ . Le processus démarre à un instant  $t_0$  par une mesure de la tension réfléchie  $V_r(n)$  et par une augmentation de la tension  $V_{C1}$  en fermant l'interrupteur contrôlant  $V_{C1}$ . Après un délai  $\tau_d$ , la tension réfléchie  $V_r(n+1)$  est mesurée, puis comparée à  $V_r(n)$ . Lorsque  $V_r(n+1)$  est supérieure à  $V_r(n)$ , ce qui correspond à une augmentation de la puissance réfléchie, le module de contrôle ouvre l'interrupteur et la tension  $V_{C1}$  décroît jusqu'à la fin du processus. Par contre, si  $V_r(n+1)$  est inférieure à  $V_r(n)$ ,



alors la tension  $V_{C1}$  continue d'augmenter jusqu'à la fin du processus. Le processus de calibration associé à  $V_{C2}$  démarre à la fin de celui de  $V_{C1}$ , et inversement.

Il apparaît dans cette approche un problème de convergence évident car à tout instant, la configuration optimale peut être obtenue tandis que le processus continue à travers une augmentation ou une diminution des tensions  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$ . Pour faire face à ce problème, le processus de calibration est désactivé et les tensions  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  sont bloquées dès lors qu'un coefficient de réflexion inférieur à un seuil fixé de -8.5dB est obtenu. Ce seuil fixé à -8.5dB constitue un bon compromis ; car un seuil trop faible rend la convergence difficile, alors qu'un seuil trop fort rendrait la qualité de l'adaptation insuffisante.

Le bloc diagramme du système d'adaptation automatique d'impédance d'antenne proposé par H. Song [SOBAC07, SBA09] est illustré Figure 1.24.

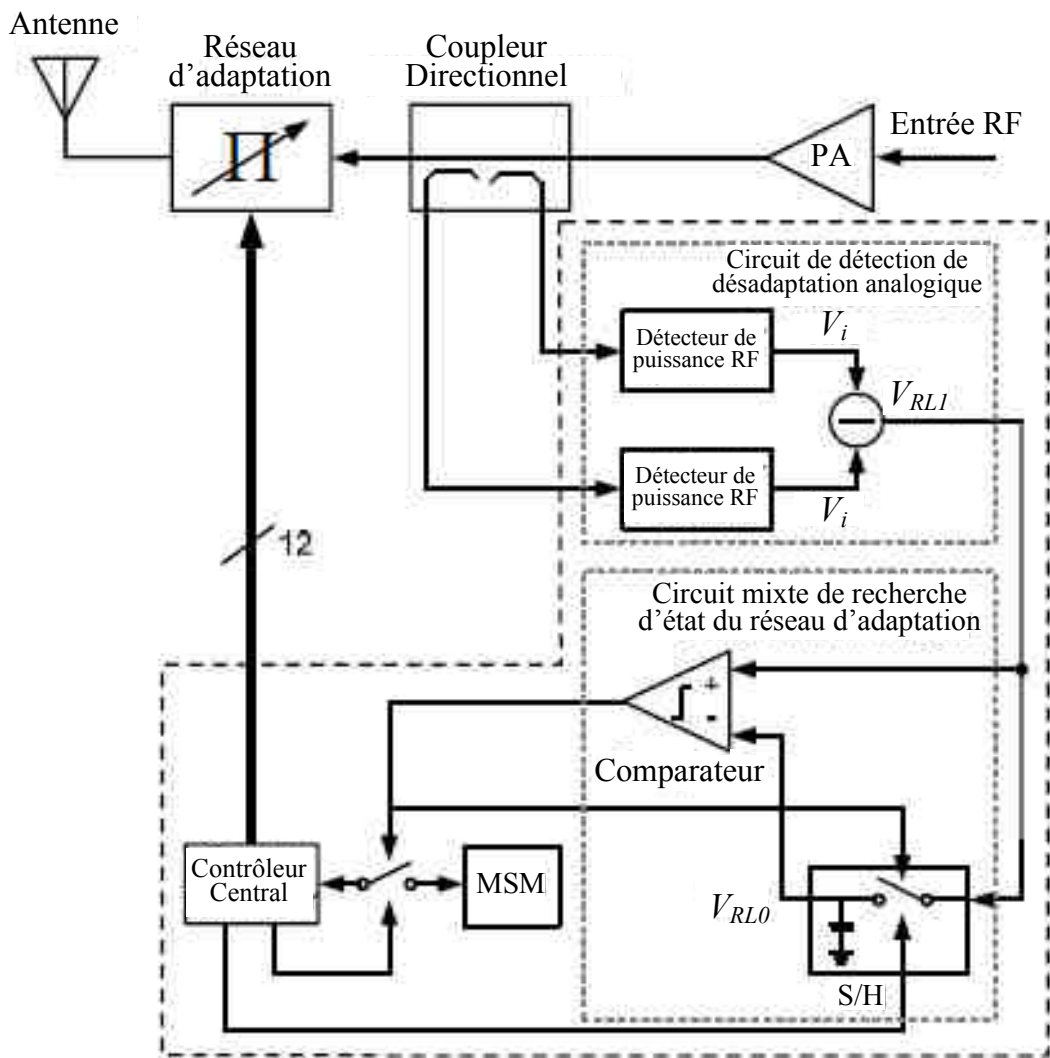


Figure 1. 24. Schéma de l'ATU proposé par H. Song [SOBAC07, SBA09]

L'architecture proposée est assez proche de celle d'I. Ida [IITO04]. La différence majeure réside dans l'architecture du détecteur de désadaptation d'impédance. Il est composé d'un coupleur directionnel, de deux détecteurs de puissance mesurant la puissance incidente et la puissance réfléchie et d'un soustracteur. La différence de tension  $V_{RL1}$  entre la tension incidente  $V_i$  et la tension réfléchie  $V_r$  est utilisée comme source d'information de la désadaptation du réseau. Comme pour l'architecture proposée par I. Ida [IITO04], le module de contrôle ou de calibration est composé principalement d'un comparateur, d'un interrupteur et d'un contrôleur commandant le réseau d'adaptation reconfigurable. Le réseau d'adaptation reconfigurable est un réseau passe-bas en  $\pi$  comprenant une self fixe et deux branches capacitatives variables commandées par le contrôleur.

Le diagramme de calibration associé à l'architecture proposé par H. Song est représenté Figure 1.25.

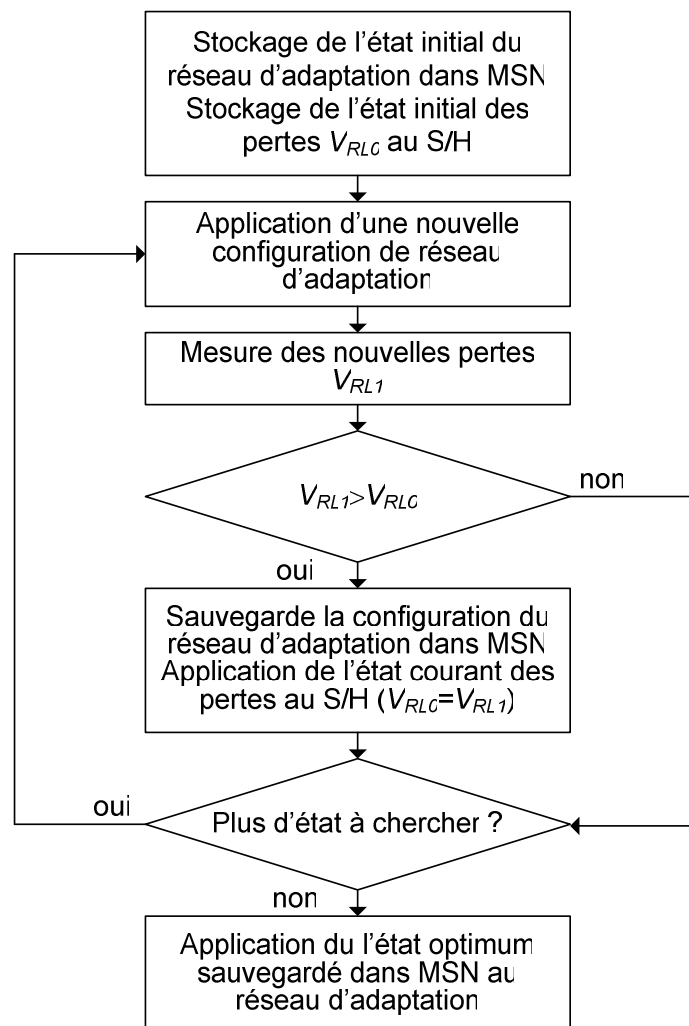


Figure 1. 25. Diagramme de calibration associé au système proposé par H. Song [SOBAC07, SBA09]

Le processus de calibration démarre par une initialisation du réseau d'adaptation variable et une mesure de la tension  $V_{RLI}$ , appelée  $V_{RLO}$  à l'instant  $t_0$ . Le système balaye alors toutes les combinaisons du réseau d'adaptation reconfigurable, puis compare de façon systématique la nouvelle tension  $V_{RLI}$  issue du module de détection à la tension de référence  $V_{RLO}$ . Si  $V_{RLI}$  est supérieure à  $V_{RLO}$ , ce qui correspond à une amélioration du système, alors  $V_{RLO}$  prend une nouvelle valeur égale à  $V_{RLI}$  et le processus continue. Au contraire, si  $V_{RLI}$  est inférieure ou égale à  $V_{RLO}$ , cette dernière ne change pas. Le processus de calibration s'arrête automatiquement lorsque toutes les configurations du réseau d'adaptation d'impédance d'antenne ont été testées de façon itérative. La meilleure configuration est alors appliquée au réseau d'adaptation d'impédance par le contrôleur.

Les limitations de ce système sont nombreuses. Il utilise un coupleur directionnel, intègre un nombre conséquent de modules additionnels, fonctionne de façon itérative et présente une consommation importante.

### 1.3 Proposition d'une approche vectorielle de l'adaptation automatique d'impédance

L'objectif de mes travaux de recherche est de proposer des solutions alternatives afin de faire face aux limitations des systèmes existants présentés précédemment. Ces limitations se résument en une augmentation de la puissance consommée réduisant la durée de vie des batteries, et en une mauvaise isolation. Lorsqu'un coupleur directionnel est utilisé, l'intégration totale du dispositif est remise en question. Une solution itérative lente de l'adaptation n'est pas non plus optimisée en terme de consommation.

Dans notre démarche de concevoir un dispositif entièrement intégrable sur silicium et peu gourmand en consommation, nous proposons de ne pas utiliser de coupleur directionnel pour la détection, et de s'orienter vers un dispositif totalement intégré. Nous proposons aussi de ne plus résoudre le problème lié à la désadaptation en plusieurs itérations, mais de façon directe, ce qui permet de réduire de façon considérable le temps ainsi que la consommation associée à la calibration du réseau d'adaptation d'impédance d'antenne.

#### 1.3.1 Inconvénient de la détection scalaire

Selon l'état de l'art, les systèmes d'adaptation automatique d'impédance sont axés sur une méthode de détection scalaire. La puissance en sortie du PA est détectée pour optimiser l'adaptation de la tête radiofréquence.

La Figure 1.26 présente une tête radiofréquence d'émission comprenant un amplificateur de puissance, un réseau d'adaptation et une antenne d'impédance complexe.

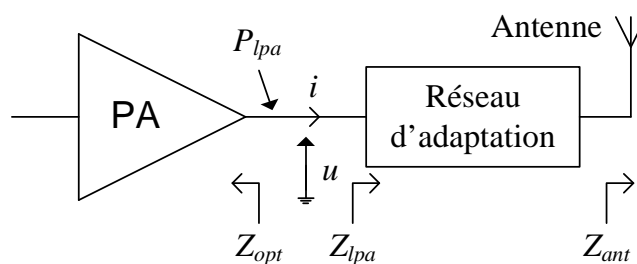


Figure 1. 26. Schéma simplifié d'une tête d'émission radiofréquence

L'expression analytique de la puissance du signal  $P_{lpa}$  à la sortie de l'amplificateur de puissance est fonction de la puissance de sortie optimale de l'amplificateur  $P_{PA}$ , de l'impédance optimale de l'amplificateur  $Z_{opt}$  et de l'impédance  $Z_{lpa}$  (équation 1.11) :

$$P_{lpa} = f_1(Z_{lpa}) = P_{PA} \times \frac{4 \operatorname{Re}[Z_{opt}]}{|Z_{opt} + Z_{lpa}|^2} \times \operatorname{Re}[Z_{lpa}] \quad (1.11)$$

Si  $Z_{lpa} = Z_{opt}^*$ , alors  $P_{lpa} = P_{PA}$ .

A partir de l'équation (1.11), il est évident que pour une puissance  $P_{lpa}$  mesurée, il peut lui être associé un ensemble d'impédances  $Z_{lpa}$ , comme l'illustre l'abaque de Smith de la Figure 1.27.

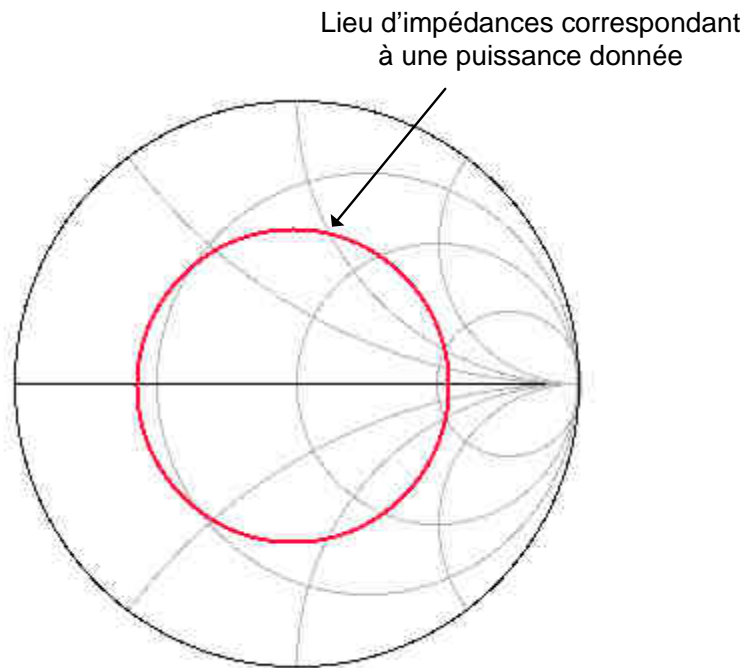


Figure 1. 27. Exemple d'ensemble d'impédances (cercle) correspondant à une puissance donnée

La détection de la désadaptation d'impédance qui se fait de façon scalaire ne permet pas de calibrer le système de façon directe, car à une information en puissance donnée correspond une infinité d'impédances. A partir de ce constat, la calibration ne peut se faire que de façon itérative et lente à travers une augmentation progressive de la puissance incidente et une diminution progressive de la puissance réfléchie.

### 1.3.2 Principe de la détection vectorielle

La détection vectorielle consiste à extraire une information sur l'amplitude du signal et une information sur sa phase. Une détection de type vectorielle pourrait alors nous permettre

d'envisager d'optimiser la liaison radiofréquence de façon directe. En effet, comme le montre les simulations de la Figure 1.28 (a), lorsqu'on associe une information en phase au lieu d'impédances correspondant à une puissance donnée, on mesure alors une et une seule impédance de charge. De même, comme l'illustre la Figure 1.8 (b), en exploitant l'amplitude et la phase (donc de façon vectorielle) du rapport entre la tension  $u$  et le courant  $i$  à la sortie du PA, on pourrait mesurer directement l'impédance à ce point précis de la liaison radiofréquence.

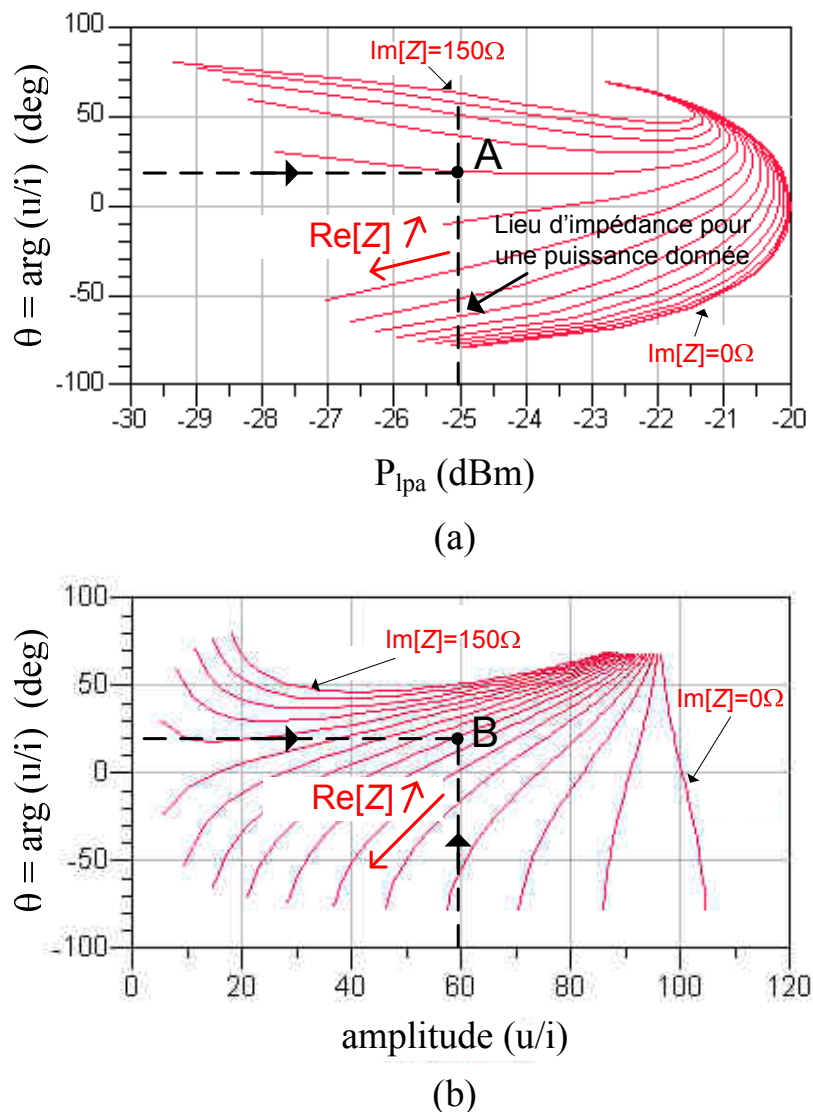


Figure 1. 28. Simulation vectorielle (a) illustration puissance+phase donnant une impédance (b) illustration amplitude+phase donnant une impédance

Une mesure vectorielle de l'information électrique à un nœud peut donc nous renseigner sur une impédance précise en ce nœud contrairement à la détection scalaire qui nous donne un

ensemble d'impédances. Selon la Figure 1.28 (a), on peut donc écrire que l'impédance  $Z_{lpa}$  à la sortie du PA est fonction de la puissance  $P_{lap}$  à la sortie du PA et de la phase  $\theta$  entre la tension  $u$  et le courant  $i$  à la sortie de ce même PA :

$$Z_{lpa} = f_2(P_{lap}, \theta) \quad (1.12)$$

avec,

$$\theta = \arg(Z_{lpa}) = \arg(u/i) \quad (1.13)$$

De la même manière, il est intéressant de constater que le même résultat peut être obtenu de façon plus simple en exploitant l'amplitude et la phase des informations en tension  $u$  et en courant  $i$  à la sortie de PA. Selon la Figure 1.28 (b), on peut écrire que l'impédance  $Z_{lpa}$  à la sortie du PA est fonction de la tension  $u$  et du courant  $i$  à la sortie de ce même PA :

$$Z_{lpa} = f_3(u, i) \quad (1.14)$$

Cette dernière approche représentée par l'équation (1.14) semble plus intéressante car elle offre une complexité moindre comparée aux équations (1.12) et (1.13). A partir du moment où l'on a accès à la valeur de l'impédance  $Z_{lpa}$ , on peut alors mettre en place une fonction permettant de déterminer la valeur de l'impédance de l'antenne :

$$Z_{ant} = f_4(Z_{lpa}) \quad (1.15)$$

Une synthèse du réseau d'adaptation permet ensuite d'adapter l'impédance d'antenne  $Z_{ant}$  à l'impédance optimale  $Z_{opt}$  de l'amplificateur de puissance et d'optimiser ainsi l'efficacité énergétique de la liaison radiofréquence. Le processus de calibration se fera donc de façon directe et est résumé par le diagramme de la Figure 1.29 :

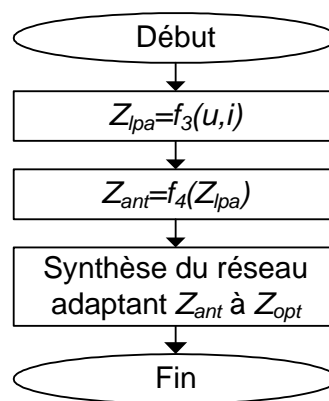


Figure 1. 29. Diagramme de calibration directe proposée

## 1.4 Conclusion

Les implants cardiaques sont rentrés aujourd'hui dans l'ère de la télésurveillance à distance. Cette nouvelle ère s'accompagne d'un développement de la tête radiofréquence fonctionnant dans les bandes de fréquence MICS 402-405 MHz et ISM 2.4 GHz avec son intégration dans les dispositifs existants. La tête radiofréquence comprend un émetteur et un récepteur radiofréquence afin de transmettre et/ou de recevoir un signal porteur d'informations via un canal de transmission. Les défis liés à son développement sont nombreux, on peut par exemple citer :

- Une faible consommation : les performances sont réduites au bénéfice de la consommation d'énergie afin de garantir une durée de vie maximale à la batterie ;
- Une taille optimisée : l'intégration totale du dispositif est visée afin de réduire la taille et le coût de l'implant cardiaque ;
- La conception d'une antenne miniature capable de couvrir plusieurs standards et en particulier la bande de fréquence MICS 402-405 MHz et la bande de fréquence ISM 2.4 GHz.

Il a été démontré qu'une fois implanté dans le milieu humain, l'efficacité énergétique de la tête radiofréquence peut être affectée par les tissus humains, en particulier par leurs propriétés diélectriques et leurs épaisseurs. Ces tissus modifient l'impédance d'entrée de l'antenne et génèrent des pertes liées à la désadaptation d'impédance entre l'antenne et le front-end radiofréquence pouvant atteindre plus de 10dB.

Des solutions sont proposées dans la littérature pour pallier ce problème à travers la conception de dispositifs à détection scalaire permettant une adaptation automatique de l'impédance de l'antenne. Cependant, les dispositifs existants sont lents car ils procèdent de façon itérative et sont donc gourmands en consommation d'énergie, ils utilisent en plus des coupleurs directionnels non intégrables dans les bandes de fréquence MICS 402-405 MHz et ISM 2.4 GHz, et présentent souvent une mauvaise isolation.

Afin d'optimiser l'efficacité énergétique de la tête radiofréquence, nous avons identifié les limitations de l'approche scalaire et nous nous sommes orientés vers une approche vectorielle de l'adaptation automatique d'impédance. Cette approche consiste à détecter l'information sur la désadaptation en amplitude et en phase pour permettre d'adapter le système de façon directe et non plus de façon itérative.





## *Chapitre 2*

### *Adaptation vectorielle automatique d'impédance d'antenne*



## **2.1 Introduction**

L'adaptation automatique d'impédance permet d'optimiser l'efficacité énergétique des têtes radiofréquences. Nous avons démontré qu'une approche scalaire de l'adaptation automatique d'impédance ne permettait pas d'adapter l'impédance de l'antenne à celle du front-end radio en une seule itération. L'objectif de ce chapitre est de présenter une méthode nouvelle d'adaptation automatique d'impédance permettant d'aboutir à une solution optimisée faisant face au problème de désadaptation d'impédance de façon vectorielle et procédant de façon directe.

Afin de ne pas augmenter le nombre de composants externes limitant la miniaturisation des implants cardiaques, la solution proposée devra être entièrement intégrable et l'utilisation d'un coupleur directionnel est à proscrire. La détection sera assurée par un condensateur inséré dans la liaison radiofréquence. Les informations issues de ce détecteur seront analysées pour permettre le calcul de l'impédance de l'antenne qui va servir à déterminer le réseau d'adaptation optimale, dont la topologie utilisée est un passe bas en  $\pi$  qui doit permettre de couvrir une plage d'impédances suffisante.

Une architecture d'auto adaptation vectorielle d'impédance sera ensuite dégagée et étudiée pour mieux appréhender sa réalisation future. Nous étudierons en particulier les imperfections qui pourraient nuire au bon fonctionnement de notre dispositif, à savoir les problèmes liés au bruit, à la non linéarité des composants radiofréquences, à la sensibilité et à la plage de dynamique du système de détection. Ces études apporteront des réponses quant à la faisabilité et à la démarche à suivre lors de la réalisation expérimentale.

L'unité de contrôle analyse les informations provenant du front-end radiofréquence dans le but de calculer l'impédance de l'antenne et d'adapter la tête radiofréquence. Son architecture sera aussi présentée et détaillée dans ce chapitre.

## 2.2 Système auto adaptatif vectoriel d'impédance

### 2.2.1 Description

Il a été démontré dans le chapitre 1, que l'étude en amplitude et en phase de la tension et du courant à un nœud, nous permettrait de mesurer l'impédance équivalence en ce nœud. Pour extraire ces informations, en particulier l'information en courant, il est nécessaire d'insérer un dipôle dans la chaîne et plus précisément entre l'amplificateur de puissance et le réseau d'adaptation variable comme le montre la Figure 2.1.

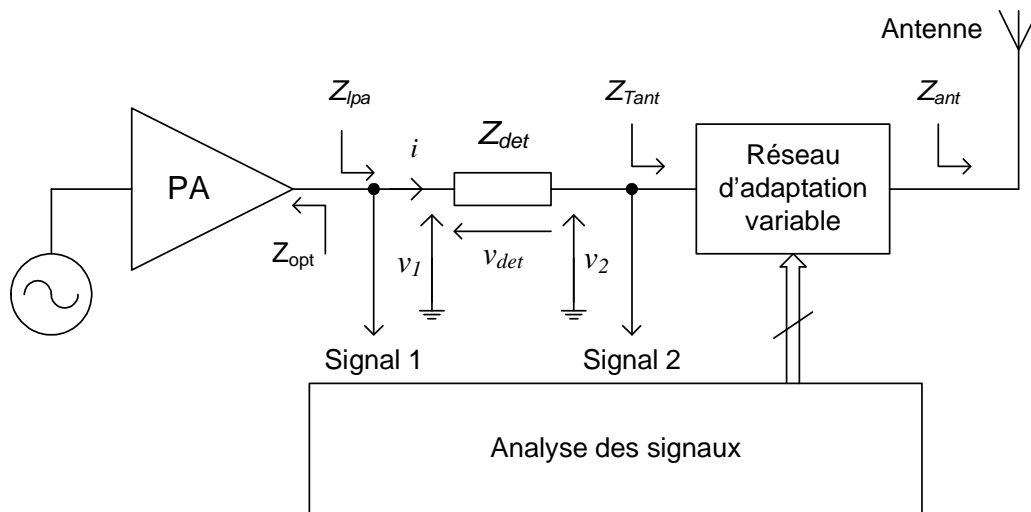


Figure 2. 1. Schéma simplifié de l'adaptation vectorielle automatique d'impédance d'antenne

Le dipôle  $Z_{det}$  constitue le module de détection de notre système. Une analyse des tensions  $v_1$  et  $v_2$  aux bornes de  $Z_{det}$  et du courant  $i$  traversant ce dipôle, nous donnerait la valeur des impédances  $Z_{lpa}$  et  $Z_{Tant}$  respectivement. En effet, ces impédances sont données par :

$$Z_{lpa} = \frac{v_1}{i} = Z_{det} \times \frac{v_1}{v_{det}} \quad (2.1)$$

et,

$$Z_{Tant} = \frac{v_2}{i} = Z_{det} \times \frac{v_2}{v_{det}} \quad (2.2)$$

La connaissance des impédances  $Z_{lpa}$  et  $Z_{Tant}$  va nous permettre de mesurer l'impédance de l'antenne  $Z_{ant}$  et ainsi de calibrer le réseau d'adaptation variable de façon directe. L'objectif est d'adapter l'impédance d'antenne  $Z_{ant}$  à l'impédance optimale de l'amplificateur de puissance  $Z_{opt}$  afin d'optimiser l'efficacité énergétique de la tête radiofréquence.

Le concept de la solution choisie est illustré par la Figure 2.1. A partir de ce concept, une architecture du système finale et optimisée sera proposée. Nous allons détailler et justifier la démarche qui va nous permettre d'aboutir à une solution optimisée. Nous nous focaliserons en particulier sur les points suivants :

- Le choix du dipôle de détection ;
- Le choix du réseau d'adaptation variable permettant de couvrir une large gamme de variation de l'impédance de l'antenne ;
- Le module de mesure et de contrôle analysant les informations aux bornes de ce dipôle et calculant la configuration optimale du réseau d'adaptation variable.

### 2.2.2 Module de détection

Le module de détection constitue un des éléments clés de notre architecture. Il nous permet de recueillir des informations sur la qualité de l'adaptation. Il s'agit d'un dipôle inséré entre l'amplificateur de puissance et le réseau d'adaptation variable comme le montre la Figure 2.1. Le choix de ce dipôle, ainsi que sa valeur seront justifiés dans cette partie du manuscrit.

#### 2.2.2.1 Choix du dipôle de détection

Il est important de rappeler que le module de détection choisi doit être totalement intégrable et présenter une partie active négligeable devant sa partie réactive pour limiter de façon évidente les pertes de puissance active. La puissance active aux bornes d'un élément résistif est dissipée sous forme de chaleur entraînant une dégradation de l'efficacité énergétique de la liaison radiofréquence. L'idée est donc d'utiliser une réactance qui soit inductive ou capacitive.

La particularité d'un élément inductif sans perte est qu'en régime fréquentiel, une inductance  $L_{det}$  se comporte comme une impédance de valeur  $j\omega L_{det}$ . Les inconvénients majeurs de la solution inductive sont d'une part sa taille et d'autre part son coefficient de qualité réduit en technologie intégrée. En effet, les coefficients de qualité des inductances intégrées disponibles aujourd'hui dans la technologie CMOS 0.13 $\mu$ m sont faibles et chiffrés à 12 environ à la fréquence 2.4 GHz.

L'élément capacitif constitue la solution la plus appropriée. Sa taille est petite comparée à une inductance et son coefficient de qualité est fort (environ 100) dans les technologies CMOS avancées. Nous optons donc pour cette solution concernant le dipôle de détection. En régime fréquentiel, l'impédance d'une capacité  $C_{det}$  est égale à  $1/j\omega C_{det}$ . Etudions les informations en tension et en courant aux bornes du condensateur de détection représenté par la Figure 2.2.

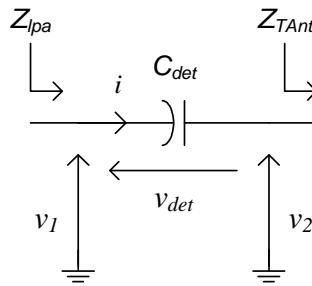


Figure 2. 2. Module de détection capacitif

Soit  $i$  le courant traversant le condensateur  $C_{det}$ . L'expression du courant  $i(t)$  dans le domaine temporel à la pulsation  $\omega_0$  est donnée par :

$$i(t) = I \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (2.3)$$

Si l'exploitation de l'information temporelle du courant  $i(t)$  n'est pas directe, celle de son image à travers la mesure de la tension engendrée par ce courant aux bornes d'un dipôle s'avère très pratique. En effet, l'expression de la tension  $v_{det}(t)$  aux bornes du condensateur  $C_{det}$  nous renseigne sur le courant  $i(t)$  et son expression analytique est donnée par :

$$v_{det}(t) = \frac{1}{C_{det}} \int_0^{2\pi} i(t) dt = K_C \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (2.4)$$

avec  $K_C = I / (C_{det} \omega_0)$ .

A partir des équations (2.3) et (2.4), l'exploitation du signal  $v_{det}(t)$  aux bornes de la capacité  $C_{det}$  donnera à travers  $K_C$  et  $\phi$  l'image du courant  $i(t)$ .

### 2.2.2.2 Valeur de la capacité de détection

La valeur de la capacité de détection  $C_{det}$  doit être choisie avec précaution. L'ajout d'une capacité entre l'amplificateur de puissance et le réseau d'adaptation variable peut entraîner une dégradation de la liaison radiofréquence lorsque son impédance équivalente est forte et donc équivalente à un circuit ouvert. Au contraire, lorsque son impédance équivalente est trop faible, la capacité serait semblable à un fil à travers lequel il serait impossible de mesurer toute information relative à  $i(t)$  car  $v_{det}(t) \approx 0$ . Une stratégie permettant de fixer la valeur de la capacité de détection  $C_{det}$  est nécessaire et a été dégagée comme suit :

- Pour ne pas dégrader le rendement de l'adaptation, l'impact de la capacité additionnelle de détection sur le coefficient de transformation  $Q$  du réseau d'adaptation doit être d'une part limité ;
- D'autre part, sa valeur doit garantir une qualité suffisante de la détection.

### 2.2.2.2.1 Coefficient de transformation $Q$

Comme il a été démontré par Y. Han [HP06], le coefficient de qualité optimal  $Q$  associé à la transformation d'une impédance de charge  $R_L$  en une impédance de source  $R_S$  telle que  $R_S > R_L$  est donné par :

$$Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_L} - 1} \quad (2.5)$$

En présence de la capacité de détection  $C_{det}$ , la nouvelle expression de la résistance équivalente de source est obtenue suite à une transformation série parallèle [LB08] comme l'illustre la Figure 2.3.

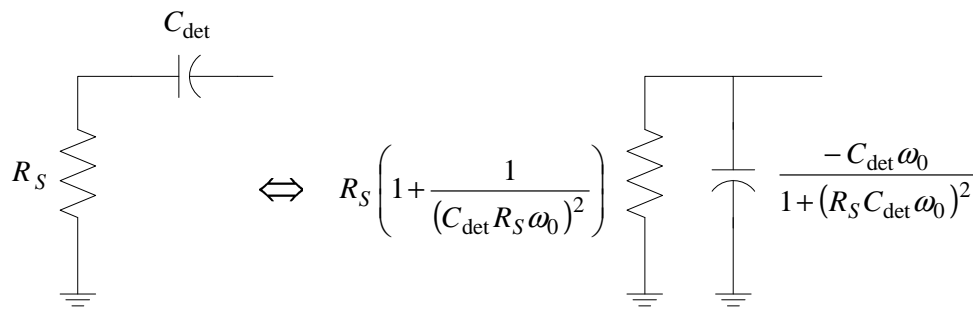


Figure 2. 3. Schéma équivalent de la l'impédance de source en présence de la capacité  $C_{det}$

L'expression du coefficient de transformation optimal (2.5) devient alors :

$$Q = \sqrt{\frac{R_S \left( 1 + \frac{1}{(C_{det} R_S \omega_0)^2} \right)}{R_L} - 1} \quad (2.6)$$

Une augmentation du coefficient  $Q$  se traduirait par une diminution du rendement [HP06] de l'adaptation en présence d'un réseau d'adaptation à pertes. Afin de limiter l'impact de la capacité  $C_{det}$  sur le coefficient de transformation optimal  $Q$  du réseau d'adaptation, il est préférable que sa valeur soit supérieure à  $1/(R_S \omega_0)$ .

### 2.2.2.2.2 Sensibilité de la détection

La sensibilité de la détection à toute variation d'impédance d'antenne va dépendre de la valeur de la capacité  $C_{det}$ . Il est évident qu'une capacité  $C_{det}$  de forte valeur est équivalente à un circuit fermé ; il en résulte que les tensions  $v_1$  et  $v_2$  aux bornes de  $C_{det}$  sont égales. En effet,



la capacité du système à détecter une information sur la qualité de l'adaptation dépend de la valeur de la capacité de détection comme l'illustre la Figure 2.3.

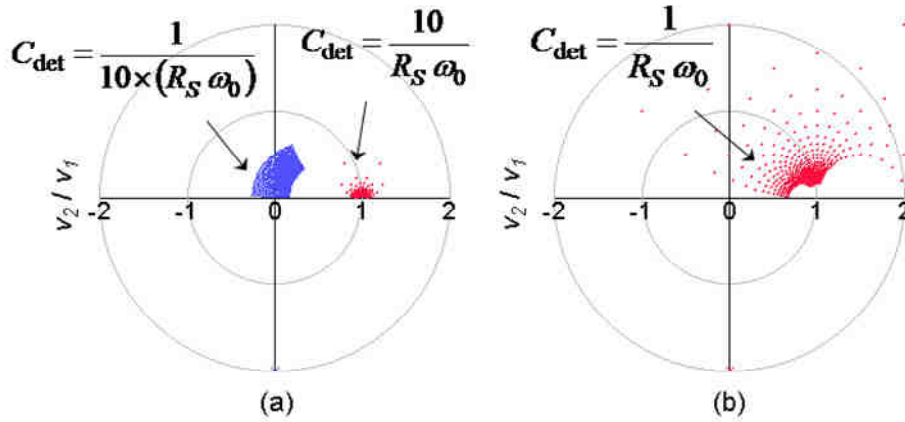


Figure 2. 4. Plage de variation du rapport  $v_2/v_1$  dans le plan polaire pour  $Re[Z_{Tant}] \in [10,300]$  et  $Im[Z_{Tant}] \in [-100,100]$

La simulation de la sensibilité de la détection est illustrée en Figure 2.4 pour différentes valeurs du condensateur de détection  $C_{det}$ . Pour un condensateur de faible valeur égale à  $C_{det} = 1/(10 R_S \omega_0)$  et de valeur forte  $C_{det} = 10/(R_S \omega_0)$ , la plage de variation du module et de la phase du rapport  $v_2/v_1$  simulée pour  $Re[Z_{Tant}]$  compris entre  $10\Omega$  et  $300\Omega$  et  $Im[Z_{Tant}]$  compris entre  $-100\Omega$  et  $100\Omega$  est limitée (Figure 2.4 (a)), et ne permet donc pas de distinguer facilement tout changement d'impédance  $Z_{TAnt}$ .

Il est plus aisé de distinguer tout changement d'impédance  $Z_{Tant}$  à travers des mesures d'amplitude et de phase du rapport  $v_2/v_1$  qui offrent une diversité de valeurs à exploiter comme le montre la Figure 2.4 (b) ; c'est à dire lorsqu'une valeur de la capacité de détection choisie est voisin de  $C_{det} \approx 1/(R_S \omega_0)$ .

En prenant en considération la sensibilité de la détection, et afin de limiter l'impact de  $C_{det}$  sur la valeur du coefficient de transformation du réseau d'adaptation donné par l'équation (2.6), il est souhaitable de choisir la valeur de  $C_{det}$  suivante :

$$C_{det} = \frac{2}{R_S \omega_0} \quad (2.7)$$

## 2.2.3 Réseau d'adaptation d'impédance variable

### 2.2.3.1 Principe de l'adaptation d'impédance

Un réseau d'adaptation d'impédance est conçu pour transformer une impédance de charge en une impédance égale au complexe conjugué de l'impédance de la source. Cette démarche a pour objectif d'optimiser le transfert de puissance de la source vers la charge et de limiter l'énergie réfléchiée et perdue dans la source. Deux techniques sont largement utilisées [Abr85] de nos jours :

- La première utilise des composants passifs tels que des inductances ou des condensateurs montés en série ou en parallèle selon l'adaptation à réaliser ;
- La seconde est basée sur l'utilisation de lignes de transmissions d'impédance caractéristique et de longueur bien déterminée montées en série ou en parallèle.

Dans le cadre de nos applications radiofréquences fonctionnant à des fréquences allant de 400 MHz à 3 GHz, la technique d'adaptation d'impédance utilisant des lignes de transmission de longueur d'onde importante représente une limite importante à son intégration. Nous nous limiterons alors à la technique privilégiant l'emploi d'inductances et de condensateurs.

L'objectif étant de transformer l'impédance de charge en une impédance égale au complexe conjugué de la source, il est nécessaire de maîtriser l'impact des éléments utilisés sur la transformation d'impédance. Le diagramme de Smith de la Figure 2.5 résume l'impact de ces éléments sur la transformation. Lorsqu'un élément est placé en série, la transformation d'impédance se fera dans le diagramme des impédances. Monté en parallèle, le diagramme des admittances est préféré.

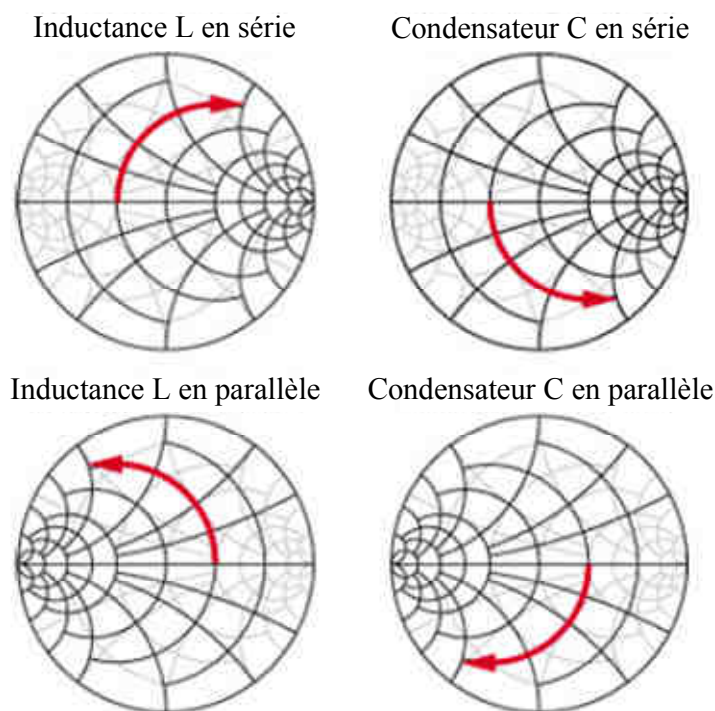


Figure 2. 5. Impact d'une inductance et d'un condensateur sur la transformation d'impédance partant de la charge vers la source

Ainsi comme le montre les diagrammes de la Figure 2.5, lorsque qu'une inductance en série est insérée dans le réseau d'adaptation d'impédance, la rotation se fera dans le domaine des impédances dans le sens des aiguilles d'une montre ; alors que lorsqu'elle est placée en parallèle, la rotation se fera dans le plan des admittances et dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

De même, un condensateur en série va correspondre à une rotation dans le plan des impédances dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. Lorsqu'un condensateur est utilisé et placé en parallèle, la transformation se fera dans le plan des admittances dans le sens des aiguilles d'une montre.

### 2.2.3.2 Architecture du réseau d'adaptation d'impédance variable

Le choix de l'architecture du réseau d'adaptation d'impédance va conditionner la capacité du réseau à pouvoir adapter ou non deux impédances. En effet, en prenant comme exemples des réseaux d'adaptation d'impédance LC série/parallèle (circuit en L) illustrés sur la figure 2.6, il apparaît clairement pour chaque configuration des régions interdites où l'adaptation d'impédance est théoriquement impossible.

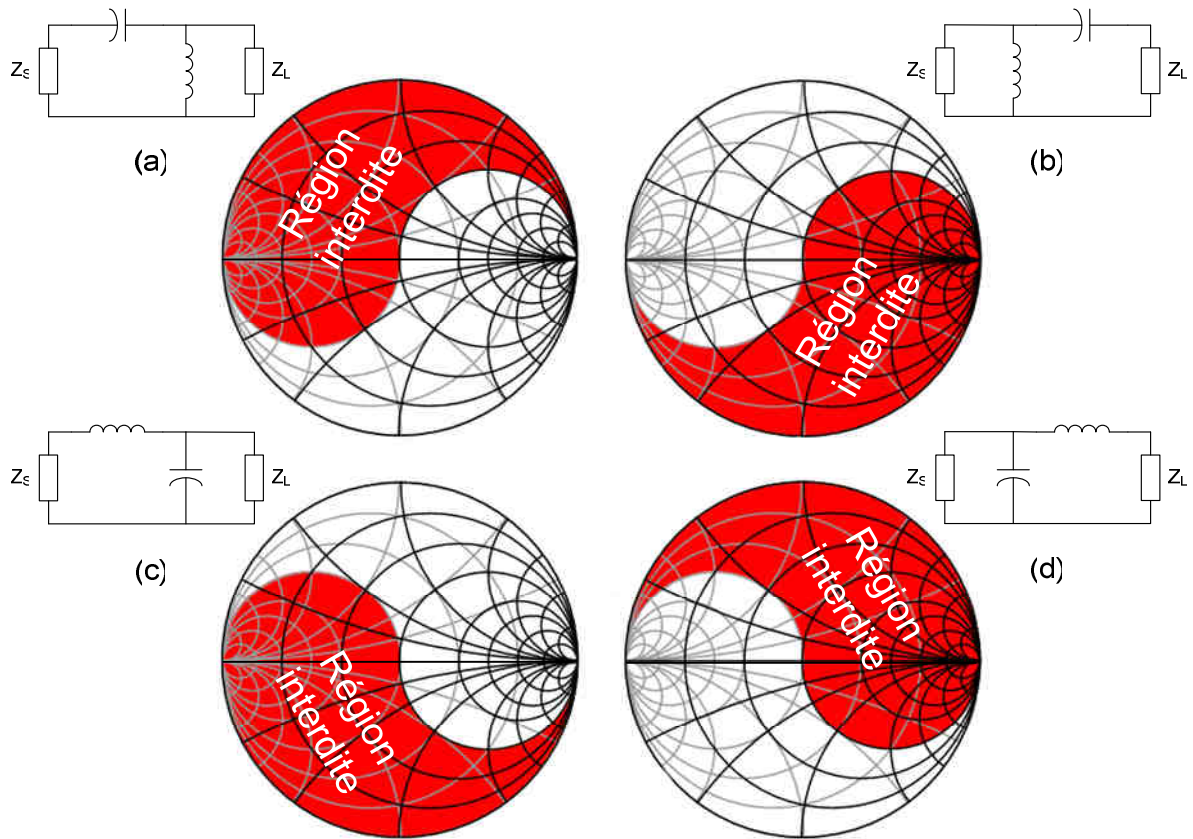


Figure 2. 6. Régions interdites liées à la structure en L du réseau d'adaptation

Par exemple, pour adapter une impédance de charge notée  $Z_L$  à une impédance de source  $Z_S=50\Omega$ , et si l'architecture du réseau d'adaptation choisi est celle de la Figure 2.6 (a), alors l'inductance en parallèle avec une charge produit une rotation dans le sens inverse des aiguilles d'une montre dans le plan des admittances jusqu'au cercle de résistance constante passant par l'origine. Le condensateur monté en série est ensuite utilisé pour rejoindre le centre de l'abaque de Smith. Cela implique que toutes les impédances de charges situées dans la région sombre appelée région interdite ne peuvent être adaptées à la source par ce réseau.

Le choix et la conception d'un réseau d'adaptation variable doivent tenir compte de cette spécificité liée à la région interdite du réseau d'adaptation variable. La gamme d'impédance à couvrir doit être exclue de cette région. Le choix d'une architecture de réseau d'adaptation d'impédance en  $\pi$  ou en T comme l'illustre la Figure 2.7 permet d'adapter presque toutes les impédances et apparaît plus adaptée à nos applications.

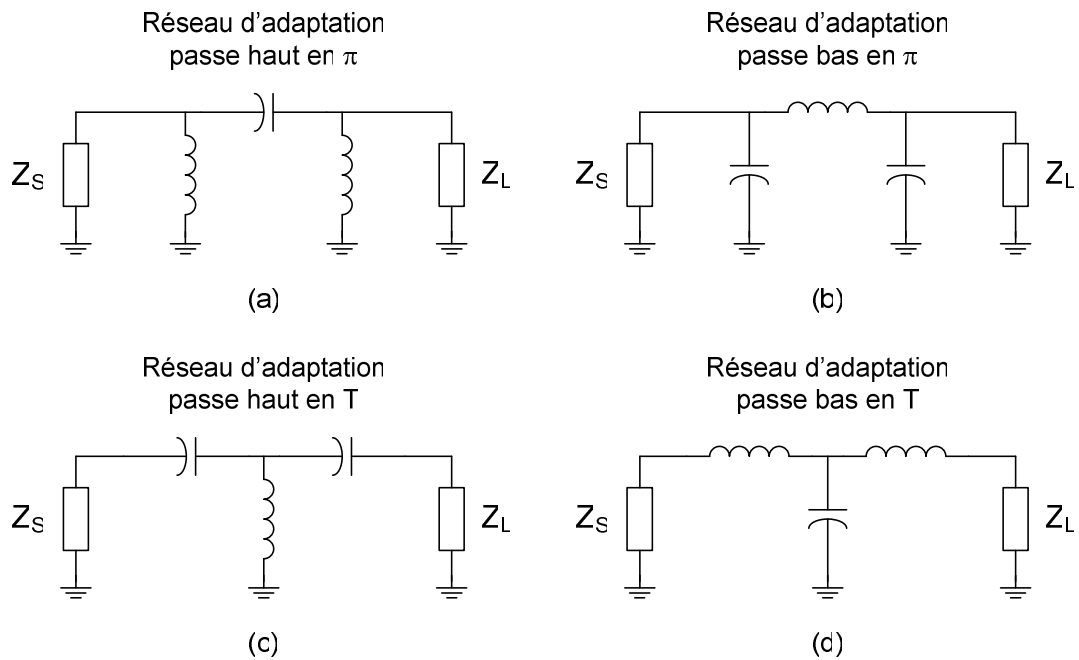


Figure 2. 7. Réseaux d'adaptation d'impédance en  $\pi$  et en T

Une seule de ces architectures sera retenue pour nos études, cherchons alors à dégager les limitations de chacune et de choisir la plus adaptée à nos applications. Les réseaux d'adaptation d'impédance de type passe haut en  $\pi$  et passe pas en T représentés respectivement par la Figure 2.7 (a) et la Figure 2.7 (d) sont composés de deux branches inductives et sont à exclure. En effet, les inductances occupent une taille importante en technologies intégrées. Elles présentent des coefficients de qualité limités réduisant le rendement du système et sont difficilement reconfigurables.

L'architecture du réseau d'adaptation de la Figure 2.7 (c) utilise deux condensateurs montés en série et celle de la Figure 2.7 (b) deux condensateurs montés en parallèle. Bien que théoriquement ces deux architectures permettent d'adapter n'importe quelle impédance, le réseau d'adaptation d'impédance de la Figure 2.7 (b) convient mieux à une réalisation pratique. En effet, comme les deux branches capacitatives à l'entrée et à la sortie du réseau d'adaptation sont en parallèle, les capacités parasites issues des quadripôles connectés en entrée et en sortie du réseau peuvent être compensées facilement, ce qui n'est pas le cas pour le réseau en T. De plus, la reconfigurabilité d'un condensateur monté en parallèle est simple et sera abordée dans le chapitre 3. Le réseau d'adaptation d'impédance variable retenu pour notre étude est donc celui illustré par la Figure 2.8.

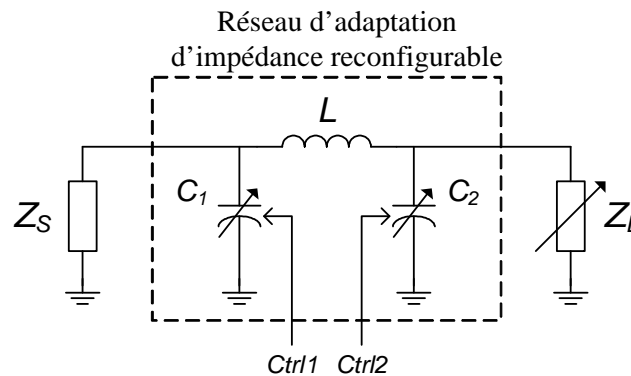


Figure 2. 8. Réseau d'adaptation variable passe-bas en  $\pi$

Il est composé de deux branches capacitives  $C_1$  et  $C_2$  pilotées par  $Ctrl1$  et  $Ctrl2$ , respectivement, et d'une inductance  $L$  de valeur fixe. Les signaux de contrôle  $Ctrl1$  et  $Ctrl2$  sont issus d'un processeur dont l'architecture sera détaillée. Ce réseau doit permettre d'adapter n'importe qu'elle impédance de charge  $Z_L$  à l'impédance de source  $Z_S$ .

## 2.2.4 Système de mesure de la désadaptation

La mesure de la désadaptation consiste à développer une technique capable d'extraire les informations vectorielles sur la désadaptation du dispositif. Elle doit être simple et tenir compte des contraintes et des imperfections liées à sa réalisation future. Les erreurs de phase et d'amplitude doivent être limitées afin de ne pas dégrader la précision de la détection.

Deux techniques sont introduites dans cette partie. La première technique utilise une détection matérielle, c'est-à-dire une technique basée sur l'utilisation de blocs analogiques radiofréquences afin d'extraire le module et l'argument du courant  $i(t)$  à travers une analyse de la tension aux bornes de la capacité de détection. La seconde technique analyse les tensions aux bornes de la capacité de détection, puis fait l'extraction du courant  $i(t)$  de façon analytique.

### 2.2.4.1 Extraction matérielle

Selon les équations (2.1) et (2.2), les impédances  $Z_{lpa}$  et  $Z_{Tant}$  peuvent être extraites en analysant le courant  $i$  et les tensions  $v_1$  et  $v_2$  respectivement. Les tensions  $v_1$  et  $v_2$  sont accessibles en amont et en aval de la capacité de détection. L'extraction du courant  $i$  peut se faire à travers une analyse de la tension  $v_{det}$  (équation (2.4)). Ainsi, une technique de récupération de la tension  $v_{det}$  est étudiée utilisant un soustracteur comme l'illustre la Figure 2.9.

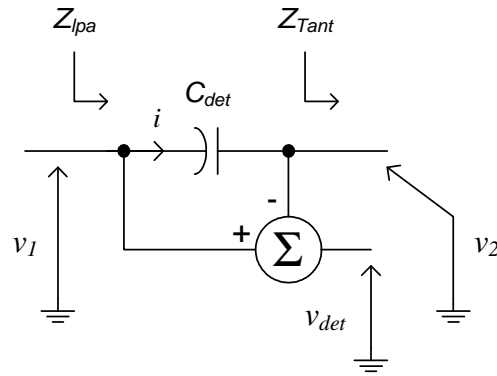


Figure 2. 9. Exemple d'extraction de la tension  $v_{det}$  aux bornes de  $C_{det}$

Cette technique fonctionne parfaitement en simulation système. En pratique, cette architecture utilisant un soustracteur RF et exploitant les signaux à la sortie d'un amplificateur de puissance, s'avère difficile à réaliser et son intégration dans le système peut être source de mismatch car on perd la symétrie entre les tensions  $v_{det}$  et  $v_{1,2}$  contribuant à dégrader la précision de la détection.

#### 2.2.4.2 Extraction algorithmique

L'extraction du courant  $i$  de façon algorithmique analyse les tensions  $v_1$  et  $v_2$  afin de déterminer les composantes en amplitude et en phase de la tension  $v_{det}$ . En effet, exprimons dans un premier temps les tensions  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  par :

$$v_1(t) = A_1 \cos(\omega_0 t) \quad (2.8)$$

et,

$$v_2(t) = A_2 \cos(\omega_0 t + \alpha) \quad (2.9)$$

Nous obtenons l'expression de la tension  $v_{det}(t)$  égale à la différence de tension entre  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  :

$$v_{det}(t) = v_1(t) - v_2(t) = R \cos(\omega_0 t + \sigma) \quad (2.10)$$

Le coefficient  $R$  et l'angle  $\sigma$  ne dépendent que des amplitudes  $A_1$ ,  $A_2$  et du déphasage  $\alpha$  provenant des expressions de  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  :

$$R = \sqrt{(A_1 - A_2 \cos \alpha)^2 + (A_2 \sin \alpha)^2} \quad (2.11)$$

et,

$$\sigma = \arctan\left(\frac{A_2 \sin \alpha}{A_1 - A_2 \cos \alpha}\right) \quad (2.12)$$

L'extraction de la tension  $v_{det}$  ne nécessite que l'exécution des formules mathématiques (2.11) et (2.12) par le processeur. Elle est simple et paraît plus adaptée aux besoins futurs qui tendent vers une numérisation des architectures radiofréquences. Nous focalisons ainsi nos études futures sur cette méthode basée sur l'extraction et l'analyse des signaux  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  pour permettre la mesure finale de l'impédance d'antenne  $Z_{ant}$ .

### 2.2.5 Architecture du système vectoriel auto adaptatif d'impédance

Le traitement des signaux  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  à la fréquence porteuse  $f_0$  requiert des interfaces analogiques numériques et des processeurs ultra rapides contribuant à un accroissement de la consommation. Afin de contourner ce problème, il est nécessaire d'effectuer un changement de fréquence aux signaux à traiter avant d'être analysés par le processeur. Cependant, les signaux issus de la capacité de détection sont forts car ils proviennent directement de l'amplificateur de puissance, alors que la linéarité des mélangeurs est souvent limitée. Par conséquent, il est nécessaire de réduire la puissance des signaux  $v_1$  et  $v_2$  dans un premier temps en insérant un atténuateur radiofréquence entre le détecteur et le module de changement de fréquence. L'architecture de notre système auto adaptatif d'impédance est alors représentée par la Figure 2.10.

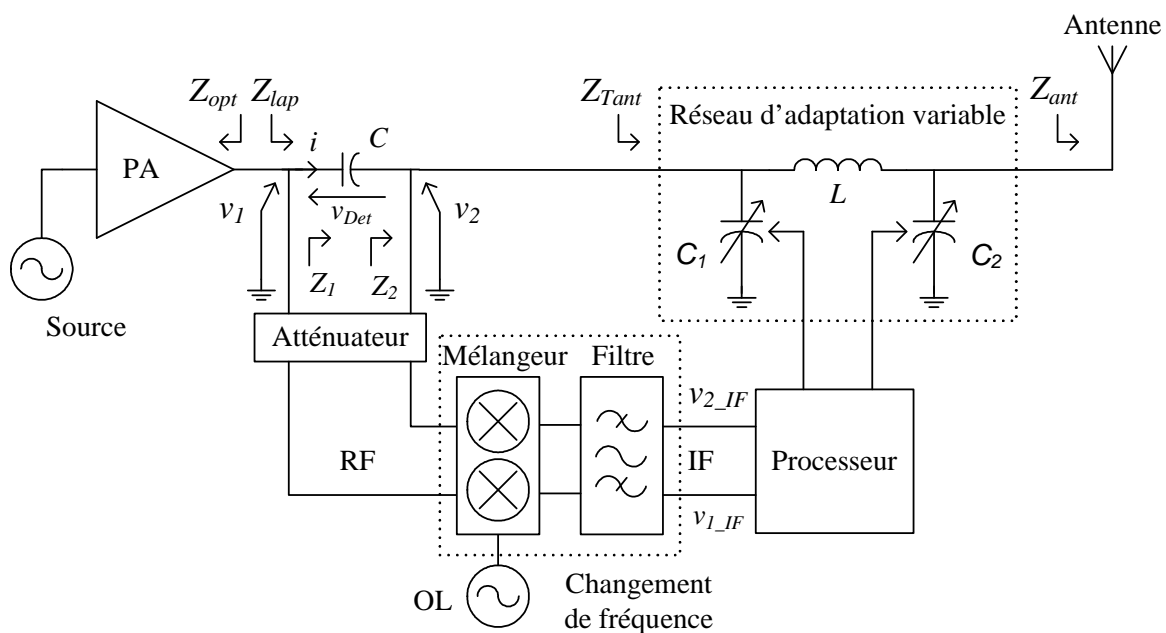


Figure 2. 10. Architecture du système vectoriel auto adaptatif d'impédance

Il est important de préciser que cette architecture présente un gros avantage d'être insensible aux perturbations extérieures telles que les interférences. En effet les signaux qui



sont détectés à la sortie de l'amplificateur de puissance sont de forte puissance comparés aux éventuelles interférences. De plus, la présence du filtre dans le module de changement de fréquence va contribuer à les supprimer.

Le module de changement de fréquence est composé de mélangeurs et d'un filtre analogique afin d'éliminer les harmoniques indésirables. Les mélangeurs sont pilotés par un oscillateur local OL de fréquence égale à  $f_0+f_i$ , avec  $f_i$  la fréquence intermédiaire choisie. Les expressions des signaux  $v_{1\_IF}(t)$  et  $v_{2\_IF}(t)$  récupérés à la sortie du filtre sont données par :

$$v_{1\_IF}(t) = B_1 \cos(\omega_i t) \quad (2.13)$$

et,

$$v_{2\_IF}(t) = B_2 \cos(\omega_i t - \alpha) \quad (2.14)$$

Les coefficients  $B_1$  et  $B_2$  sont respectivement donnés par les amplitudes des signaux  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  multipliées par un coefficient  $K$  comme le montre les formules suivantes :

$$B_1 = \frac{A_1 \times G_{mf}}{A_{v,att}} = K \times A_1 \quad (2.15)$$

et,

$$B_2 = \frac{A_2 \times G_{mf}}{A_{v,att}} = K \times A_2 \quad (2.16)$$

Avec  $G_{mf}$  le gain en tension du module de changement de fréquence égal au produit du gain de conversion des mélangeurs et du gain du filtre analogique, et  $A_{v,att}$  l'atténuation telle que  $|A_{v,att}| \ll 1$ .

Nous remarquons bien évidemment que les rapports d'amplitude entre les signaux avant et après changement de fréquence n'ont pas changé. Par contre, le déphasage entre les deux signaux a subi un changement de signe dont nous en tiendrons compte, mais sa valeur absolue est conservée. Ces données seront traitées par le processeur dans le but de déterminer la valeur de l'impédance de l'antenne à adapter.

Il est intéressant de remarquer que le module de changement de fréquence peut utiliser le récepteur d'une tête radiofréquence pour sa réalisation. Dans ce cas, seul la capacité de détection  $C_{det}$  et l'atténuateur est à rajouter à l'architecture classique d'une tête radiofréquence bidirectionnelle.

## 2.3 Analyse des imperfections

L'objet de cette partie du chapitre est d'analyser les imperfections liées à la réalisation future de l'architecture du système auto adaptatif d'impédance. Parce que tout système radiofréquence est soumis à des perturbations, telles que le bruit ou encore les problèmes liés à la non linéarité des dispositifs radiofréquences, elles seront analysées afin de dégager leur impact sur le dispositif pour permettre de proposer des solutions à ces problèmes.

### 2.3.1 Analyse du bruit

Le bruit limite le niveau minimal d'un signal qu'un système peut traiter avec une qualité acceptable. Son analyse est importante, c'est pourquoi, nous chercherons à comprendre dans cette sous-partie son comportement dans un atténuateur hyperfréquence et son impact sur l'architecture de notre système auto adaptatif d'impédance d'antenne.

#### 2.3.1.1 Bruit dans les atténuateurs hyperfréquences

Un atténuateur a été inséré dans notre architecture de la Figure 2.10 afin d'adapter la puissance du signal issu de la chaîne de transmission à la linéarité du module de changement de fréquence. Analysons le comportement du bruit [Raz03] à la sortie d'un atténuateur hyperfréquence à l'aide du modèle de la Figure 2.11.

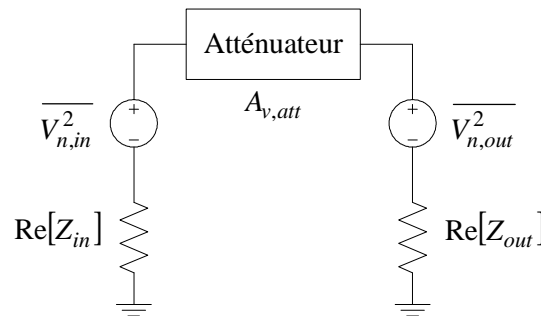


Figure 2. 11. Modèle de bruit d'un atténuateur

Dans le cas d'un atténuateur sans perte, la composante de bruit à la sortie de l'atténuateur est égale à la tension de bruit en entrée de l'atténuateur multipliée par le facteur  $A_{v,att}^2$  auquel on additionne le bruit généré par les étages aval :

$$\overline{e_{n,out}^2} = 4kT \operatorname{Re}[Z_{in}] \times A_{v,att}^2 + 4kT \operatorname{Re}[Z_{out}] \quad (2.17)$$

Si l'atténuation est très petite devant l'unité  $A_{v,att} \ll 1$ , alors la tension de bruit à la sortie de l'atténuateur est approximativement dominée par le bruit généré par les étages en sortie de l'atténuateur  $\overline{e_{n,out}^2} \cong 4kT \operatorname{Re}[Z_{out}]$ . En conséquence, le rapport signal sur bruit à la sortie de l'atténuateur est donné par :

$$SNR_{att,out} = \frac{(V_{in,att}/\sqrt{2}) \times A_{v,att}}{e_{n,out}} \quad (2.18)$$

avec  $V_{in,att}$  l'amplitude de la tension du signal à l'entrée de l'atténuateur.

Les équations (2.17) et (2.18) démontrent alors que l'atténuateur se comporte comme un canal de transmission où le module de changement de fréquence serait alors l'équivalent d'un récepteur radiofréquence. Il s'agirait alors d'un canal de transmission sans pertes et non soumis aux interférences et dont l'affaiblissement dans le canal est donné par  $A_{v,att}$ . Il serait ainsi intéressant de déterminer le niveau du plancher de bruit et la sensibilité du système à l'entrée des mélangeurs comme dans le cas d'un récepteur radiofréquence abordés dans le chapitre 1 et résumés par les équations (1.4) et (1.7).

### 2.3.1.2 Bruit du système auto adaptatif d'impédance

L'analyse du bruit aux différents points de notre architecture a pour but de mettre en évidence l'impact en bruit que peut engendrer chaque bloc de notre architecture. Analysons le modèle de bruit simplifié du système auto adaptatif d'impédance représenté Figure 2.12.

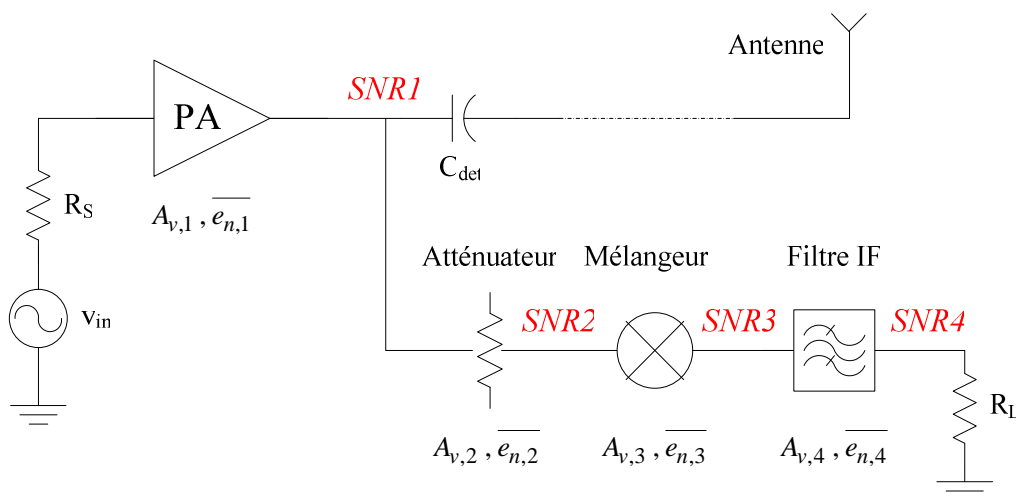


Figure 2. 12. Modèle simplifié de bruit du système auto adaptatif d'impédance

Chaque étage du dispositif peut contenir des sources de bruit telles qu'un transistor ou une résistance qui vont contribuer à une dégradation du rapport signal sur bruit. Nous pouvons exprimer la tension de bruit aux différents nœuds du système par l'équation suivante :

$$V_{n,m}^2 = 4kT R_S \prod_{i=1}^m A_{v,i}^2 + \sum_{j=1}^m \overline{e_{n,j}^2} \times \prod_{k=j}^m A_{v,k}^2 \quad (2.19)$$

Nous pouvons aussi exprimer le rapport signal sur bruit aux différents nœuds du dispositif comme le rapport de la tension efficace sur la tension de bruit. Il est donné par la formule suivante :

$$SNR_m = \frac{(K \times V_{in} / \sqrt{2}) \times \prod_{i=1}^m A_{v,m}}{V_{n,m}} \quad (2.20)$$

Le rapport signal sur bruit à la sortie de l'amplificateur de puissance est fort ; il n'est pas nécessaire de l'analyser d'autant plus que le bruit à la sortie de l'atténuateur est indépendant du bruit amont donc du bruit généré par le PA lorsque  $|A_{v,att}| \ll 1$ . Par conséquent, la tension de bruit et le rapport signal sur bruit aux différents nœuds situés après l'atténuateur pourraient être approximativement donnés par les équations suivantes :

$$V_{n,m \geq 2}^2 \cong \sum_{j=2}^m \overline{e_{n,j}^2} \times \prod_{k=j}^m A_{v,k}^2 \quad (2.21)$$

et,

$$SNR_{m \geq 2} \cong \frac{(K \times V_{in} / \sqrt{2}) \times \prod_{i=1}^m A_{v,m}}{\sqrt{\sum_{j=2}^m \overline{e_{n,j}^2} \times \prod_{k=j}^m A_{v,k}^2}} \quad (2.22)$$

Le rapport signal sur bruit est dépendant de l'atténuation du signal. En effet, si l'atténuation est trop forte, le signal peut se retrouver noyé dans le bruit. Pour éviter qu'un tel scénario ne se produise, nous verrons plus tard que sa valeur sera choisie avec précaution en fonction de la linéarité des mélangeurs. De plus, d'après les équations (2.21), (2.22) et celle de la formule de Friss (1.5), il serait également préférable de concevoir des mélangeurs à fort gain de conversion afin de limiter la contribution en bruit des étages en aval et donc la figure de bruit du module de changement de fréquence. L'utilisation d'un amplificateur faible bruit inséré entre l'atténuateur et le module de changement de fréquence est à exclure car, même s'il va contribuer à augmenter la sensibilité du système, il va augmenter de façon importante la consommation de notre dispositif.

### 2.3.2 Etude de la dynamique et de la sensibilité du système

La variation de l'impédance de l'antenne entraîne une variation des amplitudes des signaux à analyser. Le module de changement de fréquence, dont le but est de transposer les signaux à traiter à une fréquence intermédiaire, doit disposer d'une plage de dynamique suffisante capable de couvrir cette plage de variation. Il est alors important d'évaluer la dynamique requise, ainsi que les phénomènes responsables de sa limitation dans notre dispositif.

#### 2.3.2.1 Evaluation de la dynamique nécessaire

La variation de l'impédance de l'antenne a pour conséquence de modifier l'impédance de charge  $Z_{lpa}$  de l'amplificateur de puissance et de modifier les amplitudes des signaux à détecter aux bornes de la capacité de détection. L'évaluation de la plage de variation d'amplitude de ces signaux permettra de fixer la plage de dynamique nécessaire de notre dispositif. Afin de faciliter son évaluation, nous baserons notre analyse sur le modèle linéaire simplifié de la Figure 2.13, où les capacités parasites issues de l'atténuateur et les phénomènes de non linéarité sont négligés.

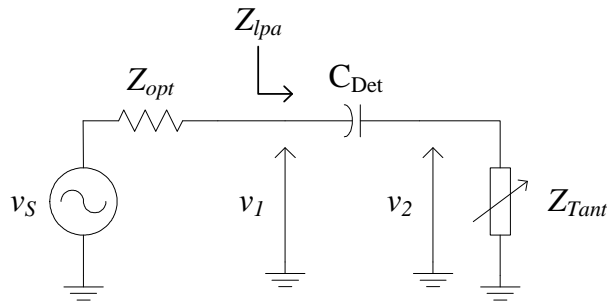


Figure 2. 13. Modèle d'évaluation de la plage de dynamique

On peut exprimer le module des tensions  $v_1$  et  $v_2$  en fonction de la tension de source  $v_S$  et de l'impédance de charge  $Z_{lpa}$  par :

$$|v_1| = |v_S| \times \frac{|Z_{lpa}|}{|Z_{lpa} + Z_{opt}|} \quad (2.23)$$

et,

$$|v_2| = |v_1| \times \frac{|Z_{lpa} - 1/jC_{det}\omega|}{|Z_{lpa}|} \quad (2.24)$$

La plage de dynamique nécessaire est alors donnée par le rapport entre la valeur maximale et la valeur minimale que peuvent prendre les amplitudes des tensions  $v_1$  et  $v_2$ . Son expression en dB est :

$$DR_{requisse}(dB) = 20 \log \frac{\max(|v_1|, |v_2|)}{\min(|v_1|, |v_2|)} \quad (2.25)$$

### 2.3.2.2 Sensibilité et dynamique au point de compression à 1dB

Le plancher de bruit et la sensibilité de notre module de changement de fréquence sont respectivement donnés par les équations (1.4) et (1.7). Tout système non linéaire possède une zone de fonctionnement linéaire caractérisée par un signal de sortie proportionnel à un signal d'entrée, et une zone non linéaire pour un signal d'entrée grand et un signal de sortie qui tend vers sa limite de saturation. Le point de compression à 1dB qui caractérise la limite du fonctionnement linéaire d'un circuit est défini au point de puissance pour lequel l'écart entre la puissance de sortie et son extrapolation linéaire petit signal atteint 1dB. On peut alors définir la dynamique du système au point de compression à 1dB par :

$$DR_{1dB} = CP1 - Sensibilité \quad (2.26)$$

Selon (2.26), pour améliorer la plage de dynamique au point de compression à 1dB, il faudrait évidemment réduire la sensibilité et/ou augmenter la linéarité des mélangeurs par exemple, sachant que l'utilisation d'un amplificateur faible bruit est à exclure pour économiser de l'énergie. La plage de dynamique du système doit couvrir la plage de dynamique requise  $DR_{requisse}$  donnée par (2.25). Il n'est pas à exclure que pour accroître la dynamique d'un système, l'on utilise des techniques de reconfiguration des éléments du système tels que modifier le gain de l'amplificateur de puissance ou encore celui l'atténuateur.

### 2.3.2.3 Distorsions AM/AM et AM/PM

Il est insuffisant de définir la plage de dynamique de notre dispositif à 1dB. En effet, les signaux à traiter n'ont pas forcément la même amplitude comme le démontrent les équations (2.23) et (2.24). Par conséquent, l'intégrité des données peut être fortement dégradée par des phénomènes de distorsion d'amplitude AM/AM et de phase AM/PM des systèmes non linéaires. En effet, en représentant l'expression du signal en sortie d'un système non linéaire par le polynôme suivant :

$$y(t) = \beta_0 + \beta_1 x(t) + \beta_2 x^2(t) + \beta_3 x^3(t) + \dots \quad (2.27)$$

pour un signal d'entrée  $x(t) = \rho \cos(\omega t)$  et suite à des transformations trigonométriques, l'expression au fondamental est donnée par :

$$\beta_1 \rho \left( 1 + \frac{3 \beta_3}{4 \beta_1} \rho^2 + \frac{5 \beta_5}{8 \beta_1} \rho^4 + \frac{35 \beta_7}{64 \beta_1} \rho^6 + \dots \right) \cos(\omega t) \quad (2.28)$$

Pour une non-linéarité d'ordre 3, l'expression du signal à la sortie d'un système non linéaire affectée par les distorsions AM/AM et AM/PM est réduite à :

$$\beta_1 \rho \left( 1 + \frac{3 |\beta_3|}{4 |\beta_1|} \rho^2 \right) \cos(\omega t) \quad (2.29)$$

Les systèmes non linéaires présentent un comportement complexe qui affecte l'amplitude et la phase du signal. En considérant  $\beta_1 = |\beta_1| e^{j\varphi_1}$  et  $\beta_3 = |\beta_3| e^{j\varphi_3}$ , la relation (2.29) devient :

$$|\beta_1| e^{j\varphi_1} \rho \left( 1 + \frac{3 |\beta_3|}{4 |\beta_1|} e^{j\theta} \rho^2 \right) \cos(\omega t) \quad (2.30)$$

où  $\theta = \varphi_3 - \varphi_1$ . En séparant les parties réelles et les parties imaginaires, nous obtenons :

$$|\beta_1| e^{j\varphi_1} \rho \left( 1 + \Delta \rho^2 + j \Omega \rho^2 \right) \cos(\omega t) \quad (2.31)$$

avec,

$$\Delta = \frac{3 |\beta_3|}{4 |\beta_1|} \cos(\theta) \quad (2.32)$$

et,

$$\Omega = \frac{3 |\beta_3|}{4 |\beta_1|} \sin(\theta) \quad (2.33)$$

La phase  $\phi(t)$  engendrée par la distorsion AM/PM sur  $y(t)$  est donnée par :

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left( \frac{\Omega \alpha^2}{1 + \Delta \alpha^2} \right) \quad (2.34)$$

Les signaux en entrée des mélangeurs sont donnés par les équations (2.8) et (2.9) atténués par le facteur  $A_{v,att}$ . Nous pouvons exprimer le rapport d'amplitude entre les signaux  $v_{2\_IF}(t)$  et  $v_{1\_IF}(t)$  à la sortie du module de changement de fréquence non linéaire par :

$$\frac{|v_{2\_IF}(t)|}{|v_{1\_IF}(t)|} = \frac{B_2}{B_1} \times \gamma \quad (2.35)$$

L'expression (2.35) correspond au rapport d'amplitude des signaux issus d'un système linéaire donnés par les équations (2.13) et (2.14), multiplié par un coefficient  $\gamma$ . Ce

coefficient  $\gamma$  représente le facteur d'erreur d'amplitude du à la distorsion d'amplitude AM/AM et qui affecte l'intégrité des informations à traiter. Son expression est donnée par :

$$\gamma = \sqrt{\frac{\left(1 + \Delta A_{v,att}^2 A_2^2\right)^2 + \left(\Omega A_{v,att}^2 A_2^2\right)^2}{\left(1 + \Delta A_{v,att}^2 A_1^2\right)^2 + \left(\Omega A_{v,att}^2 A_1^2\right)^2}} \quad (2.36)$$

De même, la distorsion AM/PM dans les systèmes non linéaires affecte le déphasage entre les signaux  $v_{2\_IF}(t)$  et  $v_{1\_IF}(t)$  :

$$\arg\left(\frac{v_{2\_IF}(t)}{v_{1\_IF}(t)}\right) = \alpha + \chi \quad (2.37)$$

La phase  $\alpha$  correspond au déphasage initial entre les signaux  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  à mesurer et à traiter plus tard par le processeur, alors que  $\chi$  représente l'erreur de phase provoquée par la distorsion AM/PM du système non linéaire dont l'expression est donnée par :

$$\chi = \tan^{-1}\left(\frac{\Omega A_{v,att}^2 A_2^2}{1 + \Delta A_{v,att}^2 A_2^2}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\Omega A_{v,att}^2 A_1^2}{1 + \Delta A_{v,att}^2 A_1^2}\right) \quad (2.38)$$

Parce que les amplitudes des signaux à l'entrée du système non linéaire de changement de fréquence sont différentes, nous avons démontré par (2.35) et (2.37) que le rapport d'amplitude et le déphasage entre  $v_{2\_IF}(t)$  et  $v_{1\_IF}(t)$  peuvent être fortement affectés par les conversions AM/AM et AM/PM. Afin de limiter les erreurs d'amplitude (2.36) et de phase (2.38), le système non linéaire doit fonctionner en dessous de son point de compression à 1dB. Cette marge utilisée pour réduire les distorsions d'amplitude et de phase est encore appelée « backoff ». En appliquant un backoff à la plage de dynamique au point de compression à 1dB donnée par (2.26), nous obtenons ainsi la plage de dynamique de notre système illustrée par la Figure 2.14 et donnée par la formule suivante :

$$DR(dB) = CP1 - Sensibilité - backoff \quad (2.39)$$



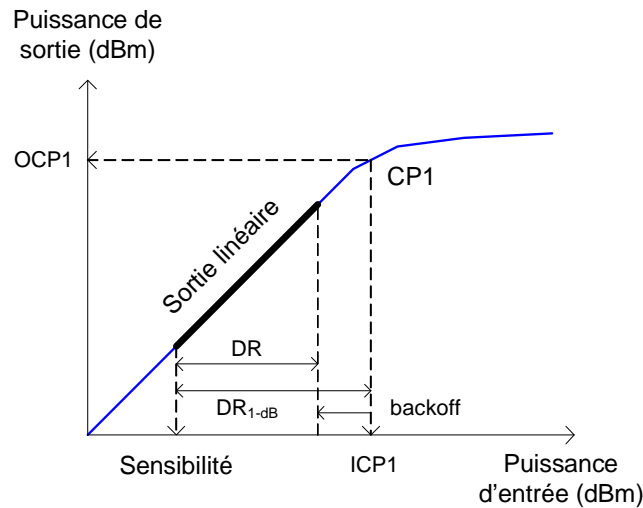


Figure 2. 14. Dynamique du système auto adaptatif d'impédance

La valeur de l'atténuation  $A_{v,att}$  du dispositif sera ainsi fixée en fonction de la plage de variation de l'amplitude des tensions  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  et de la plage de dynamique  $DR$  du dispositif. Il est à noter qu'en cas de dynamique insuffisante, il existe évidemment différentes techniques pour l'améliorer, comme augmenter la linéarité du dispositif ou réduire la sensibilité du système de transposition de fréquence. Une autre technique consiste à commuter l'atténuation d'une valeur  $A_{v1,att}$  à une autre valeur  $A_{v2,att}$  en fonction de l'amplitude du signal, ce qui permet de maintenir le signal à l'intérieur de la plage de dynamique  $DR$  du dispositif.

## 2.4 Unité de contrôle

L'unité de contrôle constitue un élément important de notre architecture d'adaptation vectorielle automatique d'impédance d'antenne (Figure 2.10). Elle a pour rôle de traiter les informations issues du front-end radiofréquence afin de calibrer le réseau d'adaptation variable. Son architecture est représentée par la Figure 2.15.

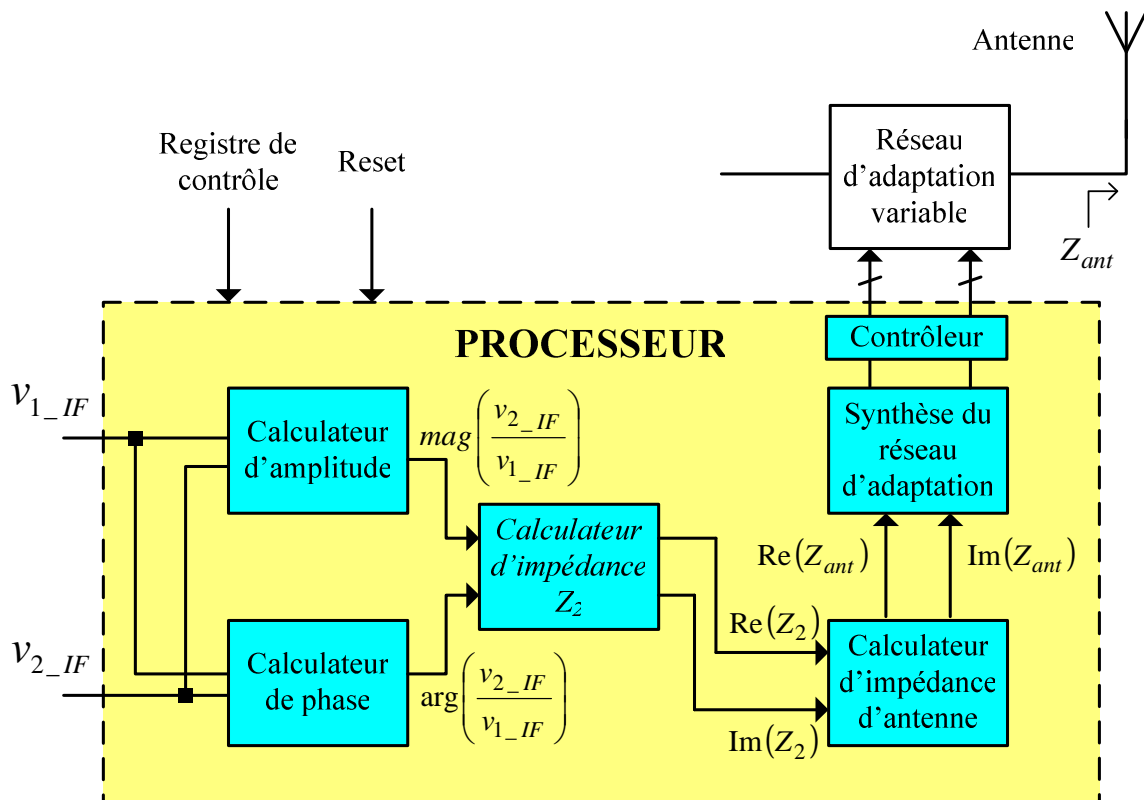


Figure 2. 15. Architecture de l'unité de contrôle

Il a pour rôle d'analyser les tensions  $v_{1\_IF}$  et  $v_{2\_IF}$  dans le but d'extraire l'impédance de l'antenne et de calculer la configuration optimale du réseau d'adaptation variable. Il est composé de trois parties principales :

- La détection qui mesure l'amplitude des signaux et leur déphasage ;
- Le calcul d'impédance dont le but est d'extraire la valeur de l'impédance de l'antenne ;
- La détermination du réseau d'adaptation d'impédance optimal.

Les techniques de mesure d'amplitude et de phase sont connues et largement utilisées dans la démodulation numérique des signaux radiofréquences. Nous ne rentrerons pas dans les détails, quelques techniques de réalisation seront abordées dans les chapitres 4 et 5. Nous

focaliserons cette partie du manuscrit sur les étapes logicielles permettant d'atteindre l'objectif fixé, à savoir traiter les données de façon simple afin d'extraire l'impédance de l'antenne qui va servir à calibrer le réseau d'adaptation variable de façon directe.

### 2.4.1 Calcul des impédances

L'analyse des amplitudes  $B_1$  et  $B_2$  des signaux  $v_{1\_IF}(t)$  et  $v_{2\_IF}(t)$  associés au déphasage  $\alpha$  entre ces signaux, doit nous permettre de mesurer l'impédance de l'antenne. Rappelons que la tension  $v_{det}(t)$  aux bornes de la capacité de détection  $C_{det}$  est donnée par la formule (2.10). Or selon les équations (2.15) et (2.16), nous avons  $B_1 = K \times A_1$  et  $B_2 = K \times A_2$ . Les expressions de l'amplitude  $R$  et de la phase  $\sigma$  du signal  $v_{det}(t)$  exprimées précédemment respectivement par les équations (2.11) et (2.12) sont donc également données par :

$$R = \frac{1}{K} \sqrt{(B_1 - B_2 \cos \alpha)^2 + (B_2 \sin \alpha)^2} \quad (2.40)$$

et,

$$\sigma = \arctan\left(\frac{B_2 \sin \alpha}{B_1 - B_2 \cos \alpha}\right) \quad (2.41)$$

Ainsi, à partir des équations (2.1), (2.8), (2.10), (2.40) et (2.41), l'expression analytique de l'impédance  $Z_1$  en amont de la capacité de détection est donnée par :

$$Z_1 = |Z_1| e^{j \arg Z_1} \quad (2.42)$$

avec,

$$\begin{aligned} |Z_1| &= \left| \frac{1}{jC_{det}\omega} \right| \times \left| \frac{v_1}{v_{det}} \right| = \frac{A_1}{RC_{det}\omega} = \frac{B_1}{KRC_{det}\omega} \\ &= \frac{B_1}{C_{det}\omega \sqrt{(B_1 - B_2 \cos \alpha)^2 + (B_2 \sin \alpha)^2}} \end{aligned} \quad (2.43)$$

et,

$$\arg(Z_1) = \arg\left(\frac{1}{jC_{det}\omega} \times \frac{v_1}{v_{det}}\right) = \sigma - \frac{\pi}{2} \quad (2.44)$$

De façon similaire, à partir des équations (2.2), (2.9), (2.10), (2.40) et (2.41), nous obtenons l'expression de l'impédance  $Z_2$  en aval de la capacité de détection :

$$Z_2 = |Z_2| \times e^{j \arg Z_2} \quad (2.45)$$

avec,

$$\begin{aligned}
 |Z_2| &= \left| \frac{1}{jC_{det}\omega} \times \frac{v_2}{v_{det}} \right| = \frac{A_2}{RC_{det}\omega} = \frac{B_2}{KRC_{det}\omega} \\
 &= \frac{B_2}{C_{det}\omega \sqrt{(B_1 - B_2 \cos \alpha)^2 + (B_2 \sin \alpha)^2}}
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

et,

$$\arg(Z_2) = \arg\left(\frac{1}{jC_{det}\omega} \times \frac{v_2}{v_{det}}\right) = \alpha + \sigma - \frac{\pi}{2} \tag{2.47}$$

A partir de ces impédances  $Z_1$  ou  $Z_2$ , il est aisé de calculer l'impédance de l'antenne en exploitant la technique bien connue de « de-embedding » très utilisée en caractérisation et en modélisation de circuit. Le plan des impédances est utilisé lorsqu'un élément est placé en série, alors que le plan des admittances est préféré pour un élément en parallèle. Utilisant le modèle simplifié de la Figure 2.16, correspondant à la modélisation des éléments passifs et des parasites entre le front-end radiofréquence et l'antenne.

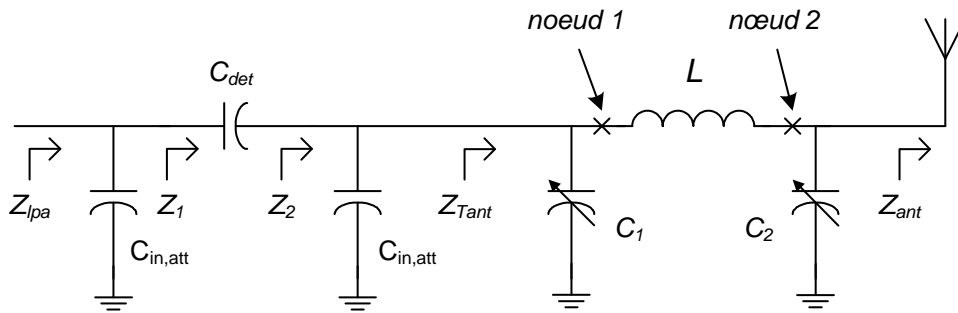


Figure 2. 16. Modélisation des éléments passifs entre le front-end radio et l'antenne

L'admittance au nœud 1 est ainsi obtenue en retranchant les admittances des capacités  $C_{in,att}$  et  $C_1$  à l'admittance  $1/Z_2$  :

$$Y_{noeud1} = \frac{1}{Z_2} - j \times (C_{in,att} + C_1)\omega \tag{2.48}$$

Dans le plan des impédances, nous soustrayons ensuite l'impédance de l'inductance  $L$  et obtenons l'impédance au nœud 2 :

$$Z_{noeud2} = \frac{1}{Y_{noeud1}} - jL\omega \tag{2.49}$$

Nous obtenons finalement l'admittance de l'antenne :

$$Y_{ant} = \frac{1}{Z_{noeud2}} - jC_2\omega \tag{2.50}$$

Les calculs ci-dessus sont basés sur des éléments passifs sans perte. Il est évident qu'en présence d'éléments à pertes, comme par exemple des selfs intégrées CMOS dont le coefficient de qualité est faible, il est souhaitable de prendre en considération les résistances parasites dans les calculs afin d'améliorer la précision de nos calculs. La valeur des résistances parasites est obtenue approximativement à partir des coefficients de qualité des composants, dont les valeurs sont connues et fortement dépendantes de la technologie utilisée.

Un des objectifs majeurs fixés, qui consiste à déterminer l'impédance de l'antenne  $Z_{ant}$ , est atteint. Cette démarche constitue une innovation importante dans la thématique de l'adaptation d'impédance d'antenne. En effet, à partir du moment où l'on connaît les impédances à adapter, on peut réussir à calibrer le réseau d'adaptation d'impédance variable de façon directe.

### 2.4.2 Calcul du réseau d'adaptation d'impédance optimal

Le principe de l'adaptation d'impédance consiste à déterminer la configuration du réseau permettant d'adapter une impédance de charge  $Z_{ant}$  à celle de la source  $Z_{opt}$ . Sa complexité dépend fortement de la configuration du réseau d'adaptation d'impédance. Un des premiers réflexes est de calculer la configuration optimale du réseau d'adaptation de façon mathématique à l'aide d'outils de résolution mathématique tels que Matlab ou Mathematica. En effet, on sait que l'impédance de charge optimale à présenter à l'amplificateur de puissance est égale à  $Z_{opt}^*$ . En se basant sur la topologie de la figure 2.16 à deux capacités variables  $C_1$  et  $C_2$ , on pourrait ainsi être amené à résoudre l'équation suivante dans le but de trouver la valeur de  $C_1$  et  $C_2$  :

$$Z_{opt}^* = f(Z_{ant}, C_1, C_2) \quad (2.51)$$

Cependant cette méthode de résolution aboutit à des calculs d'une complexité importante et qui vont contribuer à augmenter le temps de calcul et de calibration de notre système. Il serait alors intéressant de dégager une méthodologie de conception de réseau d'adaptation d'impédance dans un nouveau chapitre dans le but d'aboutir à des calculs simples.

## 2.5 Simulation système du réseau d'adaptation d'impédance

L'analyse complète de la solution d'adaptation automatique d'impédance a été étudiée avec la plus grande précaution. L'impact des imperfections sur le dispositif, telles que le bruit ou la non linéarité, a été analysé et une architecture de la partie logicielle a été également développée.

Nous simulons dans cette partie le système complet en utilisant des modèles de blocs disponibles dans les bibliothèques standard d'ADS. L'objectif de ces simulations est de mettre en évidence les premiers résultats obtenus par notre solution.

### 2.5.1 Co-simulation ADS Designer – Ptolemy

La simulation du système vectoriel auto adaptatif complet a été effectuée en utilisant l'outil ADS RF Designer pour la modélisation comportementale des blocs analogiques et ADS Ptolemy pour la partie digitale du dispositif comme l'illustre le schéma de la Figure 2.17.

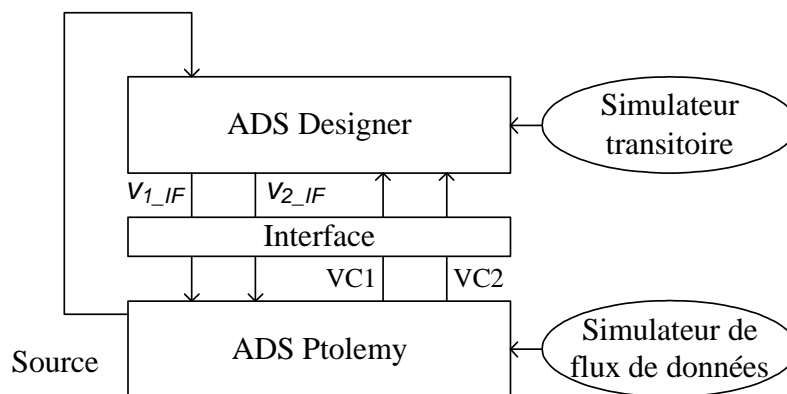


Figure 2. 17. Synopsis de la co-simulation ADS designer – ADS Ptolemy

Un signal source de référence issu du module numérique est injecté au module analogique. Les signaux  $v_{1\_IF}$  et  $v_{2\_IF}$ , dont la fréquence intermédiaire IF fixée à 3,5MHz, issus du module analogique sont traités par l'unité de contrôle réalisée sous ADS Ptolemy et dont l'architecture est décrite par la figure 2.15. Il est important de souligner que l'unité de contrôle que nous avons réalisé sous ADS Ptolemy opère de façon asynchrone.

L'acquisition et le traitement des données vont permettre de déterminer la configuration du réseau d'adaptation variable la mieux adaptée au système. Suite au calcul de la configuration optimale du réseau d'adaptation, l'unité de contrôle va mettre à jour les nouvelles valeurs des

tensions de commande VC1 et VC2 pilotant les deux branches capacitatives variables du réseau d'adaptation.

### 2.5.2 Résultats de la co-simulation

La mise en place du banc de simulation nous permet ainsi de mettre en évidence des résultats importants du concept nouveau d'adaptation d'impédance d'antenne comme l'illustre la Figure 2.18.

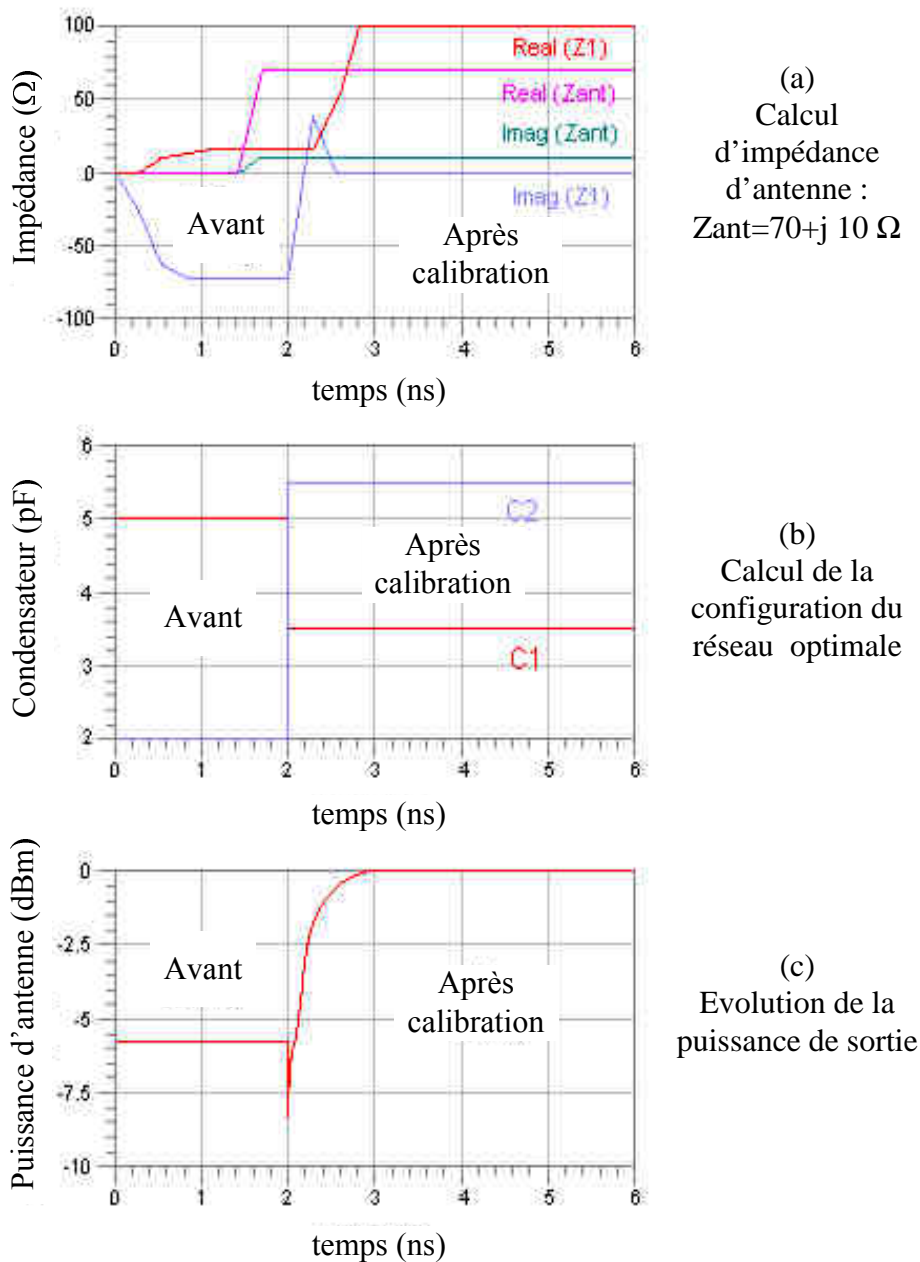


Figure 2. 18. Résultats de simulation du processus de calibration de la tête radiofréquence

L'impédance de l'antenne est extraite et illustrée par la Figure 2.18 (a) et va servir au calcul de la configuration optimale du réseau d'adaptation variable. Le résultat issu de ce calcul est représenté par la Figure 2.18 (b) qui fait apparaître une modification de la valeur des condensateurs variables du réseau d'adaptation correspondant au système optimal. Cette calibration du système se traduit alors par une augmentation de la puissance du signal transmis à l'antenne. La Figure 2.18 (c) fait apparaître une amélioration importante du dispositif. En effet, avant la calibration, il existait des pertes de puissance de plus de 5dB dues à la désadaptation d'impédance d'antenne et que ces pertes ont été réduites à la suite du processus de calibration vectorielle automatique d'impédance. Un temps de calibration de seulement 3ns a été nécessaire pour atteindre les objectifs fixés utilisant une méthode de calcul asynchrone. Il est évident que ce temps serait plus important lorsque le processeur serait synchrone et va dépendre de la vitesse de calcul de calcul du processeur.



## **2.6 Conclusion**

Le concept de l'adaptation automatique d'impédance d'antenne utilisant une méthode vectorielle a été abordé dans ce chapitre. Il exploite les amplitudes et phases des signaux en amont et en aval d'un détecteur dans le but d'extraire l'impédance de l'antenne pour permettre une adaptation du système de façon directe.

Une architecture qui tient compte des contraintes liées à l'intégration et à la consommation a été proposée. Elle est constituée d'un détecteur réalisé avec un simple condensateur placé entre l'amplificateur de puissance et le réseau d'adaptation variable, d'un module de changement de fréquence pour permettre le traitement des données à une fréquence intermédiaire faible dans le but de réduire la consommation, et d'une unité de contrôle qui calcule l'impédance de l'antenne et la configuration du réseau d'adaptation adaptant son impédance à celle du front-end radiofréquence.

L'étude des imperfections liée à l'architecture choisie a permis de mettre en évidence des problèmes qu'on pourrait rencontrer lors de sa réalisation future. En effet, cette étude a démontré que les imperfections liées au bruit et à la non linéarité du système ne doivent être en aucun cas négligées. De même, le dispositif mis en place, en particulier le module de changement de fréquence, doit garantir une dynamique suffisante capable de couvrir la plage de variation de l'impédance de l'antenne.

L'unité de contrôle a été aussi introduite et détaillée dans ce chapitre. Nous avons mis en évidence la complexité réduite liée au calcul de l'impédance de l'antenne et d'autre part nous avons insisté sur le fait que la synthèse de réseau d'adaptation peut être complexe selon l'architecture du réseau choisi et doit faire l'objet d'une étude plus approfondie dans un chapitre nouveau.

Une modélisation complète de notre architecture sous ADS RF Designer et ADS Ptolemy a finalement permis de mettre en évidence à travers une co-simulation des résultats importants tels que l'extraction de l'impédance de l'antenne, le calcul de la configuration optimale du réseau d'adaptation reconfigurable et la réduction des pertes liées à la désadaptation d'impédance. Le processus de calibration est réalisé de façon directe et nécessite un temps de calibration de seulement 3ns lorsque l'algorithme de calibration est exécuté par un processeur asynchrone.





## *Chapitre 3*

### *Etude et synthèse du réseau d'adaptation d'impédance variable*



### **3.1 Introduction**

Les réseaux d'adaptation automatique d'impédance sont développés pour adapter tout changement d'impédance de charge à l'impédance de source dans les applications radiofréquences. Nous avons présenté dans le chapitre 2 un concept nouveau d'adaptation automatique d'impédance de façon directe. La méthode itérative étant évitée, nous ciblons un temps nécessaire à la calibration faible et une consommation globale du processus d'auto adaptation d'impédance réduite. Cette approche extrait l'impédance de charge ou de l'antenne et calcule les paramètres du réseau d'adaptation dans le but de trouver la configuration optimale du système.

Nous avons montré dans le chapitre 2 que le calcul du réseau d'adaptation d'impédance est complexe. Nous proposons ainsi de développer et de détailler une approche nouvelle pour réaliser la synthèse aboutissant des expressions analytiques simples. En effet, en réduisant la complexité de calcul, le temps nécessaire à la calibration est fortement réduit lorsque l'algorithme d'adaptation automatique d'impédance est implémenté sur un processeur synchrone tel qu'un microcontrôleur, un DSP, un ASIC ou un FPGA. De plus, cette démarche va contribuer également à réduire la taille mémoire nécessaire pour son développement que ce soit sur un processeur synchrone ou asynchrone.

Le coefficient de qualité et l'efficacité énergétique des réseaux d'adaptation d'impédance variable sont également présentés dans le but d'évaluer les performances du réseau d'adaptation d'impédance obtenues. Les paramètres qui impactent sur le rendement globale du réseau seront identifiés dans le but d'améliorer les résultats et de proposer de nouveaux axes de recherche dans cette thématique liée à l'adaptation d'impédance.

### 3.2 Méthodologie d'adaptation automatique d'impédance

Nous proposons dans cette partie une nouvelle méthode de conception de réseau d'adaptation d'impédance. Notre étude utilise le réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable passe-bas en  $\pi$ . La conception utilise des techniques de transformation de réseaux d'adaptation et une exploitation nouvelle de l'abaque de Smith.

#### 3.2.1 Description du réseau d'adaptation

Dans les applications de calibration automatique d'impédance, un réseau d'adaptation reconfigurable est nécessaire afin d'adapter une plage d'impédance de charge à l'impédance de source.

Le réseau d'adaptation d'impédance variable passe-bas en  $\pi$  illustré par la Figure 2.8 est utilisé pour notre étude car, il a la capacité de pouvoir couvrir une plage d'impédances de charge importante, présente une bonne capacité d'intégration et de reconfiguration comme nous l'avons déjà décrit dans le chapitre 2. Il est composé d'une self de valeur fixe et de deux branches capacitives variables.

#### 3.2.2 Transformation du réseau d'adaptation

Dans les applications radiofréquences, les impédances de source et de charge à adapter sont souvent complexes. Pour faciliter la synthèse du réseau d'adaptation, la première étape de la méthodologie proposée consiste à transformer un réseau d'adaptation à impédances de source et de charge complexes en un réseau équivalent à impédances de source et de charge réelles comme l'illustre le schéma de la Figure 3.1.

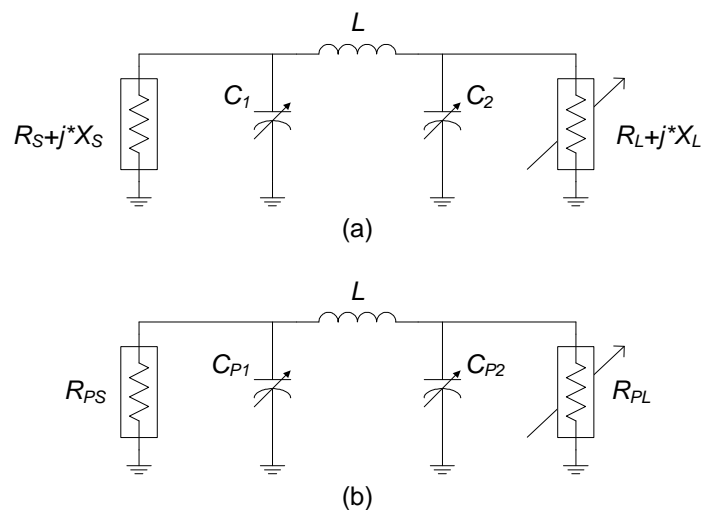


Figure 3. 1. Transformation du réseau d'adaptation d'impédance

Une telle transformation a pour but de simplifier la conception du réseau d'adaptation d'impédance optimal du système, l'analyse de son coefficient de qualité et celle de l'efficacité du transfert énergétique de la source vers la charge. La transformation est principalement divisée en trois étapes :

- Extraction des facteurs de qualité des branches en série ;
- Détermination des impédances de source et de charge post transformation ;
- Analyse de l'expression des nouvelles branches capacitatives variables.

Nous pouvons définir le coefficient de qualité série de la source complexe et de la charge complexe par :

$$Q_S = \frac{-X_S}{R_S} \quad (3.1)$$

et,

$$Q_L = \frac{-X_L}{R_L} \quad (3.2)$$

L'impédance de source après transformation est une résistance  $R_{PS}$  en parallèle avec un condensateur  $C_{PS}$  :

$$R_{PS} = R_S (1 + Q_S^2) \quad (3.3)$$

et,

$$C_{PS} = \frac{Q_S}{R_{PS} \omega} \quad (3.4)$$

De même, l'impédance de charge après transformation est une résistance  $R_{PL}$  en parallèle avec un condensateur  $C_{PS}$  :

$$R_{PL} = R_L (1 + Q_L^2) \quad (3.5)$$

et,

$$C_{PL} = \frac{Q_L}{R_{PL} \omega} \quad (3.6)$$

Les capacités équivalentes  $C_{P1}$  et  $C_{P2}$  de la Figure 3.1 (b) sont alors exprimées de la façon suivante :

$$C_{P1} = C_{PS} + C_1 = \frac{Q_S}{R_{PS} \omega} + C_1 \quad (3.7)$$

et,

$$C_{P2} = C_{PL} + C_2 = \frac{Q_L}{R_{PL} \omega} + C_2 \quad (3.8)$$



### 3.2.3 Choix de la valeur de l'inductance L

Le réseau d'adaptation étudié (Figure 3.1) possède une région interdite où l'adaptation d'impédance est théoriquement impossible comme le montre la Figure 3.2. Cette région interdite dépend de la valeur des composants fixes du réseau d'adaptation. Il est donc nécessaire de les choisir correctement. Soit le schéma de la Figure 3.2 qui illustre la plage de dynamique du tuner d'impédance simulée à la fréquence 2,4 GHz :

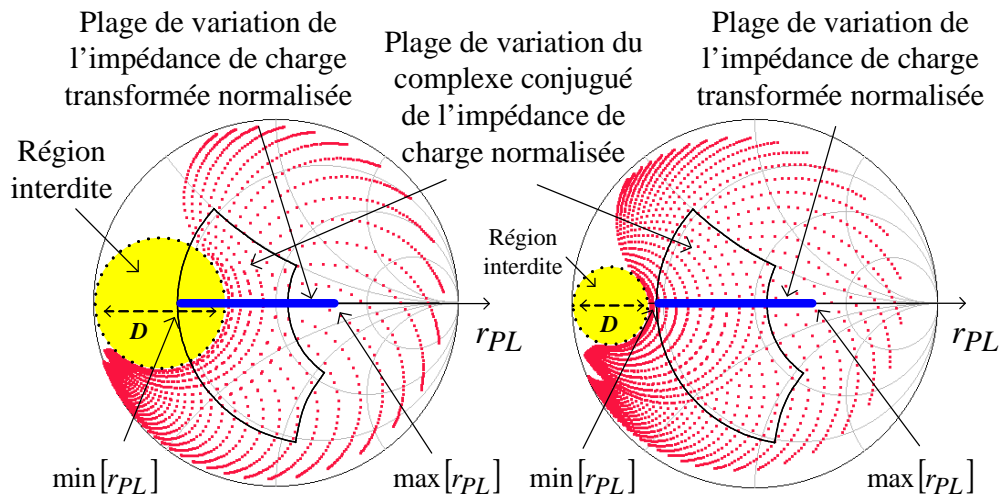


Figure 3. 2. Plage de dynamique du tuner d'impédance à 2.4 GHz fonction de l'inductance  
(a)  $L=2.4$  nH (b)  $L=1.7$  nH

Deux simulations ont été réalisées à partir du réseau d'adaptation d'impédance de la Figure 3.1 (a) utilisant respectivement une inductance de valeur 2,5 nH et 1,7 nH. Les capacités  $C_{P1}$  et  $C_{P2}$  varient de 0,2 pF à 10 pF avec une résolution de 0,2 pF. Toute impédance de charge normalisée dont le complexe conjugué est localisé dans la partie pointillée de l'abaque de Smith peut être théoriquement adaptée à l'impédance de source, alors que toute impédance normalisée dont le complexe conjugué est inclus dans la région interdite ne peut être adaptée à l'impédance de la source localisée au centre de l'abaque de Smith.

Notons respectivement  $r_{PS}$  et  $r_{PL}$  les impédances normalisées de  $R_{PS}$  et  $R_{PL}$  où l'impédance caractéristique choisie est l'impédance de source  $R_{PS}$  obtenue après transformation comme le montre la Figure 3.1. Un exemple de plage de variation d'impédance de charge complexe normalisée est représenté sur les abaques de Smith de la Figure 3.2 par un demi arc. Nous remarquons qu'une partie de ce demi arc se retrouve dans la région interdite sur la Figure 3.2 (a). La transformation de cette plage de variation d'impédance de charge complexe nous donne une plage de variation d'impédance de charge réelle  $r_{PL}$  représentée par un trait

compris entre  $\min[r_{PL}]$  et  $\max[r_{PL}]$ . Il apparaît tout naturellement qu'une partie de cette plage de variation d'impédance de charge réelle se retrouve également dans la région interdite de la Figure 3.2 (a).

Le cercle interdit où l'impédance de charge ne peut être adaptée à la source dépend de la valeur de l'inductance  $L$  et son diamètre  $D$  est donné par :

$$D = \left( \frac{L\omega}{R_{PS}} \right)^2 \quad (3.9)$$

La valeur de l'inductance devrait être fixée avec précaution afin de pouvoir couvrir toutes les valeurs que peut prendre l'impédance de charge comme dans le cas de la Figure 3.2 (b). En effet, le diamètre du cercle interdit devrait être inférieur à :

$$D_{\max} = \min(r_{PL}) = \frac{\min(R_{PL})}{R_{PS}} \quad (3.10)$$

Dans le cas d'une architecture à structure non différentielle, l'expression de la valeur maximum de l'inductance est obtenue en exploitant (3.9) et (3.10) :

$$L_{\max} = \frac{R_{PS}}{\omega} \sqrt{\frac{\min(R_{PL})}{R_{PS}}} \quad (3.11)$$

où  $R_{PS}$ , l'impédance de source réelle après transformation, est constante.  $R_{PL}$ , l'impédance de charge réelle après transformation, peut avoir une valeur comprise entre  $\min(R_{PL})$  et  $\max(R_{PL})$ .

### 3.2.4 Technique de conception du réseau d'adaptation d'impédance

Cette partie du chapitre décrit une technique nouvelle réduisant fortement la complexité liée à la conception de réseau d'adaptation d'impédance et utilisant des calculs simples. Cette technique exploite l'abaque de Smith représenté par la Figure 3.3 de façon nouvelle.

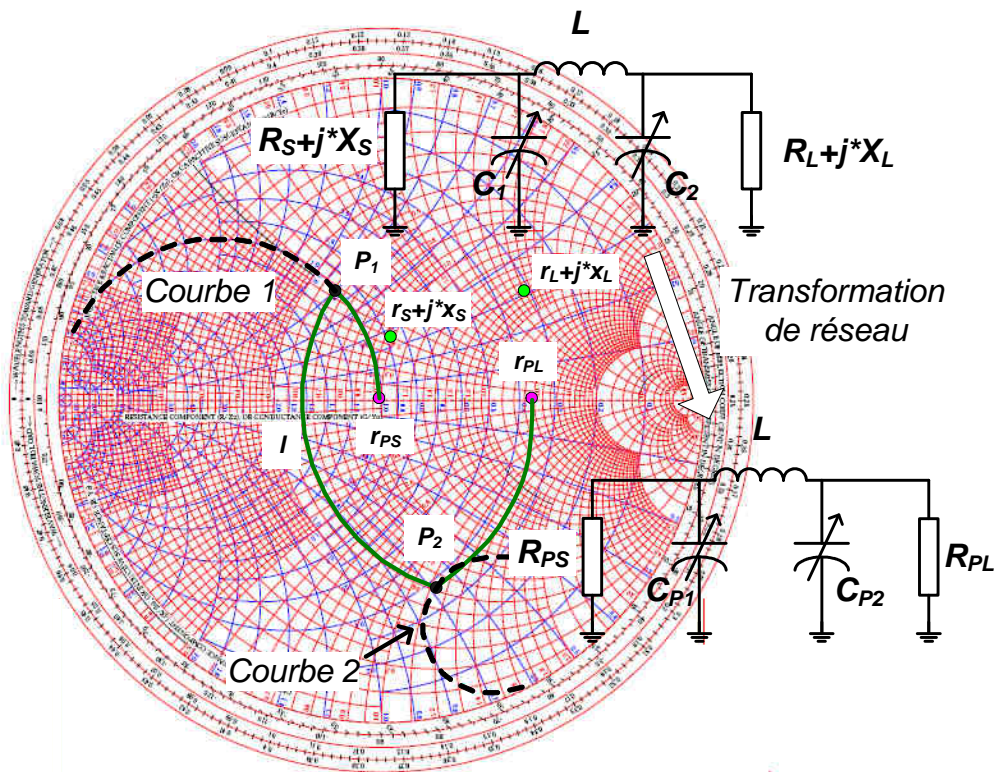


Figure 3. 3. Diagramme de transformation d'impédance du réseau d'adaptation

Nous simplifions l'analyse du réseau en utilisant le réseau d'adaptation d'impédance transformé de la Figure 3.1 (b), où les valeurs des impédances de source et de charge sont réelles. Le but de cette analyse est d'adapter l'impédance de charge normalisée  $r_{PL}$  à l'impédance de source normalisée  $r_{PS}$  égale à 1 et localisée au centre de l'abaque de Smith.

Les étapes pour l'adaptation de l'impédance de charge normalisée  $r_{PL}$  à l'impédance de source normalisée  $r_{PS}$  sont les suivantes :

- Parce que  $C_{P2}$  est en shunt avec la charge  $R_{PL}$ , d'après la Figure 2.4, l'impédance de charge normalisée tourne dans le sens des aiguilles d'une montre dans le plan des admittances jusqu'au point  $P_2$  ;
- L'élément suivant est l'inductance  $L$  en série. De même, d'après la Figure 2.4, la rotation à partir du point  $P_2$  se fait alors dans le sens des aiguilles d'une montre dans le plan des impédances jusqu'au point  $P_1$  ;
- Finalement, la capacité  $C_{P1}$  en parallèle est utilisée pour permettre d'atteindre l'objectif recherché, à savoir le centre de l'abaque de Smith.

Nous allons détailler les expressions analytiques permettant de calculer les valeurs optimales du réseau d'adaptation d'impédance variable. Comme le montre la Figure 3.3, le point  $P_1$  est sur la courbe 1. Si le coefficient de qualité du condensateur  $C_{P1}$  est fort (ce qui est

souvent le cas), sa résistance parasite est négligée, et les expressions analytiques de la courbe 1 dans le plan des admittance notée  $y_1(x)$  et dans le plan des impédances notée  $z_1(x)$  sont données par :

$$y_1(x) = 1 - jx \quad (3.12)$$

et,

$$z_1(x) = \frac{1}{1 - jx} \quad (3.13)$$

Notons  $l=L/R_{PS}$  l'expression normalisée de l'inductance  $L$  et  $r_L$  sa résistance parasite normalisée. La courbe 2 est obtenue à partir de la courbe 1 à laquelle on retranche l'impédance normalisée de l'inductance  $L$ . Ses expressions dans le plan des impédances  $z_2(t)$  et dans le plan des admittances  $y_2(t)$  sont :

$$z_2(x) = z_1(x) - jl\omega - r_L \quad (3.14)$$

et,

$$y_2(x) = \frac{1}{z_2(x)} \quad (3.15)$$

Or, nous remarquons que le point  $P_2$  appartient à la courbe 2. De plus, la partie réelle de l'admittance du point  $P_2$  est égale à l'admittance de la charge normalisée  $r_{PL}$ . Nous obtenons ainsi l'équation suivante :

$$\text{Re}[y_2(x)] = \text{Re}\left[\frac{1}{r_{PL}}\right] \quad (3.16)$$

Lorsque le coefficient de qualité de l'inductance est forte  $Q_L \gg 1$ , alors  $r_L$  peut être négligée et (3.16) est réduit à l'équation du second degré suivante :

$$(1 - lx\omega)^2 + (l\omega) = r_{PL} \quad (3.17)$$

L'équation du second ordre (3.17) possède deux racines notées  $x_0$  et  $x_0'$  :

$$x_0 = \frac{1 + \sqrt{r_{PL} - (l\omega)^2}}{l\omega} \quad (3.18)$$

et,

$$x_0' = \frac{1 - \sqrt{r_{PL} - (l\omega)^2}}{l\omega} \quad (3.19)$$

Il est intéressant que noter que les solutions (3.18) et (3.19) de l'équation (3.17) ne dépendent que de l'impédance de source normalisée  $r_{PL}$ , de la valeur de l'inductance

normalisée  $l$  et de la pulsation  $\omega$ . Comme  $x_0'$  peut conduire à des solutions négatives des valeurs optimales des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  à déterminer, seule la solution  $x_0$  sera retenue.

En exploitant les équations (3.12), (3.15) et (3.18), nous obtenons ainsi les admittances des points  $P_1$  et  $P_2$  :

$$y_{P1} = y_1(x_0) = 1 - jx_0 \quad (3.20)$$

et,

$$y_{P2} = y_2(x_0) \quad (3.21)$$

Comme nous avons montré précédemment, les condensateurs  $C_{P1}$  et  $C_{P2}$  permettaient de passer respectivement du point  $P_1$  à  $r_{PS}$  et de  $r_{PL}$  au point  $P_2$ . De façon réciproque, connaissant maintenant les admittances des points  $P_1$  et  $P_2$  données respectivement par les équations (3.20) et (3.21), nous obtenons alors les valeurs des capacités  $C_{P1}$  et  $C_{P2}$  à partir des expressions suivantes :

$$C_{P1} = \frac{\text{Im}\left(\frac{1}{r_{PS}}\right) - \text{Im}(y_{P1})}{R_{PS} \omega} = \frac{-\text{Im}(y_{P1})}{R_{PS} \omega} \quad (3.22)$$

et,

$$C_{P2} = \frac{\text{Im}(y_{P2}) - \text{Im}\left(\frac{1}{r_{PL}}\right)}{R_{PS} \omega} = \frac{\text{Im}(y_{P2})}{R_{PS} \omega} \quad (3.23)$$

A partir des équations (3.7), (3.8), (3.22) et (3.23), on en déduit les valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  correspondant à la configuration optimale du réseau d'adaptation d'impédance :

$$C_1 = C_{P1} - \frac{Q_S}{R_{PS} \omega} = \frac{-\text{Im}(y_{P1}) - Q_S}{R_{PS} \omega} \quad (3.24)$$

et,

$$C_2 = C_{P2} - \frac{Q_L}{R_{PL} \omega} = \frac{\text{Im}(y_{P2})}{R_{PS} \omega} - \frac{Q_L}{R_{PL} \omega} \quad (3.25)$$

Nous avons ainsi mis en place une méthodologie permettant la synthèse de notre réseau d'adaptation d'impédance. Suite à une transformation du réseau et un choix justifié de valeur de l'inductance  $L$  capable de couvrir la plage de variation d'impédance de charge, l'exécution des formules analytiques (3.18), (3.20), (3.24) et (3.25) par une unité de calcul suffit à calculer la configuration optimale du système. Ces formules peuvent aussi bien servir à déterminer la plage de variation des capacités  $C_1$  et  $C_2$  capable d'adapter la plage de variation de l'impédance de charge à une fréquence donnée.

### 3.2.5 Réseau d'adaptation à plusieurs étages

Un réseau d'adaptation d'impédance à plusieurs étages est parfois utilisé dans le but d'améliorer le rendement de l'adaptation [HP06]. Nous proposons dans ce cas la solution illustrée par la Figure 3.4.

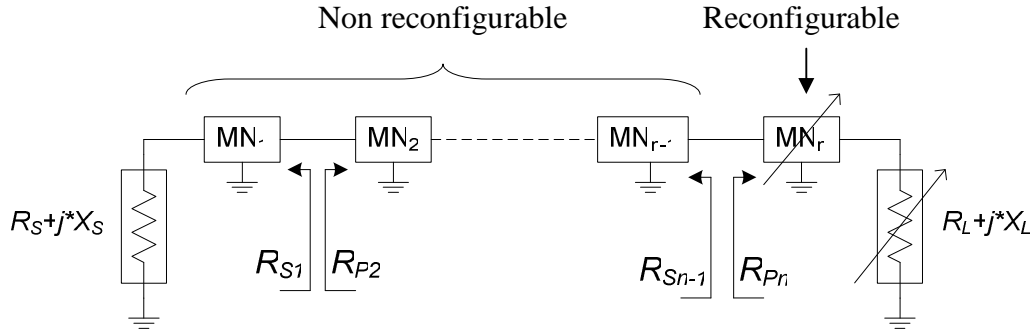


Figure 3. 4. Réseau d'adaptation d'impédance variable à plusieurs étages

Elle est constituée d'un réseau d'adaptation d'impédance variable suivi par des réseaux d'adaptation d'impédance fixes. Le réseau d'adaptation variable possède une structure passe bas en  $\pi$  décrite par la Figure 3.1 (a) et est conçu pour adapter la plage de variation de l'impédance de charge à une impédance réelle intermédiaire notée  $R_{P_n}$  en exploitant la technique de conception de réseau décrite précédemment.

Les réseaux d'adaptation d'impédance fixes sont développés pour adapter l'impédance intermédiaire choisie  $R_{S_{n-1}}$  ou  $R_{P_n}$  à l'impédance de source. Pour un réseau à  $n$  étages, les valeurs des impédances intermédiaires sont obtenues en choisissant les coefficients de transformation  $Q_i$  de tous les étages égaux à :

$$Q_i = \sqrt{\left(\frac{\min(R_{PL})}{R_{PS}}\right)^{\frac{1}{n}} - 1} \quad (3.26)$$

Ainsi, à partir de l'équation suivante, nous déterminons les valeurs des impédances intermédiaires de chaque étage :

$$Q_i = \sqrt{\left(\frac{\min(R_{PL})}{R_{P_n}}\right) - 1} = \sqrt{\left(\frac{R_{P_k}}{R_{P_{k-1}}}\right) - 1} = \sqrt{\left(\frac{R_{P_2}}{R_{PS}}\right) - 1} \quad (3.27)$$

De la même façon, comme  $R_{P_k} = R_{S_{k-1}}$ , nous pouvons écrire :

$$Q_i = \sqrt{\left(\frac{\min(R_{PL})}{R_{S_{n-1}}}\right) - 1} = \sqrt{\left(\frac{R_{S_k}}{R_{S_{k-1}}}\right) - 1} = \sqrt{\left(\frac{R_{S1}}{R_{PS}}\right) - 1} \quad (3.28)$$

En exploitant les équations (3.27) et (3.28), nous obtenons finalement l'expression des impédances intermédiaires comme suit :

$$R_{P_k} = (Q_i^2 + 1)^{k-1} R_{PS} \quad (3.29)$$

et,

$$R_{S_k} = (Q_i^2 + 1)^k R_{PS} \quad (3.30)$$

### 3.2.6 Calculs et résultats de simulation

Afin de valider la théorie, nous avons élaboré trois scénarios utilisant initialement la topologie de réseau d'adaptation de la Figure 3.1 (a), où nous nous proposons d'adapter des impédances de charges complexes de valeurs  $Z_L$  égales à  $100-j20 \Omega$ ,  $200+j40 \Omega$  et  $150+j100 \Omega$  aux impédances de source de valeurs  $Z_S$  égales à  $50+j30 \Omega$  à 400MHz,  $60-j20 \Omega$  à 900MHz et  $100 \Omega$  à 2,4GHz, respectivement. L'algorithme de conception du réseau d'adaptation d'impédance illustré par le diagramme de la Figure 3.5 est calculé pour déterminer les valeurs optimales de notre réseau.

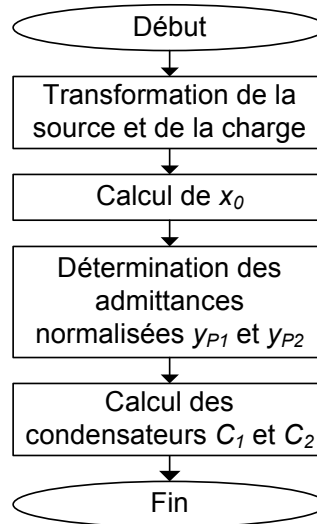


Figure 3. 5. Diagramme de l'algorithme d'adaptation d'impédance

L'impédance de source réelle  $R_{PS}$  et l'impédance de charge réelle  $R_{PL}$  sont calculées en utilisant les formules (3.3) et (3.5) respectivement. La valeur maximale  $L_{max}$  de l'inductance est calculée à partir de l'équation (3.11). Des valeurs d'inductance de  $32,8\text{nH}$ ,  $14,4 \text{ nH}$  et

6,63 nH sont calculées pour des valeurs d'impédances de charges réelles minimales  $\min(R_{PL})$  égales à  $100\Omega$ ,  $50\Omega$  et  $100\Omega$ , respectivement. Les valeurs des inductances choisies doivent être inférieures à  $L_{max}$ . Les valeurs de  $x_0$  sont données par (3.18),  $y_{P1}$  par (3.20) et  $y_{P2}$  par (3.21). Les valeurs des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  sont finalement extraites à partir des équations (3.24) et (3.25), respectivement. Les résultats numériques sont résumés par le Tableau 3.1.

Freq (GHz)	Impédances complexes initiales		Impédances réelles transformées		L		$x_0$	$y_{P1}$	$y_{P2}$	$C_1$ (pF)	$C_2$ (pF)
	$Z_S$ ( $\Omega$ )	$Z_L$ ( $\Omega$ )	$R_{PS}$ ( $\Omega$ )	$R_{PL}$ ( $\Omega$ )	$L_{max}$ (nH)	Choisie (nH)					
0.4	50+j 30	100-j 20	68	104	32.8	30	1.40	1-j 1.40	0.63+j 1.25	11.68	6.40
0.9	60-j 20	200+j 40	66.7	208	14.4	10	3.01	1-j 3.01	0.32+j 1.76	7.09	4.85
2.4	100	150+j 100	100	216.7	6.63	5	3.00	1-j 3.00	0.46+j 2.10	1.99	1.59

Tableau 3. 1. Calcul des paramètres optimums du réseau d'adaptation d'impédance

Les réseaux d'adaptation d'impédance obtenus ont ensuite été simulés en paramètres S avec l'outil ADS (Advanced Design System). Les courbes illustrant les coefficients de réflexion des trois scénarios calculés sont représentées sur la Figure 3.6.

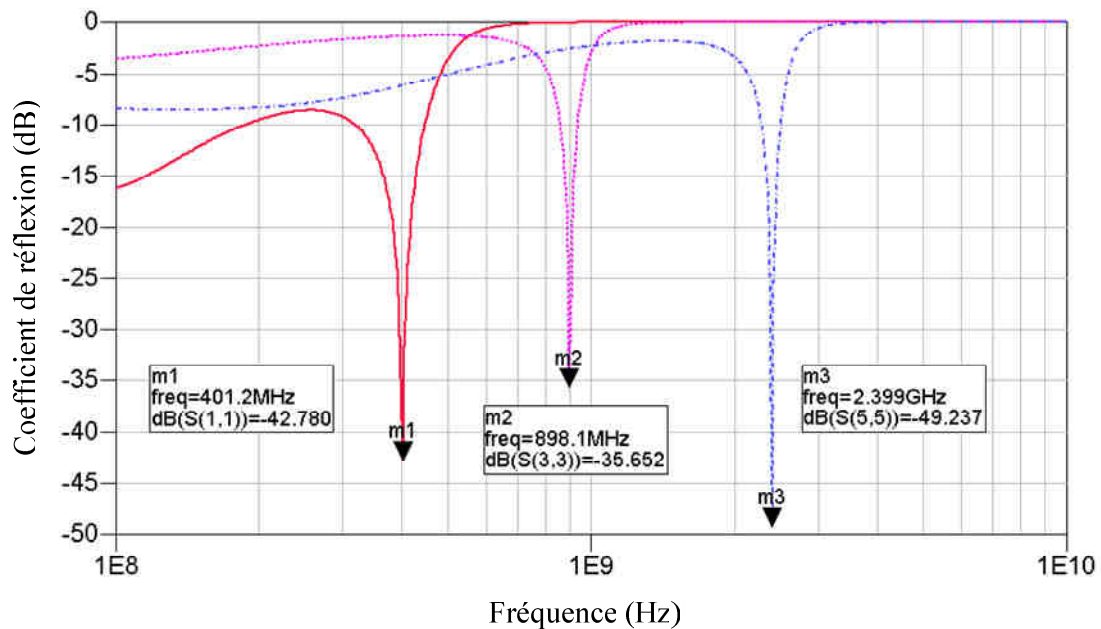


Figure 3. 6. Simulation des coefficients de réflexions obtenus après l'exécution de l'algorithme d'adaptation d'impédance. Les configurations optimales des réseaux d'adaptation d'impédance obtenus sont résumées dans le Tableau 3.1



Dans tous les cas de configuration étudiés, nous obtenons un coefficient de réflexion inférieur à -35dB à la fréquence ciblée, ce qui atteste du bon fonctionnement de notre algorithme de calcul de réseau d'adaptation optimal représenté par le diagramme de la Figure 3.5 et basé sur l'utilisation de formules mathématiques simples.

La synthèse de réseau d'adaptation d'impédance maîtrisée, il existe un besoin de compréhension fort sur les pertes d'insertion qui peuvent affecter le réseau. En effet, un réseau peut être parfaitement adapté mais lorsqu'il est mal conçu, ce qui est malheureusement souvent le cas aujourd'hui, il peut générer des pertes de puissance considérables. Nous allons alors étudier dans le paragraphe suivant le rendement du réseau d'adaptation afin de mettre en évidence les paramètres qui sont à l'origine de sa dégradation.

### 3.3 Analyse du coefficient de qualité et du rendement du réseau

L'analyse du facteur de qualité et du rendement d'un réseau d'adaptation doit permettre de mieux appréhender ses pertes d'insertion [Gil75]. Sa maîtrise doit à terme permettre au concepteur d'optimiser son design et ses choix technologiques.

#### 3.3.1 Définition du facteur de qualité nodal

L'étude présentée dans cette partie consiste à analyser le coefficient de qualité du réseau d'adaptation d'impédance et son rendement. Elle a pour objectif de permettre au concepteur d'évaluer l'efficacité du réseau d'adaptation automatique d'impédance pour une plage de variation d'impédances de charge.

Soit un nœud P d'adaptation. A chaque nœud P peut être associé une impédance ou/et une admittance normalisée :

$$z_P = r_P + jx_P \quad (3.31)$$

et,

$$y_P = g_P + jb_P \quad (3.32)$$

Le facteur de qualité nodal  $Q_P$  [LB08] peut être obtenu comme le rapport entre la valeur absolue de la réactance normalisée  $x_P$  et sa résistance normalisée correspondante  $r_P$  :

$$Q_P = \frac{|x_P|}{r_P} \quad (3.33)$$

De la même manière,  $Q_P$  peut aussi être calculé comme le rapport entre la valeur absolue de la susceptance normalisée  $b_P$  sur la conductance normalisée  $g_P$  :

$$Q_P = \frac{|b_P|}{g_P} \quad (3.34)$$

Dans le cas de notre réseau d'adaptation d'impédance de la figure 3.1 (b), il existe deux coefficients de qualité nodaux  $Q_{P1}$  et  $Q_{P2}$  associés respectivement aux nœuds  $P_1$  et  $P_2$ . Avant de les exploiter dans les paragraphes suivants, notons que le facteur de qualité  $Q$  de notre réseau d'adaptation d'impédance est par définition donné par la plus grande valeur des facteurs de qualité nodaux :

$$Q = \max(Q_{P1}, Q_{P2}) \quad (3.35)$$

### 3.3.2 Analyse du rendement du réseau d'adaptation d'impédance

Dans le but d'évaluer les pertes du réseau d'adaptation d'impédance, le réseau en  $\pi$  initial est divisé en une section L passe bas et une section L passe haut comme l'illustre le schéma de la Figure 3.7.

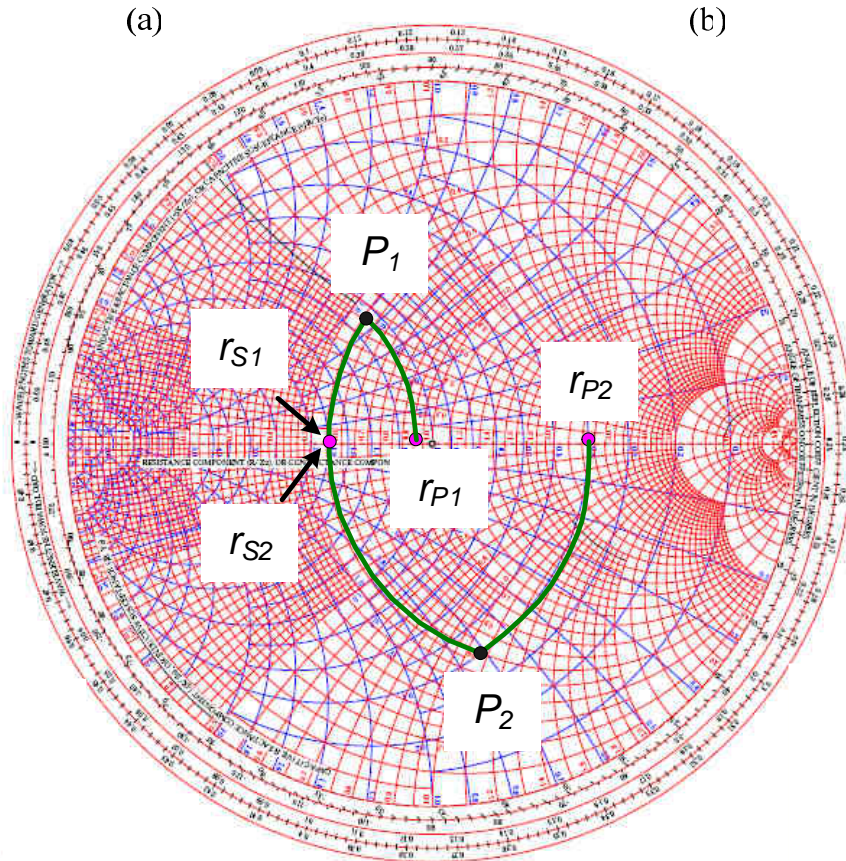
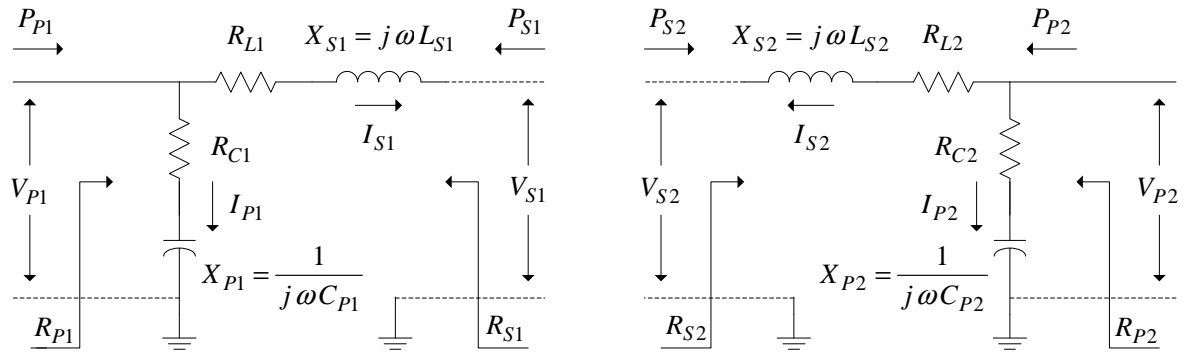


Figure 3. 7. Réseau d'adaptation passe bas en  $\pi$  à pertes divisé en deux sections : (a) Section passe bas en L, (b) Section passe haut en L, (c) Abaque de Smith démontrant la transformation d'impédance

Cette étape permet de faciliter l'analyse du transfert de puissance de la source vers la charge. La section passe haut en L de la Figure 3.7 (b) transforme l'impédance  $R_{P2}$  en  $R_{S2}$  avec un facteur de qualité nodal  $Q_{P2}$ . La section passe bas en L de la Figure 3.5 (a) transforme l'impédance  $R_{S1}$  en  $R_{P1}$  avec un facteur de qualité nodal  $Q_{P1}$ . La Figure 3.5 (c) illustre la transformation d'impédance sur l'abaque de Smith.

Pour faciliter l'étude du rendement du réseau d'adaptation, nous allons considérer que les résistances parasites des inductances et des condensateurs sont négligeables. Dans ce cas, les rapports de puissance  $P_{P2}$  sur  $P_{S2}$  et  $P_{S1}$  sur  $P_{P1}$  sont évalués [HP06] par les formules suivantes :

$$\frac{|P_{P2}|}{|P_{S2}|} = \frac{1 - \frac{Q_{P2}}{Q_{L2}}}{1 + \frac{Q_{P2}}{Q_{CP2}}} \quad (3.36)$$

et,

$$\frac{|P_{S1}|}{|P_{P1}|} = \frac{1 - \frac{Q_{P1}}{Q_{CP1}}}{1 + \frac{Q_{P1}}{Q_{L1}}} \quad (3.37)$$

Notre réseau d'adaptation d'impédance passe bas en  $\pi$  correspond à l'association d'un réseau passe bas en L et d'un réseau passe haut en L représentés respectivement par les Figures 3.7 (a) et 3.7 (b). Nous pouvons alors écrire que le rendement de notre réseau est donné par :

$$\eta = \frac{|P_{P2}|}{|P_{S2}|} \times \frac{|P_{S1}|}{|P_{P1}|} = \frac{\left(1 - \frac{Q_{P2}}{Q_{L2}}\right) \left(1 - \frac{Q_{P1}}{Q_{CP1}}\right)}{\left(1 + \frac{Q_{P2}}{Q_{CP2}}\right) \left(1 + \frac{Q_{P1}}{Q_{L1}}\right)} \quad (3.38)$$

Ayant divisé le réseau d'origine en  $\pi$  en deux réseaux en L, nous pouvons considérer que les coefficients de qualités des inductances sont égaux  $Q_{L1} = Q_{L2} = Q_L$ . Dans le cas où le rendement est fort, c'est-à-dire où  $Q_{P1}/Q_{CP1} \ll 1$ ,  $Q_{P2}/Q_{CP2} \ll 1$ ,  $Q_{P1}/Q_{L1} \ll 1$  et  $Q_{P2}/Q_{L2} \ll 1$ , nous pouvons alors simplifier (3.38) par :

$$\eta \approx \left(1 - \frac{Q_{P1}}{Q_L} - \frac{Q_{P1}}{Q_{CP1}}\right) \left(1 - \frac{Q_{P2}}{Q_L} - \frac{Q_{P2}}{Q_{CP2}}\right) \quad (3.39)$$

De plus, lorsque  $Q_{CP1} \gg Q_L$  et  $Q_{CP2} \gg Q_L$ , alors seules les pertes inductives sont à considérer. Dans ce cas, l'équation (3.39) peut être approximativement donnée par :

$$\eta \approx \left(1 - \frac{Q_{P1}}{Q_L}\right) \left(1 - \frac{Q_{P2}}{Q_L}\right) \quad (3.40)$$

Aussi, lorsque toutes les inductances ont un coefficient de qualité identique et égal à  $Q_L$ , nous pouvons généraliser que tout réseau d'adaptation à plusieurs étages comme celui de la Figure 3.4 réalise un rendement global qui est alors approximativement donné par :

$$\begin{aligned} \eta &\approx \left(1 - \frac{Q_1}{Q_L}\right) \left(1 - \frac{Q_2}{Q_L}\right) \dots \left(1 - \frac{Q_{n-1}}{Q_L}\right) \left(1 - \frac{Q_{P1}}{Q_L}\right) \left(1 - \frac{Q_{P2}}{Q_L}\right) \\ &\approx \left(1 - \frac{Q_{P1}}{Q_L}\right) \left(1 - \frac{Q_{P2}}{Q_L}\right) \prod_{i=1}^{n-1} \left(1 - \frac{Q_i}{Q_L}\right) \end{aligned} \quad (3.41)$$

où  $Q_1$  à  $Q_{n-1}$  sont les facteurs de qualité des réseaux d'adaptation non variables à section L et  $(Q_{P1}, Q_{P2})$  sont les facteurs de qualité nodaux du réseau d'adaptation variable passe bas en  $\pi$ .

### 3.3.3 Calculs et résultats de simulation

Les résultats de calcul et de simulation ont été obtenus à l'aide des outils ADS et Matlab. Ils nous permettent de valider et de mettre en pratique par la simulation les formules démontrées précédemment pour évaluer le rendement du réseau d'adaptation d'impédance.

#### 3.3.3.1 Comparaison entre la théorie et la simulation

L'étude du rendement est utilisée pour estimer les pertes du réseau, en particulier les pertes d'insertion, et pour permettre de décider de l'architecture du réseau d'adaptation d'impédance, à savoir le nombre d'étages, la valeur des composants ou encore le choix de la famille et celui de la technologie des composants. Le rendement d'un réseau d'adaptation passe bas en  $\pi$  est estimé à partir de la formule (3.40). Il dépend des facteurs de qualité nodaux  $Q_{P1}$  et  $Q_{P2}$ , et du facteur de qualité  $Q_L$  de l'inductance dans l'hypothèse où les facteurs de qualité des condensateurs sont forts comparés à celui de l'inductance :  $Q_C \gg Q_L$ .

Pour le calcul et la simulation du rendement des réseaux d'adaptation d'impédance, nous exploitons les résultats précédemment obtenus et résumés par le Tableau 3.1. Les admittances nodales normalisées  $y_{P1}$  et  $y_{P2}$  sont utilisées pour évaluer les facteurs de qualités nodaux  $Q_{P1}$  et  $Q_{P2}$  respectivement grâce à la formule (3.34). Les rendements obtenus sont évalués à partir de l'équation (3.40) pour un facteur de qualité d'inductance. Les résultats obtenus sont ensuite comparés à ceux issus de la simulation. Le Tableau 3.2 montre que les rendements obtenus pour  $Q_L=60$ ,  $Q_L=200$  et  $Q_L=100$  sont en accord avec les résultats de simulation.

$y_{P1}$	$y_{P2}$	$Q_{P1}$	$Q_{P2}$	$Q_L$	$\eta_{Calculé} (\%)$	$\eta_{Simulé} (\%)$
1-j 1.40	0.63+j 1.25	1.396	1.981	60	94.4	94.7
				100	96.6	96.8
				200	98.6	98.4
1-j 3.01	0.32+j 1.76	3.006	5.495	60	86.3	87.2
				100	91.7	92.0
				200	95.8	95.9
1-j 3.00	0.46+j 2.10	3.003	4.545	60	87.8	88.5
				100	92.6	92.9
				200	96.3	96.3

Tableau 3. 2. Comparaison des rendements calculés et simulés des réseaux d'adaptation d'impédance

Nous remarquons que le rendement est compris entre 86% et 98%. Il est important de noter que plus le facteur de qualité de l'inductance  $Q_L$  est fort, plus le rendement obtenu est grand.

### 3.3.3.2 Plage de variation du rendement

Un exemple d'évaluation de la plage de variation du rendement d'un réseau d'adaptation automatique d'impédance a été calculé et représenté par la Figure 3.8.

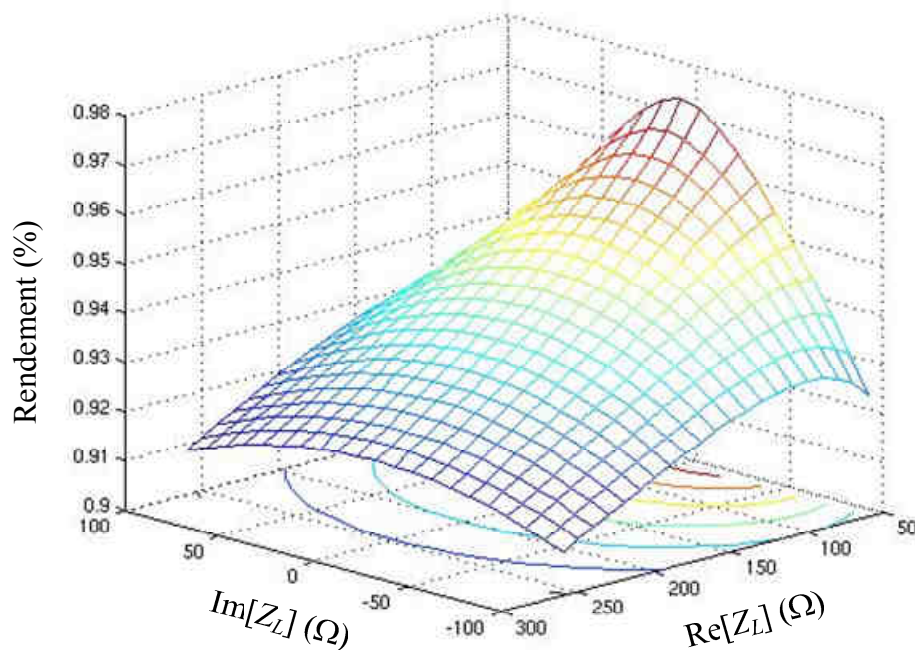


Figure 3. 8. Plage de variation du rendement d'un réseau d'adaptation automatique d'impédance fonction de  $Re[Z_L]$  et  $Im[Z_L]$

Nous avons calculé la plage de rendement d'un réseau d'adaptation automatique d'impédance conçu pour adapter une plage de variation d'impédance de charge, dont la partie réelle varie de  $60$  à  $260\Omega$  et la partie imaginaire de  $-100$  à  $100\Omega$ , à une impédance de source de  $100\Omega$  opérant à la fréquence  $2,4\text{GHz}$ . Pour obtenir cette évaluation, nous avons dans un premier temps adapté l'ensemble des impédances de charge à celle de source en utilisant l'algorithme de conception de la Figure 3.5. Le calcul de la plage de rendement est ensuite effectué sur les réseaux optimisés en analysant les facteurs de qualité nodaux obtenus et pour un facteur de qualité  $Q_L$  d'inductance égal  $100$ . Les résultats montrent que le réseau d'adaptation automatique d'impédance étudié atteint des valeurs de rendement comprises entre  $90\%$  et  $98\%$ .

### 3.3.3.3 Rendement d'un réseau à deux étages

Le rendement d'un réseau à deux étages a aussi été calculé et simulé sous ADS dans le but de valider la théorie. Ce réseau d'adaptation est composé d'un réseau d'adaptation variable passe bas en  $\pi$  et d'un réseau d'adaptation fixe en L comme l'illustre la Figure 3.9.

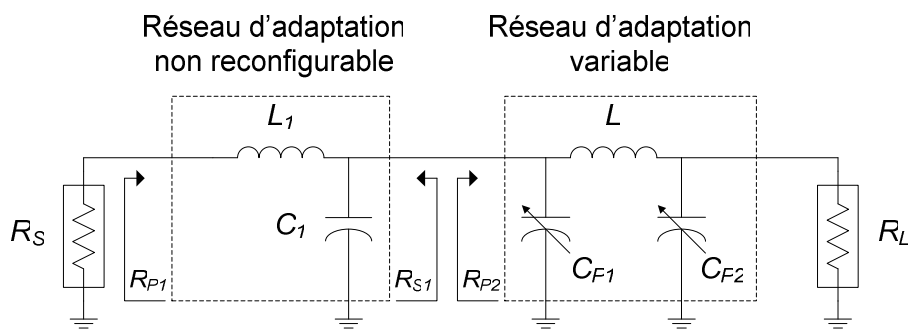


Figure 3. 9. Réseau d'adaptation à deux étages avec une source et une charge réelles

Pour adapter une impédance de charge réelle de  $5\text{K}\Omega$  à une impédance de source réelle égale à  $50\Omega$ , nous avons utilisé successivement un réseau d'adaptation à un seul étage représenté par la Figure 3.1 et un réseau d'adaptation à deux étages illustré par la Figure 3.9. Les résultats de calcul et de simulation sont résumés dans le Tableau 3.3.

Nombre d'étage(s)	$R_S$ ( $\Omega$ )	$R_L / \min(R_L)$ ( $\Omega$ )	$R_{SI}$ ( $\Omega$ )	$L$ (nH)		$Q_{P1}$	$Q_{P2}$	$Q_I$	$Q_L$	$\eta_{cal}$ (%)	$\eta_{simu}$ (%)
				$L_{max}$	Choisie						
1	50	5K / 4.8K	X	32.5	30	0.581	11.52	X	60	80.0	82.5
									200	94.0	94.2
2	50	5K / 4.8K	490	102	100	0.603	3.59	2.966	60	88.5	90.5
									200	96.5	97.0

Tableau 3. 3. Comparaison du rendement estimé et simulé d'un réseau d'adaptation à un étage et à deux étages

L'utilisation d'un seul étage nous permet d'obtenir un rendement approximativement égal à 82,5% pour  $Q_L=60$  et 94,2% pour  $Q_L=200$ . L'utilisation d'un réseau à deux étages implique dans un premier temps l'adaptation de la charge à une impédance intermédiaire  $R_{SI}$  calculée à partir de (3.30), suivi de l'adaptation de cette impédance intermédiaire  $R_{SI}$  à la source. Aux deux facteurs de qualité nodaux initiaux  $Q_{P1}$  et  $Q_{P2}$  utilisés pour le calcul du rendement, vient ainsi s'ajouter un troisième facteur de qualité nodal noté  $Q_I$ . Le rendement obtenu avec un réseau d'adaptation à deux étages est approximativement égal à 90,5% pour  $Q_L=60$  et 97% pour  $Q_L=200$ . Les performances obtenues sont dans ce cas meilleures que celles d'un réseau d'adaptation à un seul étage. Nous remarquons aussi que les résultats de calcul correspondent aux résultats de simulation ; la différence est principalement due à l'approximation que nous nous sommes autorisés pour établir la formule (3.41) donnant le rendement global du réseau à n étages.



### **3.4 Discussion des choix liés au réseau d'adaptation variable**

Nous avons démontré qu'il est possible d'améliorer le rendement d'un réseau d'adaptation en optimisant les facteurs de qualité nodaux du réseau et en améliorant le facteur de qualité des composants radiofréquences utilisés pour sa conception. Avant de procéder à la réalisation du système d'adaptation automatique d'impédance, il est important d'identifier les différents composants qui peuvent servir à la réalisation du réseau d'adaptation d'impédance variable afin de discuter de leurs avantages et de leurs inconvénients. On identifiera principalement les différentes technologies de composants intégrés ou de composants montés en surface (CMS), les condensateurs variables et les inductances variables.

#### **3.4.1 Identification des technologies existantes**

##### **3.4.1.1 Technologie CMS**

La technologie CMS a été introduite dans les années 1960 et utilise des composants externes soudés sur un circuit imprimé ou PCB. Les condensateurs céramiques sont très répandus et disposent d'un excellent facteur de qualité. Quant aux inductances CMS, on dispose sur le marché d'inductance de facteur de qualité de 60 à des fréquences comprises entre 900 MHz et 3 GHz.

La technologie CMS présente des performances intéressantes en terme de facteur de qualité des composants et donc parfaitement adaptés à la conception d'un réseau d'adaptation d'impédance à bon rendement ; cependant, bien que les dimensions des composants aient été fortement réduites, ils présentent un encombrement non négligeable et constituent une limitation certaine à la miniaturisation. Il est à noter l'importance de prendre en considération aux hautes fréquences les lignes de transmission permettant de connecter les composants.

##### **3.4.1.2 Technologie CMOS intégré**

La technologie CMOS ou « Complementary Metal-Oxide Semiconductor » est largement utilisée pour réaliser des circuits intégrés. Des composants passifs sont disponibles, tels que des condensateurs MIMs (Metal-Insulator-Metal) offrant une bonne densité d'intégration et des condensateurs à fort coefficient de qualité de l'ordre de 80, et des inductances intégrés dont le facteur de qualité est limité à des valeurs comprises entre 10 et 20 à 2.4 GHz, contribuant ainsi à dégrader le rendement des réseaux d'adaptation d'impédance.

### 3.4.1.3 Technologie IPAD

La technologie IPAD [STmicro] ou « Integrated Passive and Active Device » est développée par STMicroelectronics pour faire face à un besoin croissant d'intégration des applications radiofréquences. A long terme, cette technologie, compatible avec la technologie CMOS, mettra à disposition des composants passifs qui seront fabriqués sur le substrat des composants actifs au dessus des métallisations (technique above-IC). Des inductances IPAD, dont le coefficient de qualité avoisinerait la valeur de 40 à 2.4 GHz, devraient contribuer à améliorer les performances et l'intégration du réseau d'adaptation d'impédance.

### 3.4.2 Condensateurs variables

Le condensateur variable est un élément clé du réseau d'adaptation d'impédance variable. Il doit posséder une plage de variation suffisante capable de couvrir la plage d'impédances de charge à adapter à la source. Nous avons identifié principalement la varactor et la banque de capacités commutées.

#### 3.4.2.1 Varactor

La varactor est largement utilisée dans les oscillateurs et les réseaux d'adaptation d'impédance variable. C'est une diode fonctionnant en inverse dont la capacité variable de déplétion est contrôlée par la tension à ses bornes. Un contrôle en tension implique l'insertion d'un convertisseur numérique analogique capable de délivrer la plage de tension requise pour commander la varactor.

#### 3.4.2.2 Banque de capacités commutées

La banque de capacités commutées semble être aujourd'hui la solution la mieux adaptée à la réalisation de condensateurs variables. Nous partons d'une capacité élémentaire de valeur  $C_{min}$  égale à la résolution de notre condensateur variable et construisons les autres condensateurs de telle sorte que :

$$C_n = C_{min}^n \quad \text{avec } n \geq 1 \quad (3.42)$$

Les commutateurs radiofréquences [ElBak09] utilisés dans la réalisation du banc de capacités commutées ont été étudiés avec précaution, en particulier leurs résistances et capacités parasites, et leur consommation. Par exemple, les transistors CMOS utilisés en commutateurs commandés par la tension de grille présentent une consommation nulle mais des capacités parasites non négligeables et des résistances parasites qui vont contribuer à dégrader le rendement du réseau d'adaptation d'impédance. Les diodes quant à elles

présentent peu de parasites mais engendrent une consommation importante représentant un frein à l'optimisation de l'efficacité énergétique de la tête radiofréquence. L'état de l'art tend vers l'utilisation de commutateurs MEMS [BJC08, LPMK03] qui ont l'avantage de présenter une consommation nulle et des parasites faibles.

### 3.4.3 Inductances variables

Selon M. El Bakkali [ElBak09], l'utilisation d'inductances variables dans la réalisation du réseau d'adaptation d'impédance variable permettrait d'optimiser le rendement à travers une exploitation optimisée des facteurs de qualité nodaux du réseau d'adaptation. Mais la réalisation d'inductance variable est complexe car elle peut contribuer d'une part à augmenter de façon importante la taille du silicium, et d'autre part à dégrader son coefficient de qualité déjà faible. Nous avons cependant retenu deux solutions intéressantes, à savoir la réalisation d'inductance variable à base de J-inverters ou de MEMS.

#### 3.4.3.1 J-Inverter

Cette technique de réalisation d'inductance variable à base de J-inverters a été présentée par J. de Mingo [MVC04] puis étudiée [ElBak09] au sein du CEA LETI. La réalisation d'une inductance variable est obtenue en utilisant deux J-inverters et un condensateur variable comme l'illustre la Figure 3.10.

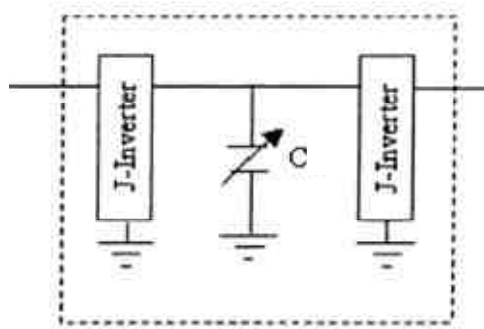


Figure 3. 10. Inductance variable à base de J-Inverters

L'expression de l'inductance équivalente obtenue à partir de la topologie de la figure ci-dessus est donnée par :

$$L_{equiv} = \frac{C}{J^2} \quad (3.43)$$

Comme nous le montre l'équation (3.43), la variabilité de l'inductance équivalente  $L_{equiv}$  est assurée par celle du condensateur  $C$ . La réalisation des J-inverters peut être assurée par des

lignes de transmission  $\lambda/4$  ou en utilisant des composants discrets. Les lignes de transmission  $\lambda/4$  ont l'inconvénient de présenter une longueur non négligeable à nos fréquences de travail ; nos études précédentes ont alors privilégiées les composants discrets plus facile à intégrer. Cependant, selon [ElBak09], pour obtenir une inductance variable avec un coefficient de qualité supérieur à 12, les deux J-inverters doivent être réalisés en utilisant au total quatre condensateurs et deux inductances possédant un coefficient de qualité fort supérieur à 40.

### 3.4.3.2 Inductances MEMS

Des inductances variables de type MEMS sont développées au sein du CEA LETI qui dispose aujourd'hui de plusieurs architectures et modèles. Celle qui offre le meilleur coefficient de qualité et la plus grande variabilité est le modèle solénoïde représenté par la Figure 3.11.

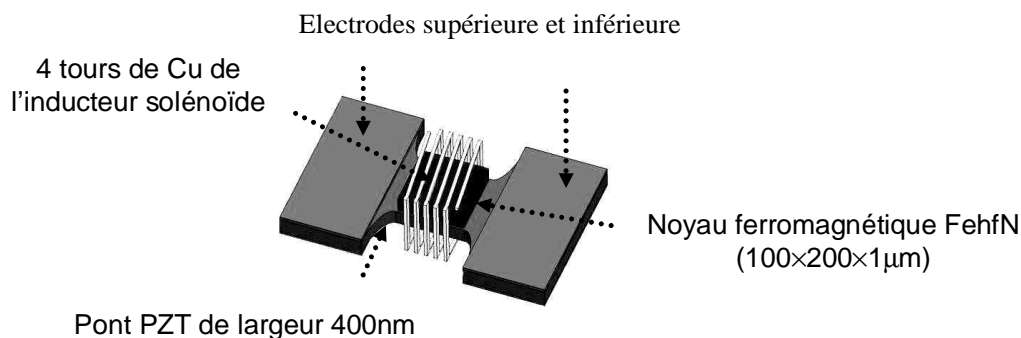


Figure 3. 11. Inductance MEMS variable de type solénoïde

Le modèle solénoïde consiste en une structure métallique sur laquelle un mince film magnétique est déposé. L'inductance de la structure métallique peut varier en raison des propriétés de la perméabilité du film magnétique. La partie centrale du pont piézoélectrique peut se contracter ou se dilater suivant le signe de la tension DC (allant de 1 à 10V) qu'on applique à chaque électrode, transférant ainsi un stress  $\sigma(V)$  au noyau ferromagnétique dont la perméabilité est contrôlée via un paramètre magnéto-élastique qui n'est autre que la pression.

Bien que cette structure solénoïde soit encore aujourd'hui en phase de recherche amont, elle présente un intérêt certain pour nos applications car elle propose des inductances variables allant par exemple de 2nH à 5nH avec un coefficient de qualité supérieur ou égal à 10. Le coefficient de qualité est voisin de celui des inductances intégrées, mais sa variabilité permettrait d'optimiser le rendement à travers une optimisation des facteurs de qualité nodaux.

### **3.5 Conclusion**

La synthèse du réseau d'adaptation d'impédance a pour but de simplifier son analyse et son exploitation. Une méthodologie de conception d'un réseau d'adaptation d'impédance passe bas en  $\pi$  a été dégagée, réduisant la complexité de son analyse et de son implémentation future. Cette méthodologie utilise des techniques de transformation de réseau, maîtrise l'impact de l'inductance sur la région interdite et exploite de façon nouvelle l'abaque de Smith dans le but de déterminer les valeurs optimales du réseau d'adaptation variable.

Nous avons aussi démontré que le rendement d'un réseau d'adaptation n'est pas seulement dépendant des facteurs de qualités des composants utilisés mais aussi des facteurs de qualité nodaux du réseau d'adaptation d'impédance. Ainsi, pour des coefficients de qualités de composant donnés, il est tout à fait possible d'améliorer le rendement d'un réseau d'adaptation par la réalisation d'un réseau peu sélectif à faibles facteurs de qualité nodaux. Cette démarche doit nous permettre de concevoir des réseaux d'adaptation d'impédance performants et ouvrir de nouveaux axes de recherche dans le but d'améliorer le facteur de qualité et la variabilité des composants.

Cette maîtrise du rendement nous a finalement permis de mener une discussion sur les choix des technologies existants et du futur, telles que la technologie CMS, CMOS, IPAD ou MEMS et de dégager leurs avantages et leurs inconvénients. La technologie IPAD présente un avantage certain car elle offrira des inductances intégrées avec un coefficient de qualité voisin de 40 à 2.4 GHz. De même, la technologie MEMS doit à terme offrir des commutateurs radiofréquences performants et une variabilité intéressante aux inductances intégrées.





## *Chapitre 4*

### *Réalisation d'un démonstrateur hybride dans la bande médicale MICS*





## 4.1 Introduction

La réalisation d'un démonstrateur hybride a pour objectif premier de valider la faisabilité de notre concept auto adaptatif d'impédance d'antenne dans un environnement de travail réel et de le valoriser auprès des nos partenaires et collaborateurs. Son développement utilise des composants discrets, nous permettant d'obtenir des résultats en un temps réduit et de façon peu coûteuse.

Nous fabriquons le démonstrateur pour fonctionner dans la bande de fréquence MICS. Elle est choisie pour la réalisation du démonstrateur hybride car il s'agit d'une bande de fréquence utilisée par les applications d'implants cardiaques et elle est parfaitement adaptée à la plage de fréquence des composants discrets disponibles sur le marché du semi-conducteur grand public.

Le standard MICS impose une fréquence comprise entre 402 et 405 MHz. Pour notre démonstration, nous fixons la fréquence porteuse de notre dispositif à 403 MHz. Nous rappelons également que la puissance d'émission maximale dans cette bande de fréquence est fixée à 25mW.

La description de l'architecture du démonstrateur et le synoptique des principaux blocs radiofréquences sont ainsi détaillés dans cette partie du manuscrit. Le réseau d'adaptation variable est une structure en  $\pi$  avec une branche inductive de valeur fixe et deux branches capacitatives variables réalisées à base de varactors. Le changement d'impédance d'antenne est modélisé par un jeu de commutation d'impédances. Le rôle de notre dispositif est d'offrir une solution capable de compenser ce changement d'impédance.

Les mesures obtenues vont mettre en évidence des limitations importantes liées aux radiofréquences. Les lignes de transmission impactent sur le réseau, tout comme le modèle équivalent des commutateurs RF. La modélisation électromagnétique des lignes radiofréquences sous Momentum a permis de contourner le problème pour finalement obtenir un coefficient de réflexion après calibration du dispositif inférieur à -30dB avec un temps de calibration mesuré à 0.9ms.

## 4.2 Architecture du démonstrateur

Nous décrivons dans cette partie l'architecture du démonstrateur hybride d'adaptation automatique d'impédance. C'est dans cette partie que nous allons justifier nos choix technologiques et la structure des différents modules clés de notre dispositif.

### 4.2.1 Description

Le réalisation du démonstrateur utilise des composants du marché pour la mise en œuvre d'un circuit d'auto adaptation d'impédance à la fréquence 403 MHz (bande MICS : 402-405 MHz). Son architecture est représentée par la Figure 4.1.

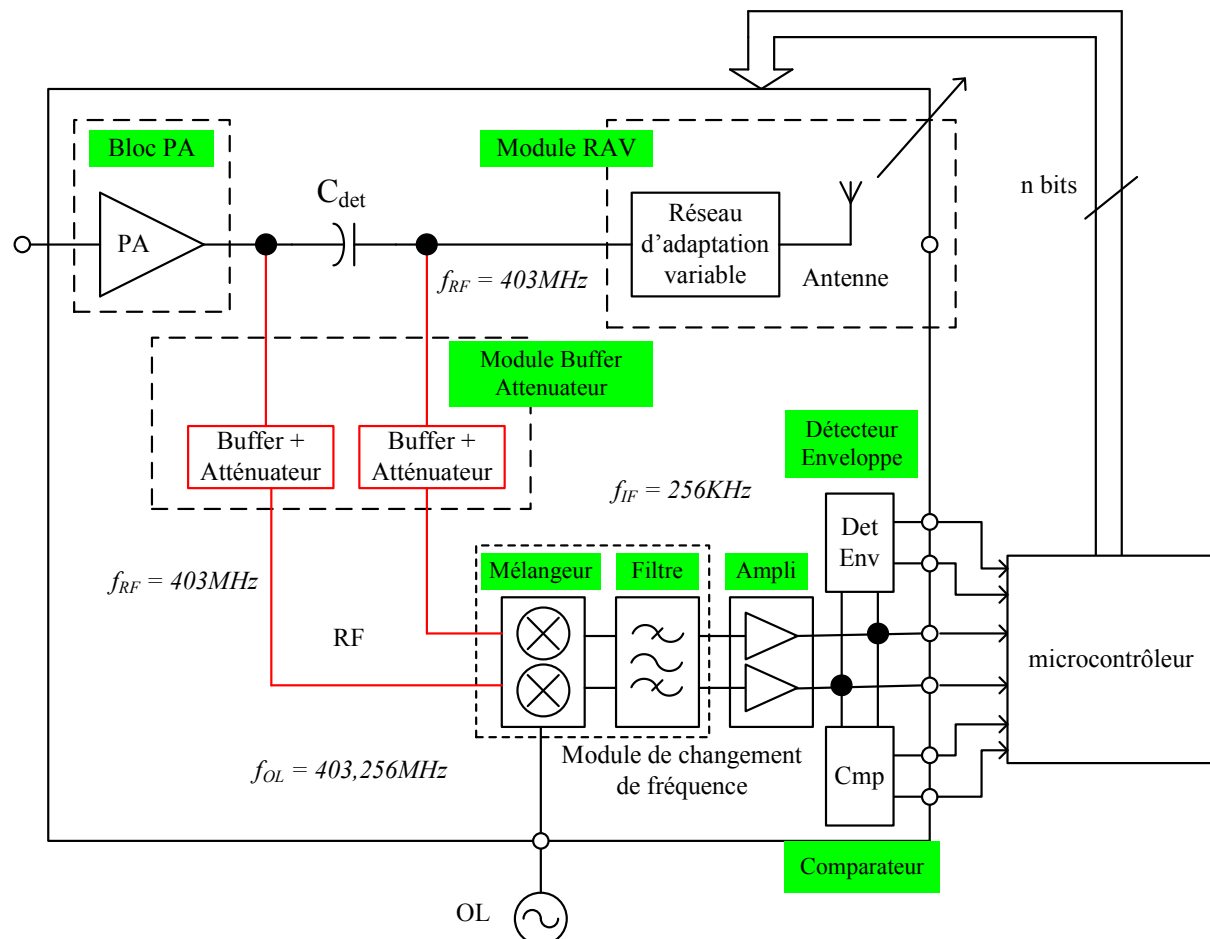


Figure 4. 1. Architecture du démonstrateur

L'étage d'émission comprend un PA fonctionnant dans sa plage de linéarité et délivrant 0dBm pour une impédance de charge optimale de 50Ω. Un réseau d'adaptation variable est

inséré entre le PA et l'antenne afin d'adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance de charge optimale du PA.

Pour modéliser le changement d'impédance de l'antenne, nous avons initialement mis en place un jeu de commutation de trois charges complexes de valeurs égales à  $50\Omega$ ,  $100+j40\Omega$  et  $100-j40\Omega$ . Un connecteur permettant de brancher directement l'antenne destinée aux implants médicaux au démonstrateur est disponible. Le choix de la charge ou de l'antenne se fait de façon manuelle grâce à un jeu d'interrupteurs.

Le réseau d'adaptation d'impédance variable a une structure en  $\pi$  composée d'une branche inductive et de deux branches capacitives variables réalisées à base de diode varactors. Les tensions DC de polarisation des varactors sont fournies par des convertisseurs numériques analogiques commandées par le microcontrôleur.

La partie détection utilise le condensateur  $C_{det}$  calculé selon l'équation (2.7), suivi de l'architecture d'un front-end RX classique. Les signaux aux bornes de la capacité  $C_{det}$  seront étudiés pour adapter l'ensemble du réseau. Un buffer-atténuateur va permettre d'isoler la chaîne d'émission et d'atténuer les signaux afin de les adapter à la plage de dynamique du front-end RX.

L'ensemble mélangeur-filtre fait partie intégrante de l'architecture classique des récepteurs radiofréquences et va permettre le passage de la fréquence porteuse à une fréquence intermédiaire IF faible fixée à 256kHz. Les signaux sont ensuite amplifiés en fonction de la dynamique et de la résolution du module d'acquisition en temps réel puis traités par le microcontrôleur.

### 4.2.2 Photographie du démonstrateur

Le démonstrateur hybride a été fabriqué sur un substrat de type FR4 ou « Flame Retardant 4 » (Figure 4.2).

Les mesures préliminaires que nous avons effectuées et illustrées sur la Figure 4.2 ont permis de valider des fonctionnalités importantes du dispositif. Nous avons par exemple vérifié le bon fonctionnement de l'atténuateur, puis nous avons comparé les rapports d'amplitude et de phase des signaux à traiter aux bornes de la capacité de détection et à la sortie de changement de fréquence.

Suite à cette réalisation, nous avons conclu que l'utilisation de composants discrets ne permet pas d'optimiser la longueur des lignes de transmission radiofréquence et la conception du réseau d'adaptation d'impédance variable. En effet, l'adaptation d'impédance est tributaire de la ligne RF, il est important de maîtriser son impact sur l'adaptation. Il est cependant à noter que ce problème n'existe pas lorsque la longueur des lignes est réduite comme lors de la conception de circuit intégré.

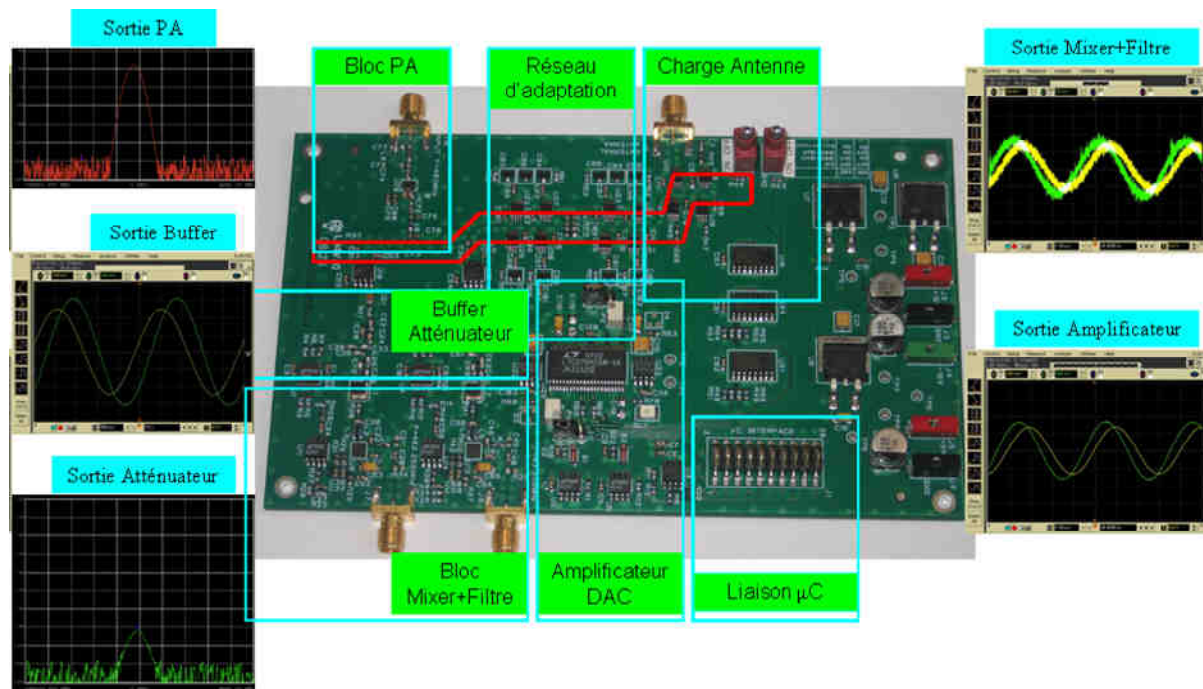


Figure 4. 2. Illustration du démonstrateur hybride d'adaptation vectorielle automatique d'impédance

### 4.2.3 Modélisation électromagnétique de la ligne de transmission

#### 4.2.3.1 Description du support FR4

La ligne de transmission requiert une étude complémentaire, en particulier une modélisation électromagnétique, car son impact sur l'adaptation d'impédance n'est pas négligeable. Parce que l'étude électromagnétique tient compte du support sur lequel est réalisé la ligne RF, nous allons débiter cette étude par une description rapide du support utilisé pour son implémentation afin d'identifier les propriétés diélectriques et physiques importantes pour une modélisation réussie.

Le démonstrateur est réalisé sur un substrat FR4, largement utilisé en conception de carte électronique. FR4 désigne un composite de résine d'époxy renforcée par de la fibre de verre tissé. La permittivité de ce matériau  $\epsilon_r$  est égale à 4.6 et sa tangente de perte  $\delta$  est voisine de 0.02 à 403MHz. Nous avons opté pour un support à 4 couches de cuivre espacées par un substrat FR4 dont les fonctionnalités électriques et les épaisseurs sont résumées par la Figure 4.3.

	Epaisseur	Types de signal	Couches	
CUIVRE	35µm	Plot signa RF1	1	
FR4	360 µm			
CUIVRE	17 5µm	Masse	2	
FR4	Épaisseur libre			
CUIVRE	17 5µm	Alimentation	3	
FR4	360 µm			
CUIVRE	35µm	Masse signa	4	
<b>Total</b>	<b>1 6mm +/- 10%</b>			Signaux RF

Figure 4. 3. Fonctionnalités et épaisseurs des couches physiques du support FR4

#### 4.2.3.2 Modélisation électromagnétique sous Momentum

La modélisation électromagnétique de la ligne RF est réalisée à l'aide de l'outil Momentum et intègre les propriétés diélectriques et les grandeurs physiques du support sur lequel est réalisée cette ligne. Pour faciliter l'extraction du modèle électromagnétique et réduire le temps de simulation, nous avons procédé préalablement à une simplification de la ligne RF pour aboutir au schéma de la Figure 4.4.

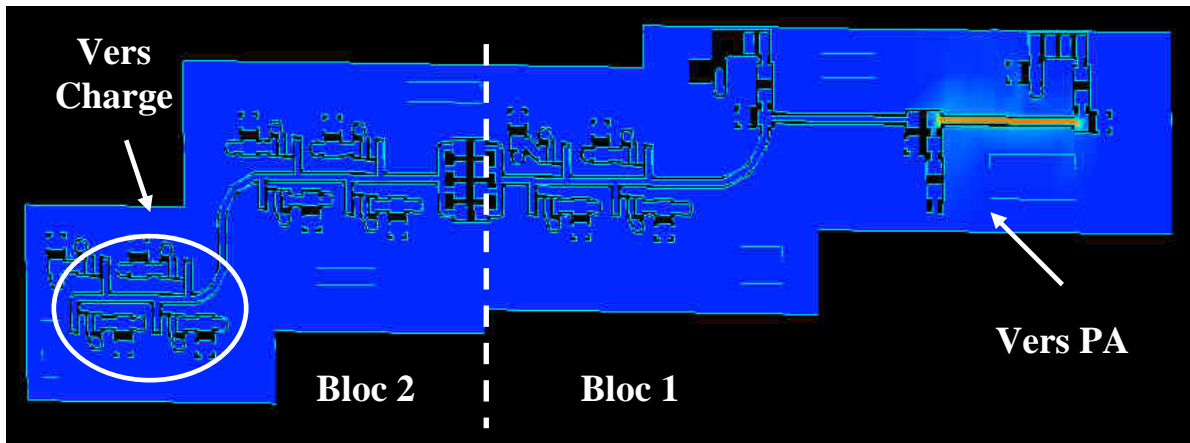


Figure 4. 4. Modélisation électromagnétique de la ligne RF sous Momentum

Afin d'aider le simulateur, nous avons divisé la ligne en deux parties notées « bloc 1 » et « bloc 2 ». Leurs modélisations électromagnétiques sous Momentum ont permis d'extraire leurs modèles respectifs. Cette modélisation a été suivie par une caractérisation précise des

commutateurs RF utilisés pour choisir la charge désirée afin d'en dégager des modèles équivalents en position ON et en position OFF. Ces travaux ont abouti à un modèle simplifié de la ligne radiofréquence complète représenté par la Figure 4.5.

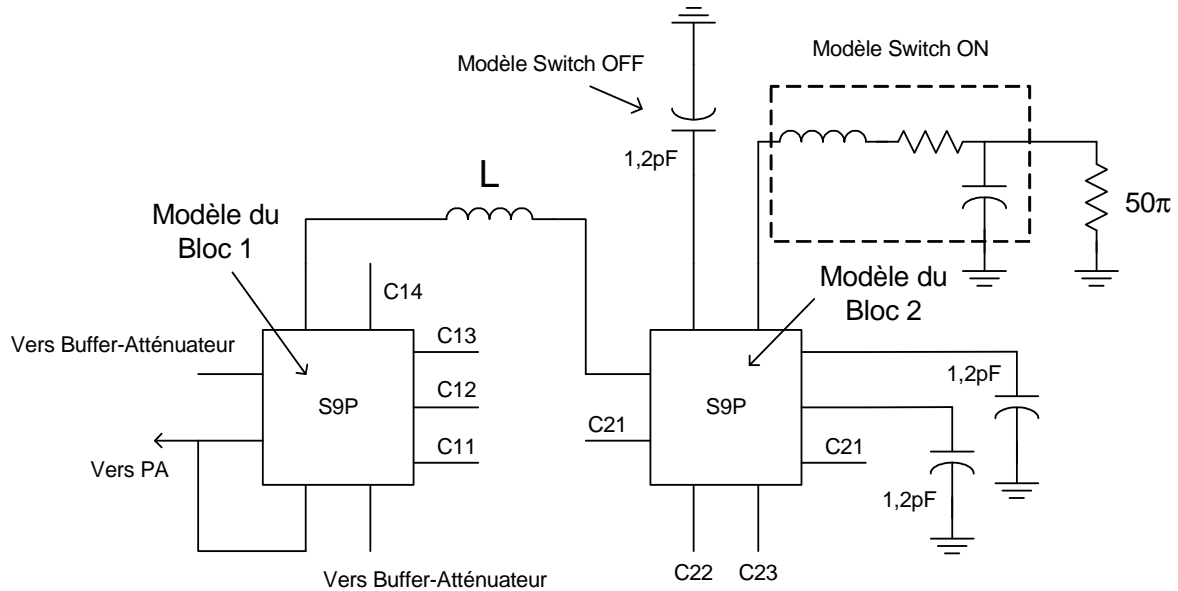


Figure 4. 5. Modèle complet de la ligne radiofréquence

Pour valider la précision des résultats de modélisation, nous décidons de comparer une mesure effectuée sur la carte à une simulation basée sur le modèle. Pour cela, une configuration de réseau d'adaptation a été initialement appliquée au démonstrateur et a permis de faire une mesure du coefficient de réflexion vu par le PA. La même configuration a ensuite été simulée sous ADS en se basant sur le modèle. La mesure est finalement comparée à la simulation comme l'illustre la figure 4.6.

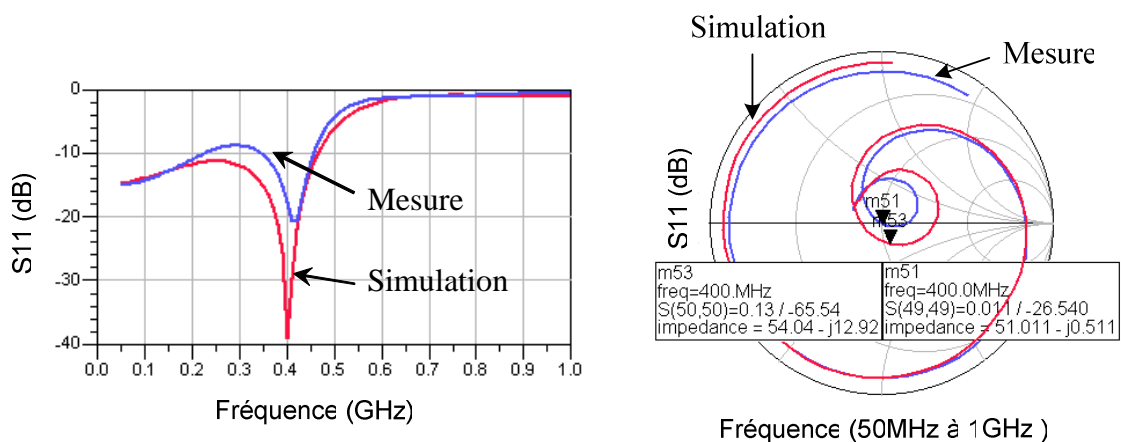


Figure 4. 6. Comparaison des coefficients de réflexion simulé et simulé

Les résultats obtenus en Figure 4.6 atteste de la modélisation réussie de la ligne de transmission RF. L'erreur entre les mesures et les simulations s'explique par la tolérance sur la valeur des composants discrets utilisés et par une simplification nécessaire de la ligne à modéliser car sa modélisation électromagnétique sous Momentum exige un temps de calcul trop important.



### 4.3 Outils de synthèse

L'unité de contrôle est réalisée en utilisant le microcontrôleur ADUC 7026 de chez Analog Device. L'algorithme de contrôle comprend principalement une phase d'initialisation, une phase d'acquisition et une phase de traitement.

#### 4.3.1 Microcontrôleur ADUC 7026

L'ADUC 7026 a été choisi pour développer l'unité de contrôle du système auto adaptatif d'impédance d'antenne. Son diagramme fonctionnel est représenté par la Figure 4.7.

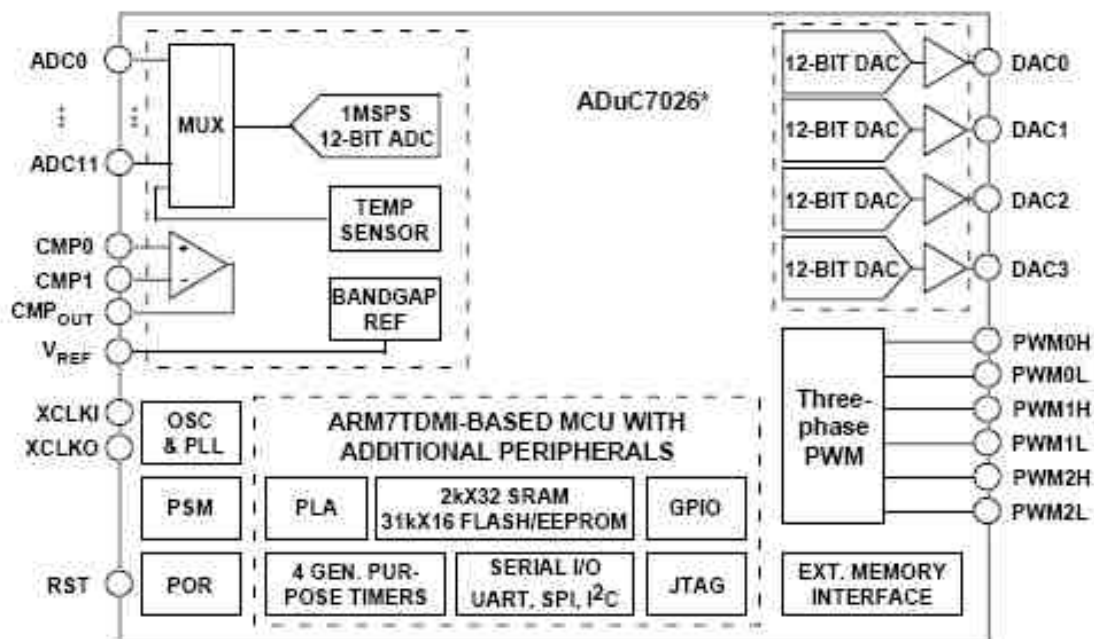


Figure 4. 7. Diagramme fonctionnel du microcontrôleur ADUC 7026

Il s'agit d'un microcontrôleur basé sur un cœur ARM7TDMI intégrant sur une même puce 12 ADCs 12-bits 1MIPS, 4 DACs 12-bits, un comparateur de tension, 64kB de mémoire Flash EEprom et 8kB de RAM, des interfaces série UART, I2C et SPI, d'un port JTAG pour le téléchargement et le débogage, 4 timers, 40 broches d'entrées/sorties digitales et de la logique programmable sur puce. L'horloge du CPU peut tourner jusqu'à 40.96 MHz grâce à une horloge à quartz et à une PLL intégrée sur la puce.

### 4.3.2 Développement de l'unité de contrôle

La programmation de l'algorithme du contrôle sur le microcontrôleur ADUC 7026 utilise l'environnement de développement Kiel  $\mu$ vision (Annexe 2). Il comprend principalement trois étapes, à savoir une initialisation, une acquisition et un traitement des données (Figure 4.8).

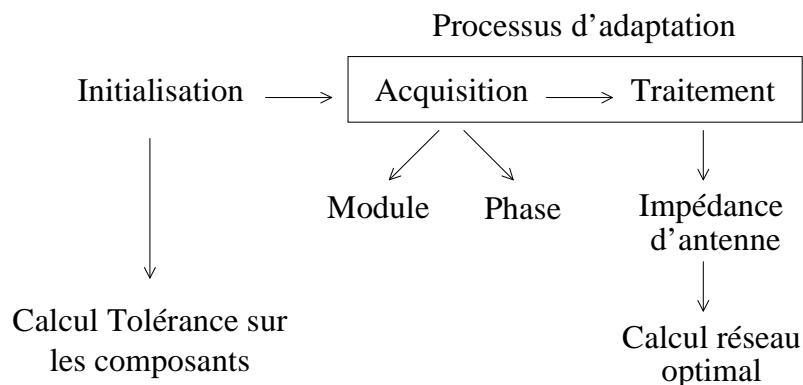


Figure 4. 8. Schéma simplifié du logiciel de calibration

Une phase d'initialisation est réalisée pour permettre de déterminer la déviation technologique appliquée aux composants passifs utilisés. Cette phase a pour but principal d'améliorer la précision de nos calculs futurs, en particulier le calcul de l'impédance de charge ou de l'antenne. Cette étape peut être négligée lorsque la tolérance sur la valeur des composants est faible et/ou les valeurs des composants sont peu affectées par les phénomènes de résonance comme dans le cas des composants CMS à 403 MHz. Elle doit faire l'objet d'une étude future plus approfondie en intégrée.

La phase d'acquisition est une étape importante de notre application. C'est au cours de cette étape que sont mesurées les amplitudes et les phases des signaux à traiter. La mesure de l'amplitude se fait à travers l'utilisation de deux convertisseurs analogiques numériques intégrés dans le microcontrôleur ADUC 7026. Les mesures des valeurs maximales et minimales vont nous renseigner sur les amplitudes des signaux  $v_{1\_IF}$  et  $v_{2\_IF}$  à traiter. Parce que les convertisseurs analogiques numériques dont nous disposons sur le microcontrôleur sont peu rapides et limités à 1MIPS, la mesure de la phase se fait grâce à un Timer intégré dans le processeur, cadencé à plus de 40MHz et activé lors d'un processus d'interruption. Les signaux  $v_{1\_IF}$  et  $v_{2\_IF}$  sont numérisés sur 1 bit. Un front montant du signal  $v_{1\_IF}$  numérisé active l'interruption ainsi que le Timer, alors qu'un front montant de  $v_{2\_IF}$  numérisé sur 1 bit stoppe l'incrément du Timer puis met fin à l'interruption. Les techniques d'acquisition utilisées sont illustrées par la Figure 4.9.

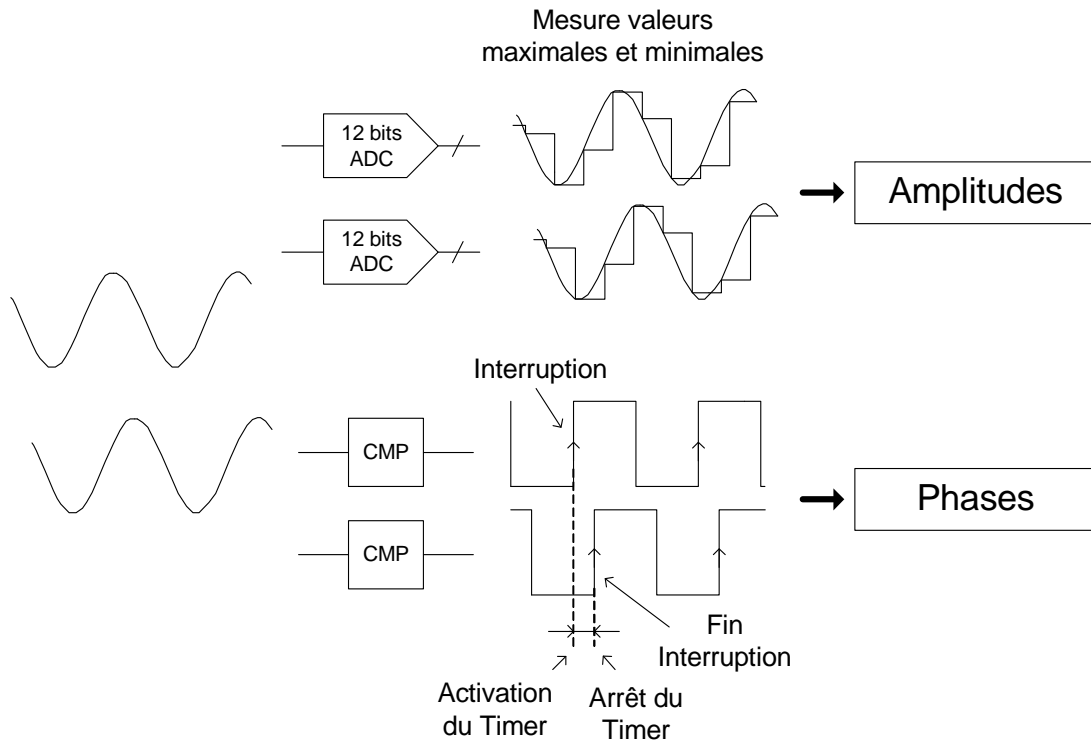


Figure 4. 9. Technique d'acquisition des amplitudes et des phases

La phase de traitement consiste à exploiter les amplitudes et les phases dans le but de calculer l'impédance de l'antenne et la configuration optimale du réseau d'adaptation d'impédance variable utilisant la méthodologie de synthèse de réseau décrite dans le chapitre 3. Son diagramme est représenté par la Figure 4.10.

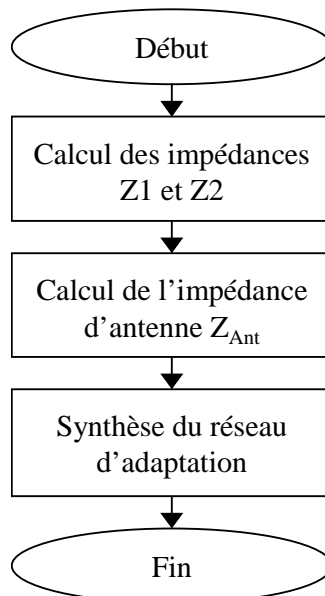


Figure 4. 10. Diagramme de la phase de traitement de l'unité de contrôle

### 4.3.3 Performances de l'unité de contrôle

L'évaluation des performances de notre unité de contrôle est basée sur une évaluation du temps nécessaire au processeur pour exécuter l'acquisition des données, le calcul de l'impédance de l'antenne et celui du réseau d'adaptation d'impédance optimal. Pour cela, le début du processus s'accompagne par une mise à 1 d'un port de sortie et la fin du processus par sa mise à 0 et un changement de la tension de commande des varactors comme le montre la Figure 4.11.

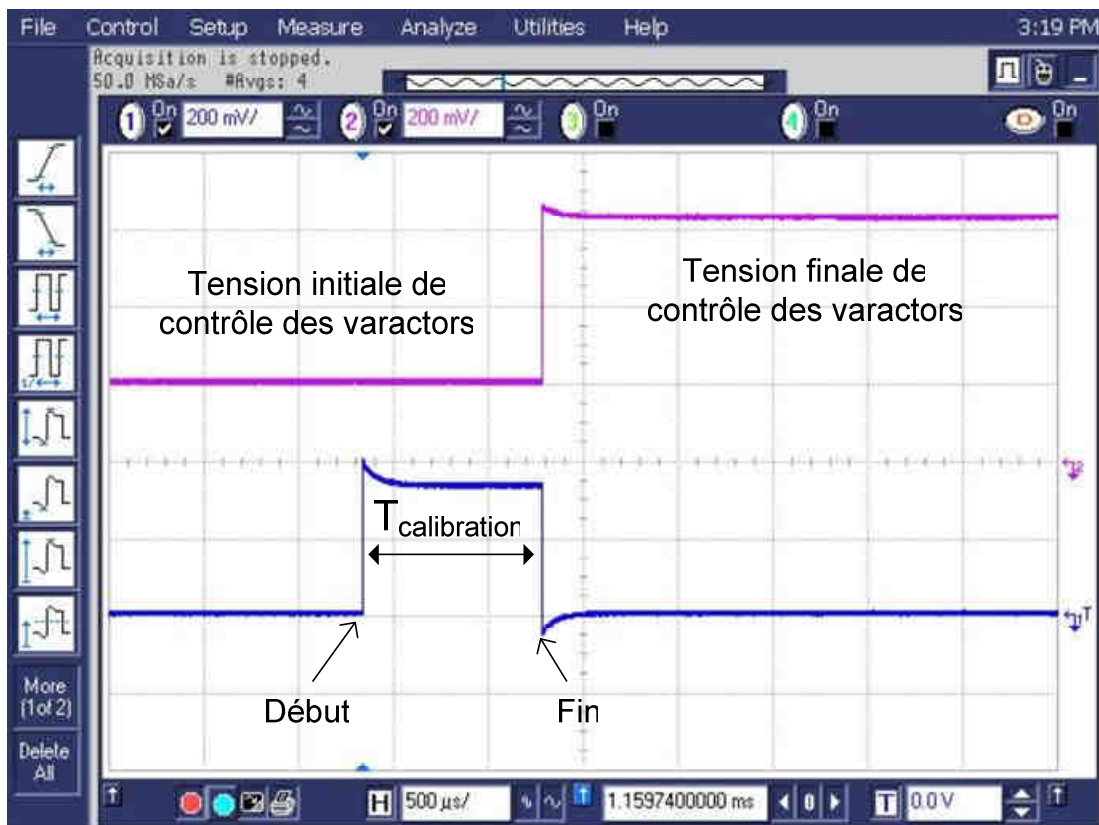


Figure 4. 11. Temps de synthèse de l'adaptation automatique d'impédance

Le temps nécessaire à l'adaptation du dispositif est estimé à moins de 0.9ms. Cette réduction du temps de calibration est le résultat de l'association d'un concept nouveau d'adaptation automatique d'impédance non itérative et d'une synthèse de réseau optimisée. Cette réduction du temps de calibration s'accompagne d'une diminution importante de la consommation globale du dispositif auto adaptatif comparé au dispositif existant comme le résume le Tableau 4.1.

	Notre travail	De Mingo	Ida
Temps de calibration (ms)	0.9	150	100
Consommation PA (mW)	2.4	2.4	2.4
Consommation additionnelle (mW)	2	0	2
Consommation globale de l'adaptation	4 $\mu$ W	360 $\mu$ W	440 $\mu$ W

*Tableau 4. 1. Estimation et comparaison de la consommation du dispositif d'adaptation automatique d'impédance*

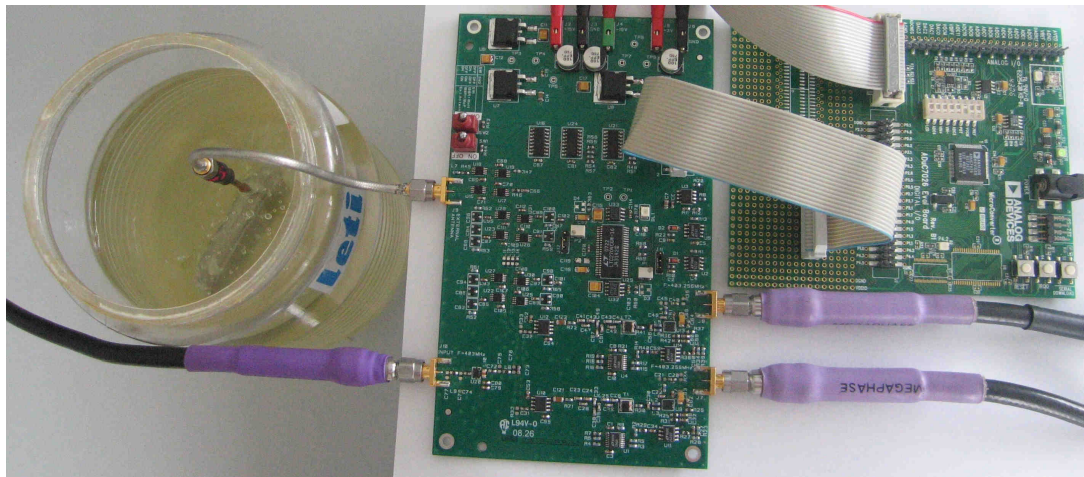
Nous obtenons ainsi des performances en consommation qui sont bien meilleures que l'état de l'art. Parce que le temps nécessaire à l'adaptation est réduit, la consommation totale du processus de calibration fortement dépendante de la puissance de l'amplificateur de puissance est alors faible.

## 4.4 Banc de test et mesure

L'objectif de cette partie est d'assembler les différents modules décrits précédemment, à savoir le démonstrateur hybride, le microcontrôleur et une antenne. Un banc de mesure expérimental sera alors mise en place et sa procédure de test sera décrite afin de valider le dispositif dans un environnement réel.

### 4.4.1 Banc de mesure expérimental

Suite à la réalisation du démonstrateur et la programmation du microcontrôleur, nous avons mis en place un banc expérimental du système auto adaptatif d'impédance d'antenne illustré par la Figure 4.12.



*Figure 4. 12. Banc expérimental du système auto adaptatif d'impédance à 403MHz incluant le prototype de l'antenne ELA Medical implanté dans un liquide homogène*

Il est composé du démonstrateur hybride piloté par le microcontrôleur ADUC 7026. Une antenne dédiée aux implants cardiaques est immergée dans un liquide homogène, modélisant les tissus humains à 403 MHz, est connectée directement au démonstrateur.

### 4.4.2 Procédure expérimentale

L'approche expérimentale pour trouver la configuration optimale des branches capacitatives variables du réseau d'adaptation d'impédance nécessite l'aide d'un simulateur exploitant le modèle de la ligne de transmission RF étudié précédemment.

La partie matérielle du démonstrateur hybride capte les signaux aux bornes de la capacité de détection, les atténue et leur fait subir un changement de fréquence de la fréquence porteuse à 403 MHz vers la fréquence intermédiaire à 256kHz. Les signaux sont ensuite traités par le microcontrôleur utilisant les interfaces d'acquisition décrites précédemment. L'étude des amplitudes et des phases va permettre de calculer les impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  présentées aux bornes de la capacité de détection.

Malheureusement, tester toute la procédure de façon expérimentale s'avère difficile à cause de la ligne de transmission radiofréquence complexe. Sa modélisation mathématique est longue et son utilité future est limitée car le réseau d'adaptation qui sera ultérieurement utilisé sera compact avec des lignes RF de longueurs petites par rapport à la longueur d'onde  $\lambda$ . C'est pourquoi on fait appel au simulateur ADS et plus précisément au modèle de la ligne de transmission RF obtenue par simulation électromagnétique et caractérisation. A l'aide du modèle de la ligne RF décrite par la Figure 4.5 et à partir des impédances  $Z_1$  ou  $Z_2$ , le simulateur est capable de calculer l'impédance de l'antenne, puis la configuration optimale du réseau d'adaptation d'impédance variable. La procédure décrite est représentée par la Figure 4.13.

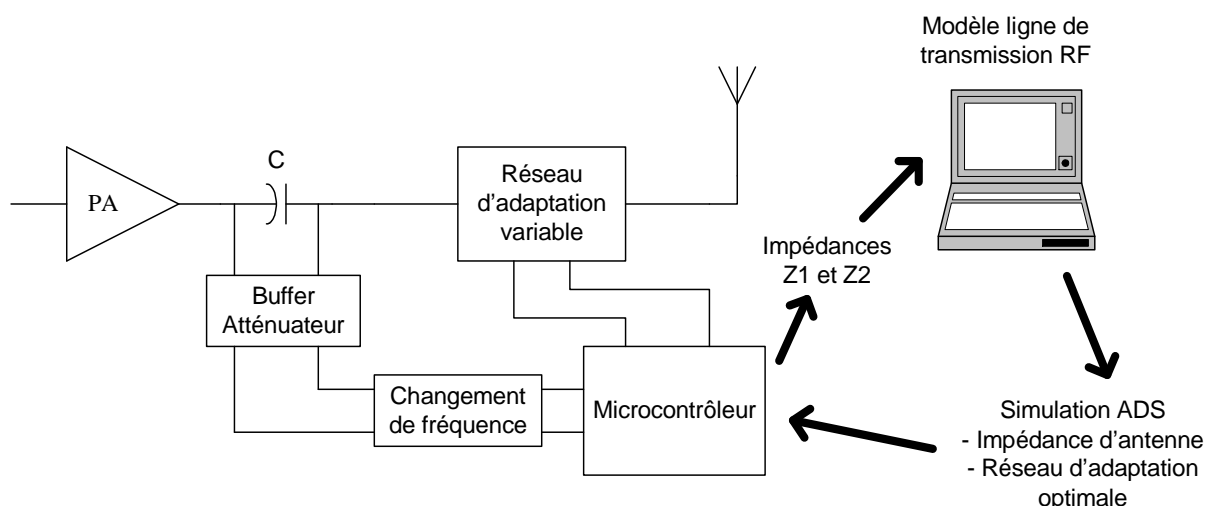


Figure 4. 13. Illustration de la procédure de test du démonstrateur auto adaptatif d'impédance à 403MHz

#### 4.4.3 Mesure du coefficient de réflexion

Afin d'évaluer la qualité de l'adaptation, nous avons mesuré le coefficient de réflexion du dispositif à la sortie de l'amplificateur de puissance. L'idée consiste à trouver la configuration optimale d'un dispositif initialement désadapté. Après le processus de calibration, on doit logiquement obtenir une mesure du coefficient de réflexion faible à la fréquence désirée

centrée à 403MHz. Les courbes de la Figure 4.14 illustrent ainsi la mesure du coefficient de réflexion du dispositif avant et après le processus de calibration.

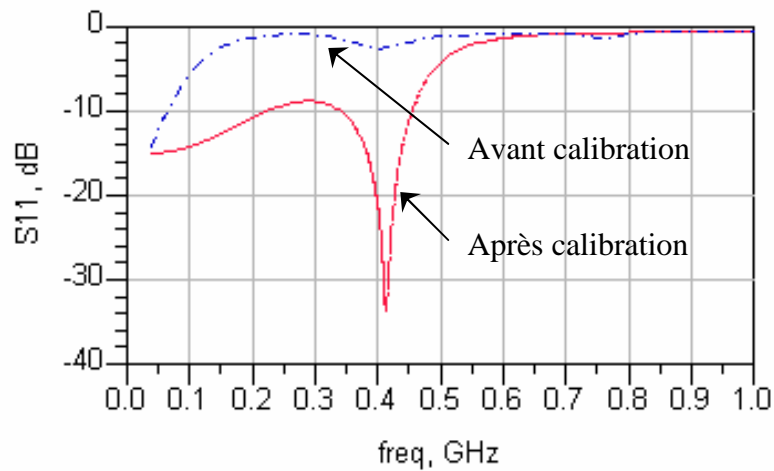


Figure 4. 14. Mesure du coefficient de réflexion avant et après le processus de calibration

La Figure 4.14 démontre une amélioration importante du coefficient de réflexion obtenue après le processus de calibration directe. En effet nous mesurons un coefficient de réflexion inférieur à  $-33\text{dB}$  à 403MHz, soit une amélioration de plus de 29dB comparé à la configuration du réseau initialement désadaptée. Le temps nécessaire à la calibration du réseau d'adaptation d'impédance variable est inférieur à 0.9ms.



## 4.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter le premier démonstrateur hybride du concept d'adaptation automatique d'impédance variable de façon directe. Elle est réalisée pour la bande de fréquence médicale MICS à 403 MHz, bande de fréquence fortement utilisée dans les applications des implants médicaux.

La réalisation comprend la partie matérielle et la partie logicielle du concept d'adaptation d'impédance de façon directe décrit dans les chapitres 2 et 3. Elle a pour objectif de valider dans un environnement réel des fonctionnalités importantes de notre dispositif, et plus globalement son concept. Ainsi, grâce à ces réalisations, nous avons pu observer que les informations utiles à l'adaptation, mesurées aux bornes de la capacité de détection sont conservées après atténuation et changement de fréquence. De même, l'unité de contrôle a pu être réalisée et testée sur un microcontrôleur largement utilisé dans les applications embarquées.

De plus, cette réalisation a permis de nous mettre en garde sur des aspects de la conception des lignes de transmission radiofréquence. Le réseau d'adaptation d'impédance variable doit être compact pour minimiser l'impact de la longueur de ligne de transmission entre deux branches du réseau. Pour faire face à ce problème rencontré dans notre démonstrateur, nous avons extrait le modèle de la ligne de transmission radiofréquence sous Momentum pour être utilisé dans une simulation ADS.

Cependant, ce premier prototype ne permet pas d'exécuter tout le processus de calibration à cause de la ligne de transmission non optimisée qui impacte sur le réseau d'adaptation. Le processus de calibration doit une fois que les impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  aux bornes de la capacité de détection sont extraites, faire appel au simulateur ADS pour calculer l'impédance de l'antenne et la configuration optimale du réseau d'adaptation variable. Cette approche scientifique nous a quant même permis de montrer de façon expérimentale qu'un coefficient de réflexion inférieur à  $-30\text{dB}$  à  $403\text{MHz}$  est obtenu après calibration pour un temps de calibration inférieur à  $0.9\text{ms}$ .





## *Chapitre 5*

### *Conception du circuit intégré en CMOS 0.13 $\mu$ m dans la bande ISM 2.4GHz*



## **5.1 Introduction**

Dans les chapitres précédents, nous avons proposé une solution innovante d'adaptation automatique d'impédance d'antenne, rapide et précise. Une étude théorique du concept a été suivie de simulations au niveau système, mais aussi d'une première réalisation d'un démonstrateur hybride qui nous a conforté dans notre démarche au travers de l'obtention de résultats intéressants.

Le but de ce chapitre est de se focaliser sur la conception du circuit intégré qui constitue la finalité de ce projet. En effet, ce dispositif intelligent est destiné à être implanté dans des systèmes radiofréquences réalisés sur silicium et destinés aux implants médicaux. Il s'agit ici d'une étape importante dans le processus de développement de notre produit.

La technologie CMOS 0.13 $\mu$ m de chez STMicroelectronics est utilisée pour la conception de notre circuit. Ce choix technologie constitue un compromis intéressant, offrant de très bonnes performances à des prix très compétitifs. C'est donc avec cette technologie que nous allons concevoir les modules du front-end radio de notre système qui comprend entre autre un amplificateur de puissance, des mélangeurs, un filtre GmC, et un réseau d'adaptation d'impédance variable.

Ce chapitre commence par une synthèse des principaux blocs radiofréquences que nous avons conçus. Nous présenterons ensuite les résultats de simulation, suivis des premières mesures expérimentales réalisées sur un silicium qui intègre une partie du système.

## 5.2 Architecture et synthèse des principaux blocs radiofréquences

L'architecture du système différentiel d'adaptation automatique d'impédance d'antenne présentée dans cette partie est décrite par la Figure 5.1.

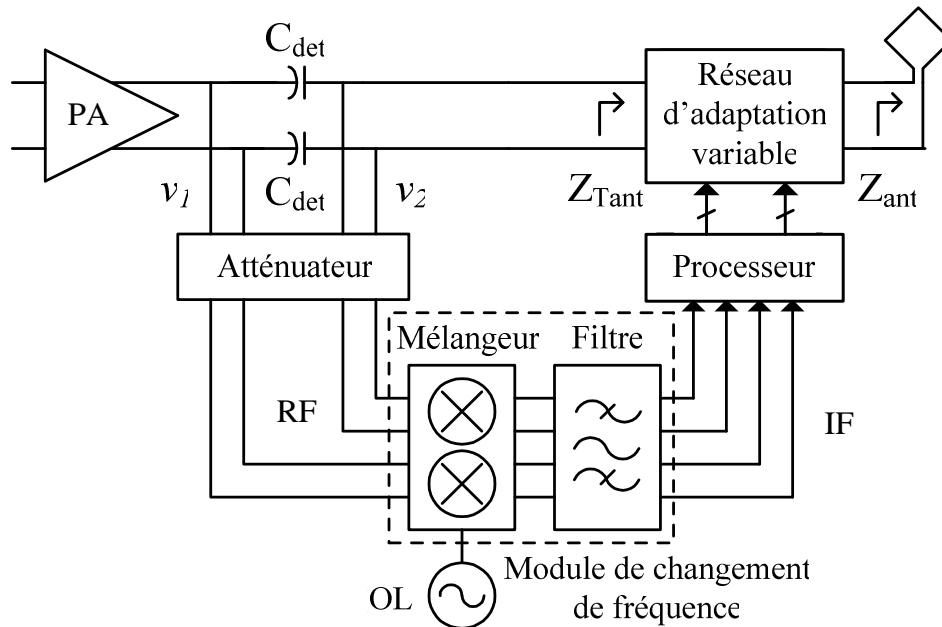


Figure 5. 1. Architecture du circuit différentiel d'adaptation vectorielle automatique d'impédance

Il n'est plus à démontrer les avantages d'un système différentiel, qui comparé à un système non différentiel, présente par exemple une meilleure plage de dynamique et une meilleure immunité vis-à-vis du bruit.

La simulation du système complet incluant la partie digitale utilise une co-simulation ADS Ptolemy. La partie analogique dont la vue de dessus est illustrée par la Figure 5.2 a été principalement développée sous ADS Designer et Cadence. Elle contient des entrées pour venir connecter les sources RF, des entrées pour commander le réseau d'adaptation variable, une entrée de connexion de l'antenne, et des sorties qui fourniront au processeur les signaux à analyser afin de permettre la calibration du système.

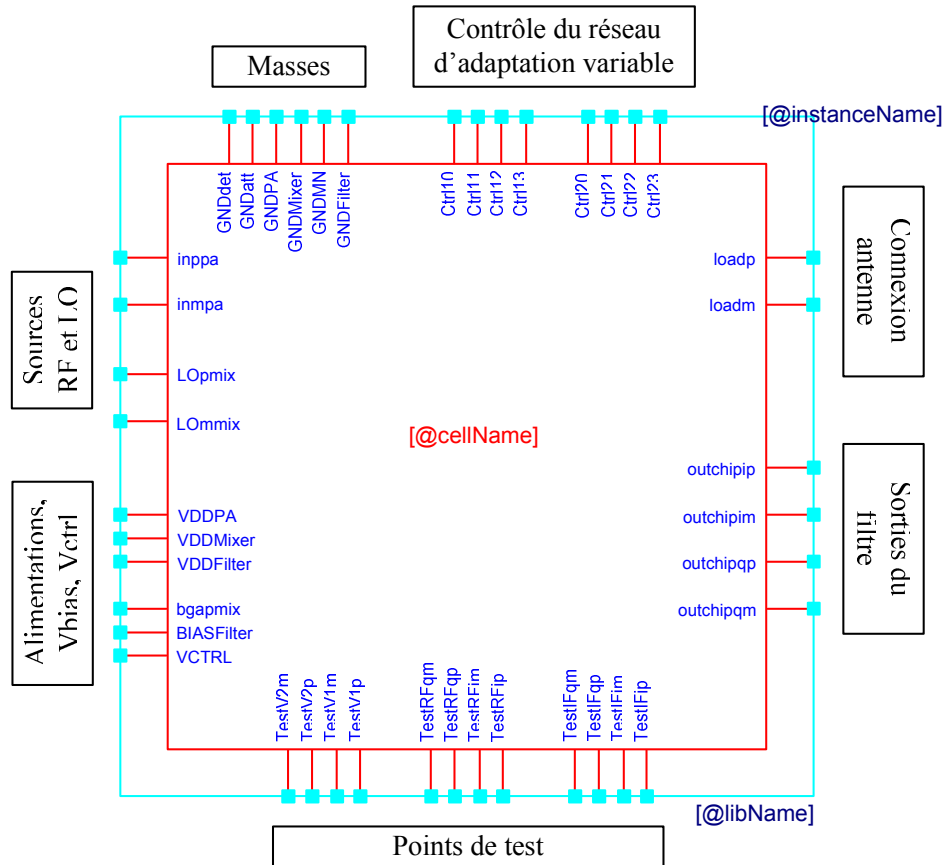


Figure 5. 2. Vue de dessus du circuit réalisé sous cadence

Le front-end de notre dispositif est entièrement conçu en utilisant la technologie CMOS 0.13 $\mu$ m. Il comprend un amplificateur de puissance, un réseau d'adaptation variable à base de banque de capacités commutées, un atténuateur capacitif, un mélangeur de fréquence et un filtre passe-bas GmC d'ordre 6.

Le logiciel ADS Ptolemy est utilisé pour l'implémentation de l'unité de contrôle de notre dispositif centrée autour de l'utilisation de fonctions digitales élémentaires et d'un algorithme mathématique. Le simulateur ADS Ptolemy permet une co-simulation avec les simulateurs RF et analogique d'ADS.

### 5.2.1 Amplificateur de puissance

Il n'existe à ce jour aucune réglementation imposée aux applications des implants cardiaques dans la bande de fréquence ISM 2,4GHz. Cependant, pour des raisons de sécurité sanitaire et pour économiser la durée de vie de la batterie, nous décidons de limiter la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance à 0dBm, puissance suffisante pour garantir



une distance de communication comprise entre 3 et 4 mètres conformément au bilan de liaison décrit dans le chapitre 1.

Pour une puissance de sortie fixée à 0dBm et sous une tension d'alimentation de 1.2V, nous avons choisi de ne pas utiliser de self de choc encombrante et nécessairement externe. En effet, pour une puissance faible de 0dBm, nous disposons d'une plage de tension de sortie suffisante pour une plage de variation du courant faible. Ce choix représente un avantage important dans des applications miniatures des implants cardiaques. Nous avons opté pour la conception d'un amplificateur de puissance différentiel de classe AB dont l'architecture est représentée par la Figure 5.3.

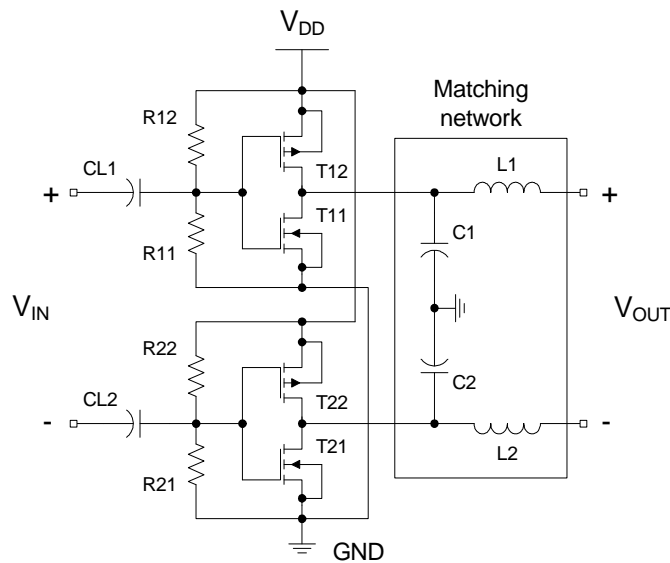


Figure 5. 3. Amplificateur de puissance 0dBm différentiel de classe AB

Il est composé de deux inverseurs montés en classe AB et conçu pour fournir une puissance de sortie différentielle de 0dBm. L'optimisation de son cycle de charge (Figure 5.4) associée à la technique load-pull a permis de déterminer, à travers un compromis entre puissance, rendement et linéarité, son impédance de charge optimale qui correspond à une résistance de 350 $\Omega$  en parallèle avec une réactance de 740 $\Omega$ . La transformation parallèle série nous donne ainsi une impédance de charge optimale égale à 286+j 135 $\Omega$ .

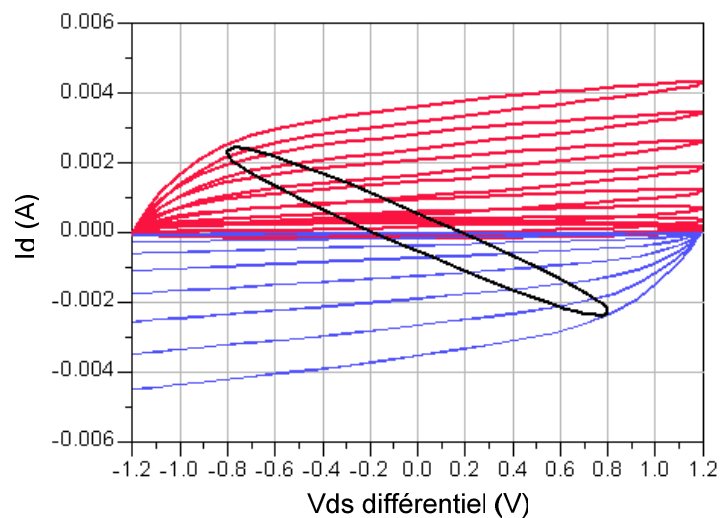


Figure 5. 4. Cycle de charge de l'amplificateur de puissance

Un réseau d'adaptation d'impédance est ensuite utilisé pour transformer l'impédance de sortie optimale différentielle de notre amplificateur de puissance à  $100\Omega$ . Les performances de l'amplificateur de puissance ainsi conçu sont résumées dans le Tableau 5.1.

Puissance de sortie	0 dBm
ICP1/IIP3	-18 dBm / -8 dBm
Gain en puissance	20 dB
Consommation	2.93 mW
Rendement PAE	34 %

Tableau 5. 1. Caractéristiques de l'amplificateur de puissance

### 5.2.2 Module de changement de fréquence

La conception du module de changement de fréquence est axée autour d'un mélangeur et d'un filtre. Ce module devra disposer de la dynamique suffisante pour couvrir la plage de variation des tensions à son entrée issues du module de détection. Selon les simulations de la Figure 5.5, le module de changement de fréquence devrait être capable de couvrir une dynamique d'au moins 20dB.

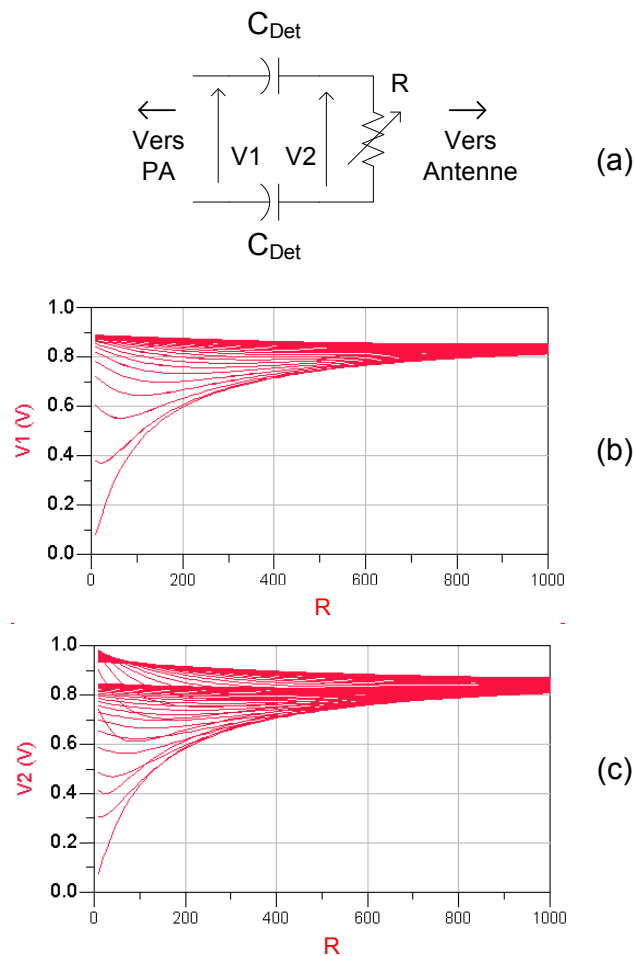


Figure 5. 5. Simulation de la dynamique requise (a) schéma de simulation, (b) plage de variation du signal  $v_1$ , (c) et celle du signal  $v_2$

### 5.2.2.1 Mélangeur

Un mélangeur actif différentiel à base de cellule de Gilbert [CY08] a été implémenté pour assurer le changement de fréquence de la fréquence porteuse à 2,4 GHz vers une fréquence intermédiaire fixée à 3,5 MHz. L'utilisation de circuit actif permet d'optimiser son intégration d'une part et d'obtenir un gain de conversion fort comparé aux mélangeurs passifs. Le schéma du mélangeur que nous avons conçu est représenté par la Figure 5.6.

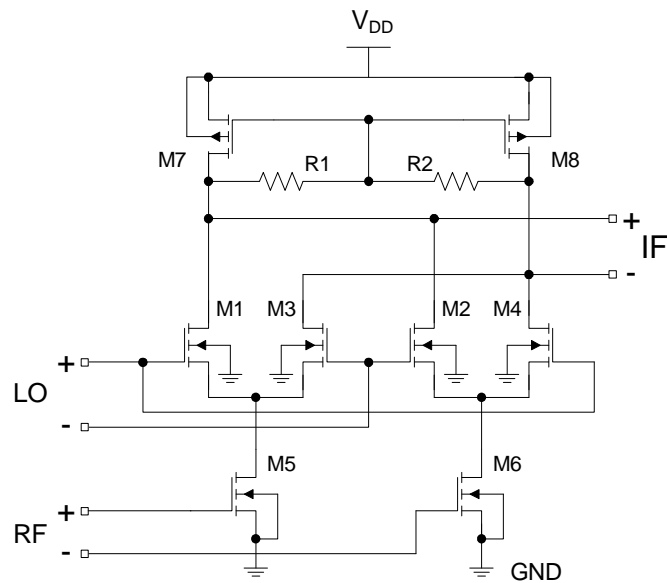


Figure 5. 6. Schéma du mélangeur actif différentiel

Il est composé d'un étage de commutation de courant formé par les transistors (M1-M4) et d'un étage de transconductance (M5-M6). Selon la formule de Friss (équation (1.5)) et le chapitre 2, il est important de concevoir cet étage à gain fort afin d'optimiser la figure de bruit (1.6) et la sensibilité (1.7) du système. Pour cela, nous avons décidé d'optimiser le gain de conversion de notre mélangeur au détriment de la linéarité où les transconducteurs (M5-M6) sont polarisés en faible inversion. Aussi, nous utilisons des charges actives formées par l'association des transistors (M7-M8) et des résistances (R1, R2). Les résistances R1 et R2 sont fortes pour ne pas dégrader le gain du mélangeur et sont utilisées pour auto polariser la grille des transistors (M7, M8) à la tension de sortie DC de mode commun, de telle sorte que les transistors (M7, M8) fonctionnent comme des sources de courant.

Pour des besoins de consommation globale réduite du dispositif, nous avons limité la consommation en courant du mélangeur à 450 $\mu$ A. Il est très difficile dans ce cas de faire un compromis entre la consommation, le gain de conversion, le bruit et la linéarité du mélangeur. Nous avons cependant décidé de privilégier une consommation faible et un gain de conversion fort au détriment du bruit et de la linéarité. Un gain de conversion fort limite ainsi l'impact du bruit des étages aval. Les courbes de la Figure 5.7 illustrent le gain de conversion, le point de compression et le point d'intermodulation d'ordre 3 du mélangeur.

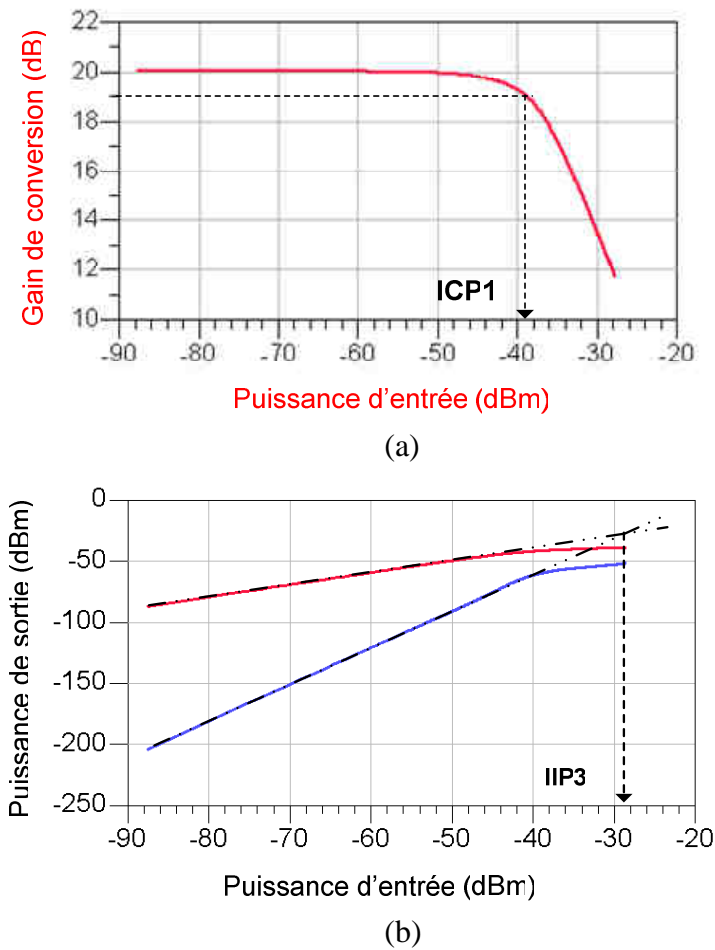


Figure 5. 7. Simulation des performances du mélangeur, (a) Gain de conversion, (b) et linéarité du mélangeur

Un résumé des performances du mélangeur ainsi conçu est synthétisé dans le Tableau 5.2.

Gain de conversion	20 dB
Fréquences RF / IF	2.4 GHz / 3.5 MHz
ICP1 / IIP3	-39 dBm / -29 dBm
NF	19 dB
Consommation	< 500 $\mu$ W

Tableau 5. 2. Caractéristiques du mélangeur

### 5.2.2.2 Filtre GmC faible consommation

Les filtres analogiques GmC sont des filtres à temps continus les mieux adaptés aux contraintes de faible consommation. L'utilisation de filtres à temps continu permet d'opérer à

des fréquences plus élevées que les filtres à temps discret, mais souffre généralement d'un problème de précision relatif à la dispersion technologique des composants. La réalisation d'un filtre GmC est centrée autour d'intégrateurs réalisés à partir d'un amplificateur à transconductance et de condensateurs d'intégration.

Nous avons conçu un amplificateur à transconductance (OTA), puis un filtre GmC passe-bas Butterworth d'ordre 6, dont la fréquence de coupure est fixée à 5.7 MHz afin de filtrer les harmoniques indésirables générées principalement à la sortie du mélangeur. Le choix de l'ordre du filtre et celui de la fréquence de coupure obéissent en particulier aux critères de Nyquist et de sélectivité dans les canaux adjacents. Les critères de sélectivité requis dans les bandes de fréquence ISM 2.4 GHz sont issus d'une coexistence entre différents standards, tels que le 802.15.4, 802.11b ou encore 802.15.1. Le masque du filtre à concevoir est représenté par la Figure 5.8.

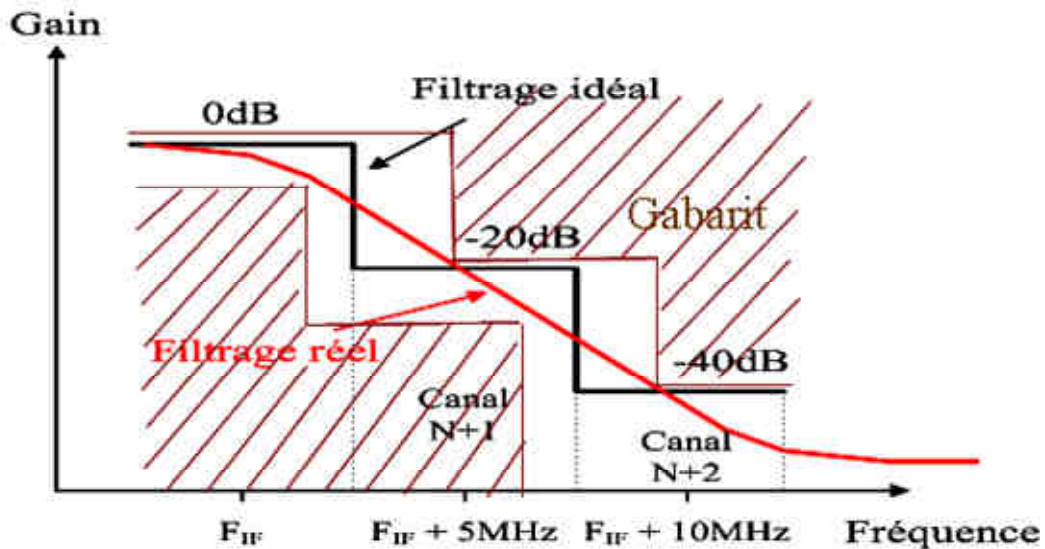


Figure 5. 8. Gabarit du filtre passe bas d'ordre 6 réalisé

#### 5.2.2.2.1 Amplificateur à transconductance basse consommation

Nous avons développé un amplificateur à transconductance (OTA) haute performance et très basse consommation, basé sur une architecture d'amplificateur différentiel à un seul étage et représenté par la Figure 5.9.

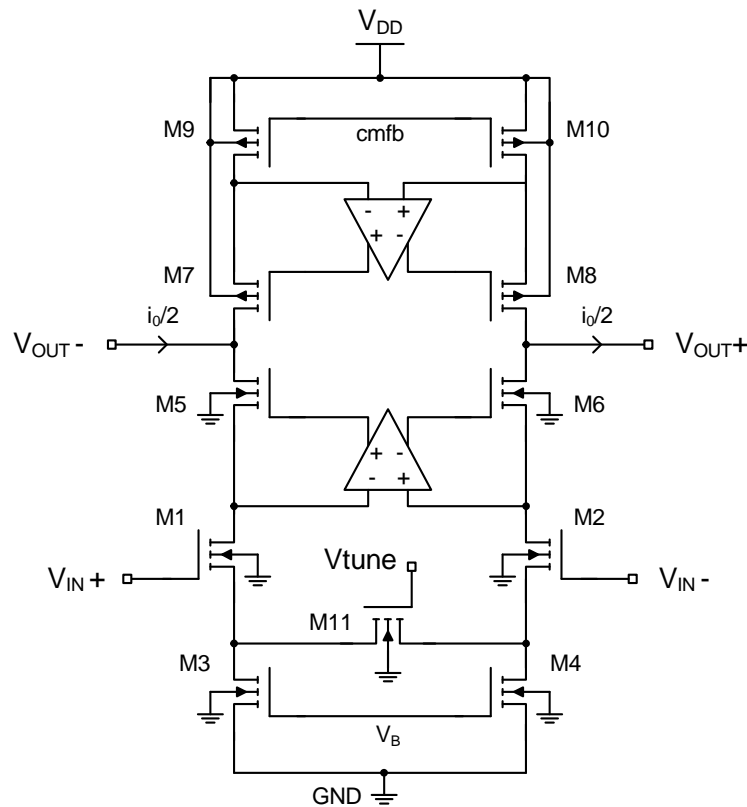


Figure 5. 9. Amplificateur télescopique différentiel avec dégénération de la source

Il s'agit d'amplificateur télescopique différentiel dont l'architecture a été choisie pour son efficacité en consommation car aucun courant supplémentaire autre que le courant de polarisation n'est requis pour fournir un slew rate en tension et une bande passante au gain unité élevée.

Il est constitué d'un étage à transconductance formé par les transistors (M1, M2), d'un étage cascode (M5, M6), d'une charge active cascodée (M7- M10), d'une source de courant réalisée grâce à (M3, M4) et d'un transistor M11 de dégénération de la source fonctionnant en triode améliorant ainsi la linéarité en entrée et limitant la génération d'harmoniques pour un signal d'entrée de forte amplitude. Pour faire face à la variation technologique et à l'impact de la température, la transconductance de l'amplificateur peut être ajustée en contrôlant la tension de grille  $V_{tune}$  du transistor M11. Les transistors (M5, M6) et (M7, M8) montés en cascode combinés à une technique de gain-boosting permettent d'augmenter l'impédance de sortie et le gain de l'amplificateur.

Une contre-réaction en mode commun (CMFB) haute performance est nécessaire pour stabiliser les tensions en mode commun de l'amplificateur différentiel. Une tension de contre-réaction en mode commun (CMFB) va alors contrôler la grille des transistors (M9, M10).

Pour sa réalisation, nous avons opté pour un CMFB utilisant une structure d'amplificateur différentiel de différence qui présente l'avantage de ne pas utiliser de résistance pour la mesure de la tension en mode commun, et limite ainsi la dégradation de la bande passante de l'amplificateur. Son architecture est illustrée par la Figure 5.10.

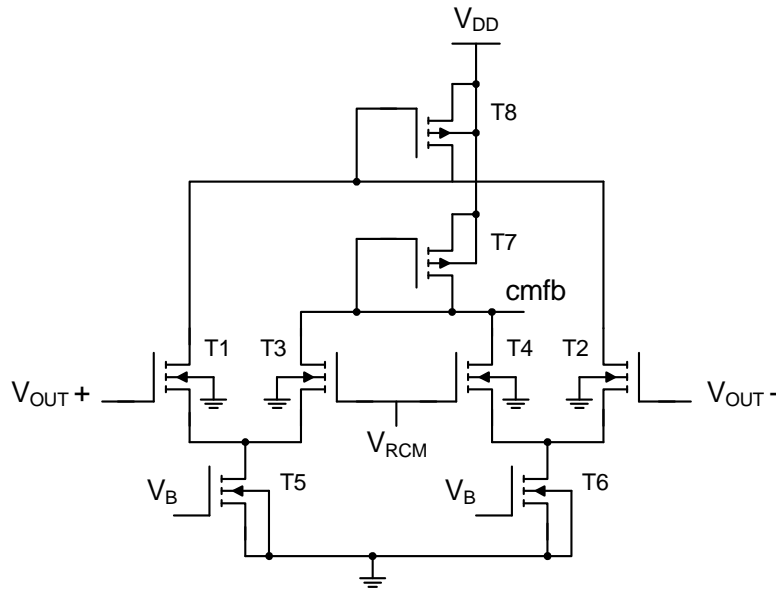


Figure 5. 10. Contre réaction en mode commun

L'optimisation de la consommation de l'amplificateur à transconductance est réalisée selon la démarche présentée dans [CFM09]. Les courbes de la Figure 5.11 résument les performances de gain, de phase et de linéarité de l'OTA.

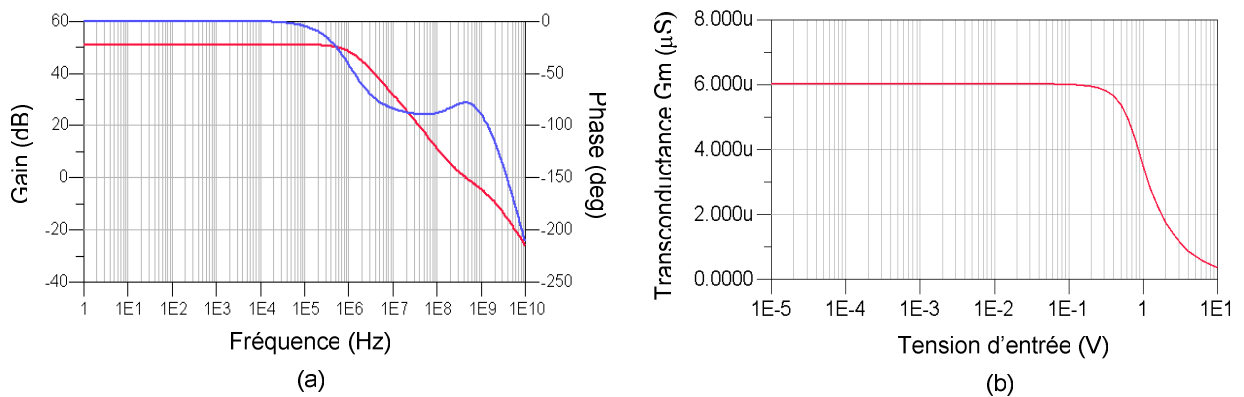


Figure 5. 11. Performances de l'OTA, (a) gain et phase en boucle ouverte, (b) transconductance et linéarité



Nous obtenons en figure 5.11 (a) un gain en boucle ouverte égal à 51 dB, une marge de phase de 100° et une bande passante au gain unité de 420 MHz. L'OTA est conçu pour avoir une transconductance égale à 6 µS et présente une linéarité en entrée de 220 mV crête à crête comme l'illustre la figure 5.11 (b). Le courant de polarisation de l'amplificateur télescopique est de 6 µA. Sous une alimentation de 1.2V, nous obtenons une consommation totale égale à 12µW, qui inclut la consommation de l'amplificateur télescopique, celle des amplificateurs de stimulation du gain et celle de l'étage CMFB.

### 5.2.2.2.2 Filtre Butterworth GmC passe bas d'ordre 6

Le module de changement, en particulier le filtre de canal, peut réutiliser celui qui est intégré dans le récepteur de la tête radiofréquence. Par conséquent, nous avons décidé de concevoir un filtre qui respecte parfaitement les contraintes de sélectivité dictées par les standards de communication dans la bande ISM 2.4GHz. Selon le gabarit du filtre représenté par la Figure 5.8, nous concevons un filtre passe bas Butterworth d'ordre 6 dont la fonction de transfert est donnée par :

$$H_{lp}(s) = \frac{\omega_0^6}{\left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_1}s + \omega_0^2\right) \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_2}s + \omega_0^2\right) \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_3}s + \omega_0^2\right)} \quad (5.1)$$

avec  $\omega_0 = 2\pi \times 5.7\text{MHz} = 35.8142 \times 10^6 \text{ rad.s}^{-1}$ ,  $Q_1 = 1.9320$ ,  $Q_2 = 0.7071$ ,  $Q_3 = 0.5176$ .

Cette fonction est réalisée à partir de l'association de trois filtres biquadratiques comme l'illustre la Figure 5.12.

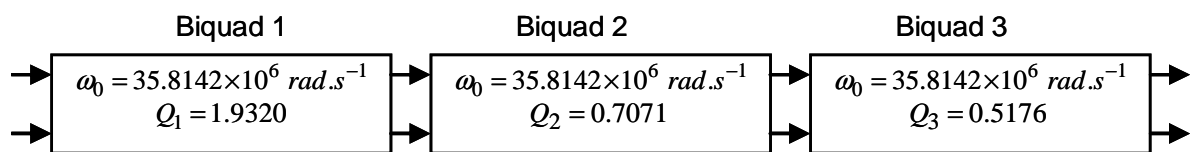


Figure 5. 12. Bloc diagramme du filtre Butterworth d'ordre 6

Dans le cas de notre implémentation, la structure biquadratique est un filtre passe bas de second ordre dont la fonction de transfert est donnée par :

$$H_{lp}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_i}s + \omega_0^2} \quad (5.2)$$

L'architecture d'un filtre différentiel GmC passe-bas de second ordre correspondant à la fonction de transfert (5.2) est illustrée par la Figure 5.13.

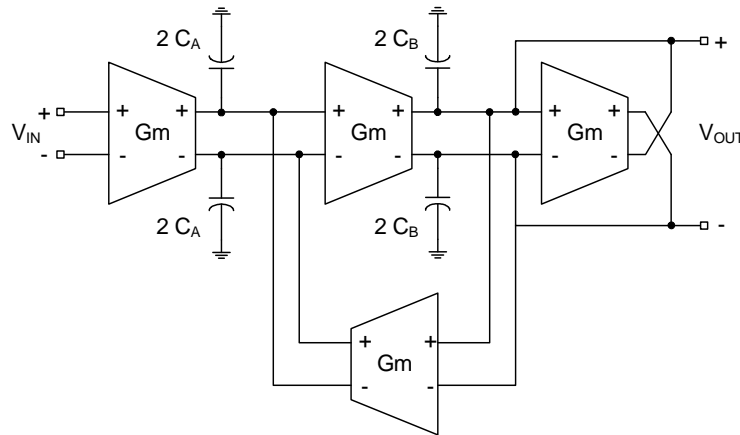


Figure 5. 13. Structure biquadratique du filtre GmC

Sa fonction de transfert dépend des paramètres, tels que la transconductance  $G_m$  et la valeur des condensateurs  $C_A$  et  $C_B$ . Elle est donnée par la formule suivante :

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{G_m^2}{C_{Ai} C_{Bi}}}{s^2 + \frac{G_m}{C_{Bi}} s + \frac{G_m^2}{C_{Ai} C_{Bi}}} \quad (5.3)$$

Pour une valeur de transconductance  $G_m$  égale à  $6\mu S$  et une pulsation de coupure  $\omega_0$  égale à  $35.8142 \times 10^6 \text{ rad.s}^{-1}$ , les valeurs des condensateurs calculées pour chaque biquad sont résumées dans le Tableau 5.3. Il est important de noter que ces valeurs sont faibles et doivent donc tenir compte des capacités d'entrée et de sortie du transconducteur pour une meilleure précision.

	$\omega_0 \text{ (rad.s}^{-1}\text{)}$	Q	$2 C_A \text{ (fF)}$	$2 C_B \text{ (fF)}$
Biquad 1	$35.8142 \times 10^6$	1.9320	173	647
Biquad 2	$35.8142 \times 10^6$	0.7071	473	236
Biquad 3	$35.8142 \times 10^6$	0.5176	647	173

Tableau 5. 3. Paramètres du filtre GmC Butterworth passe bas d'ordre 6

Le filtre GmC présente une très basse consommation, inférieure à  $150\mu W$ . Elle est optimisée pour ne consommer que la puissance nécessaire [TKPT03] dans le but de fournir un rapport signal sur bruit supérieur à  $SNR_{spec}=30dB$ , une plage de dynamique utilisable  $UDR=40$  et une tension de sortie d'amplitude maximale  $v_{S,max}=0.141 \text{ V}$ . Le gain et

l'impédance de sortie élevée de l'amplificateur à transconductance ont pour effet de minimiser les erreurs sur la réponse fréquentielle du filtre. La réponse en fréquence et le taux de distorsion harmonique (THD) du filtre ont été simulés, offrant des performances très intéressantes et représentées respectivement par la Figure 5.14 (a) et la Figure 5.14 (b).

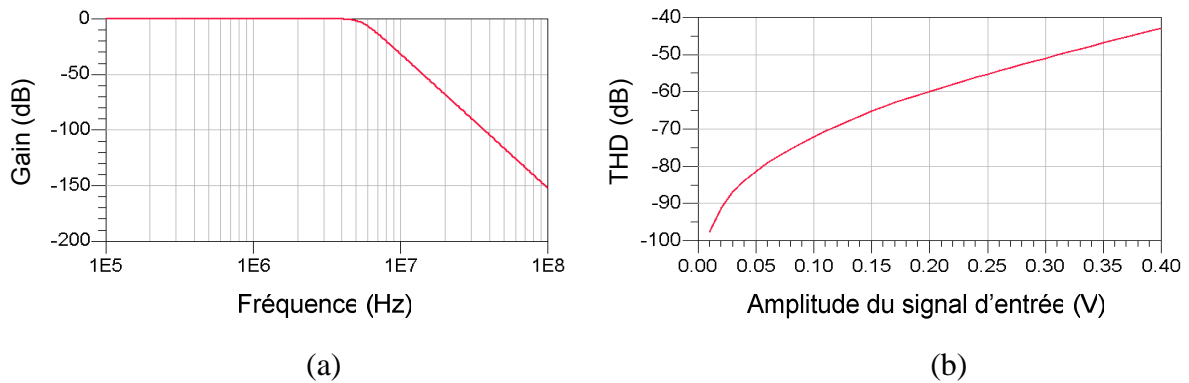


Figure 5. 14. Performance du filtre (a) réponse en fréquence, (b) taux de distorsion harmonique

La fonction de transfert est obtenue avec seulement 0.2dB d'erreur sur le gain et la fréquence de coupure est mesurée à 5.7 MHz. Le THD du filtre est de -60 dB pour une tension d'entrée différentielle de 0.2 V crête à crête. Nous avons résumé les caractéristiques du filtre dans le Tableau 5.4.

Gain	-0.2 dB
Fréquence de coupure	5.7 MHz
Linéarité en entrée / THD	> 200 mV / -60 dB à $v_e=200\text{mV}$
NF	30 dB
Consommation	150 $\mu$ W

Tableau 5. 4. Caractéristiques du filtre passe bas Butterworth d'ordre 6

### 5.2.2.3 Linéarité et sensibilité

Suite à la conception du module de changement de fréquence, nous avons évalué la plage de dynamique de notre dispositif qui doit être conforme au cahier de charge que l'on s'est fixé. Pour se faire, commençons par évaluer l'impact de la conversion AM/AM et AM/PM sur notre dispositif afin de déterminer le *backoff* requis. Les courbes de la Figure 5.15 représentent la conversion AM/AM et AM/PM du dispositif.

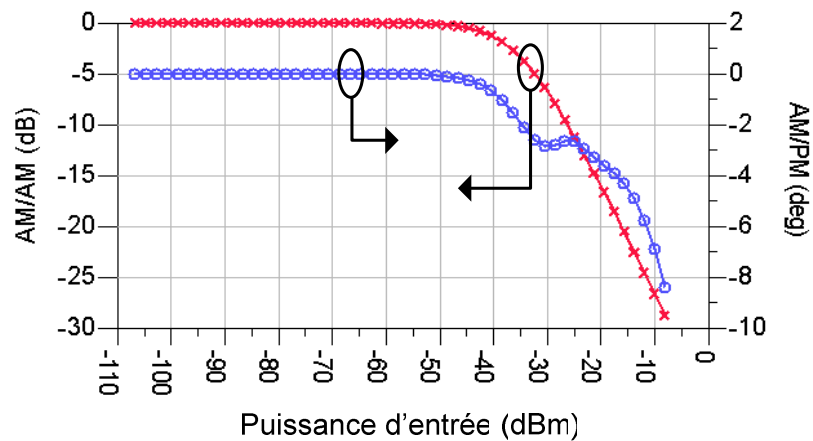


Figure 5.15. Conversion AM/AM et AM/PM

Pour minimiser l'erreur sur le gain (2.36) et la phase (2.38), nous allons appliquer un backoff de 8 dB à notre dispositif dont le point de compression d'ordre 1 en entrée est évalué à -39 dBm. Quant à la sensibilité, elle est calculée à partir des caractéristiques du mélangeur et du filtre. Avec une bande passante de 5.7 MHz, une  $NF$  globale de 22 dB calculée selon la formule de Friss (1.5), et un rapport signal sur bruit minimal  $SNR_{min}=12$  dB, à partir des équations (1.4) et (1.7), nous calculons une sensibilité de -73dBm. Nous obtenons ainsi la plage de dynamique (DR) de 26 dB illustrée par la figure 5.16 conforme aux besoins de notre dispositif.

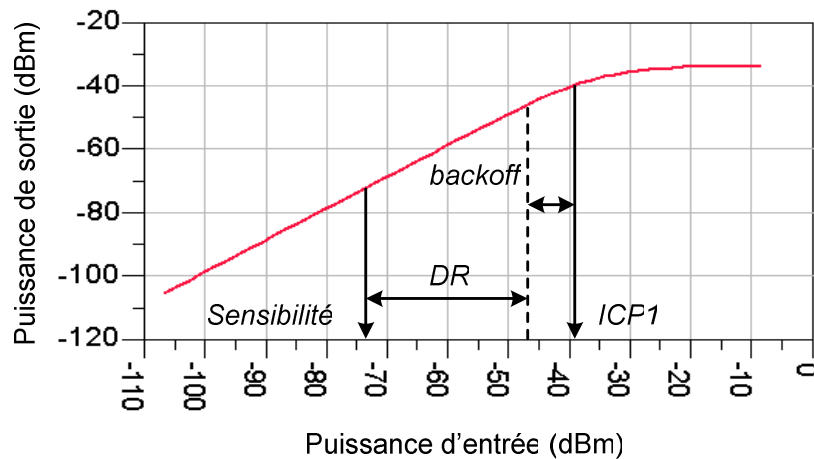


Figure 5.16. Linéarité et plage de dynamique

### 5.2.3 Atténuateur différentiel

L'atténuateur doit permettre d'adapter la puissance des signaux détectés à la plage de dynamique du module de changement de fréquence et plus précisément celle du mélangeur. Cette fonctionnalité est réalisée grâce un diviseur capacitif intégré (Figure 5.17).

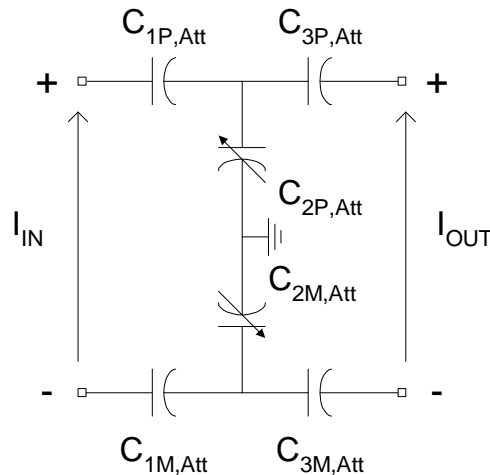


Figure 5. 17. Atténuateur capacitif différentiel

La valeur du condensateur  $C_{1P,M,att}$  est faible pour assurer une bonne isolation, alors que la valeur du condensateur  $C_{2P,M,att}$  est forte et conçue pour contrôler l'atténuation. Si la valeur du condensateur  $C_{3P,M,att}$  est faible et égale à  $C_{1P,M,att}$ , l'expression de l'atténuation est approximativement donnée par :

$$A_{v,att} \approx \frac{2 C_{1P,M,att}}{C_{1P,M,att} + C_{2P,M,att}} \approx \frac{2 C_{1P,M,att}}{C_{2P,M,att}} \quad (5.4)$$

A partir de l'équation (5.4), nous concluons que la valeur de l'atténuation peut être modifiée en changeant la valeur de  $C_{2P,M,att}$ . Il est intéressant de noter que l'impact de la variation technologique sur l'atténuation  $A_{v,att}$  est limité, car elle affecterait de la même façon  $C_{1P,M,att}$  et  $C_{2P,M,att}$ .

### 5.2.4 Réseau d'adaptation variable intégré

Une version de réseau d'adaptation variable en  $\pi$  basé sur un système de commutation de banque de condensateurs a été réalisé et représenté par la Figure 5.18.

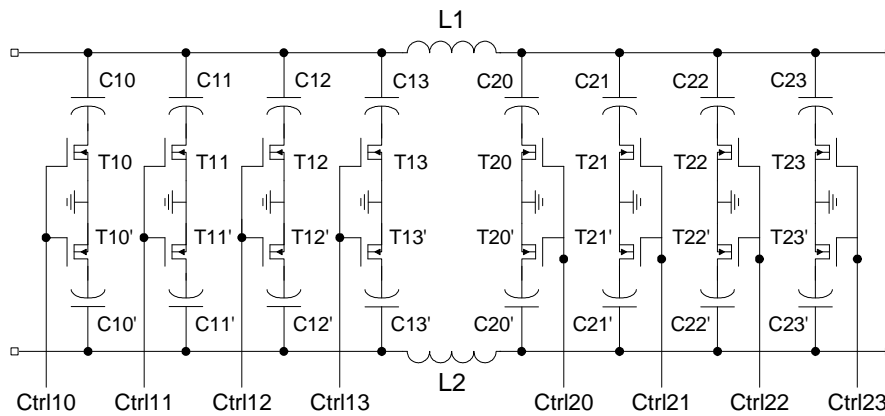


Figure 5. 18. Réseau d'adaptation variable à banque de condensateurs commutés

Cette solution utilise des inductances, des condensateurs et des transistors CMOS. La variabilité des branches capacitives est basée sur un système de commutation de banque de condensateurs, parfaitement adapté à la technologie intégré CMOS. Les commutateurs RF sont réalisés à partir de transistors et présentent une consommation statique très faible comme le montre la Figure 5.19, uniquement due aux courants de fuite. Cette technique est parfaitement adaptée aux applications basse consommation.

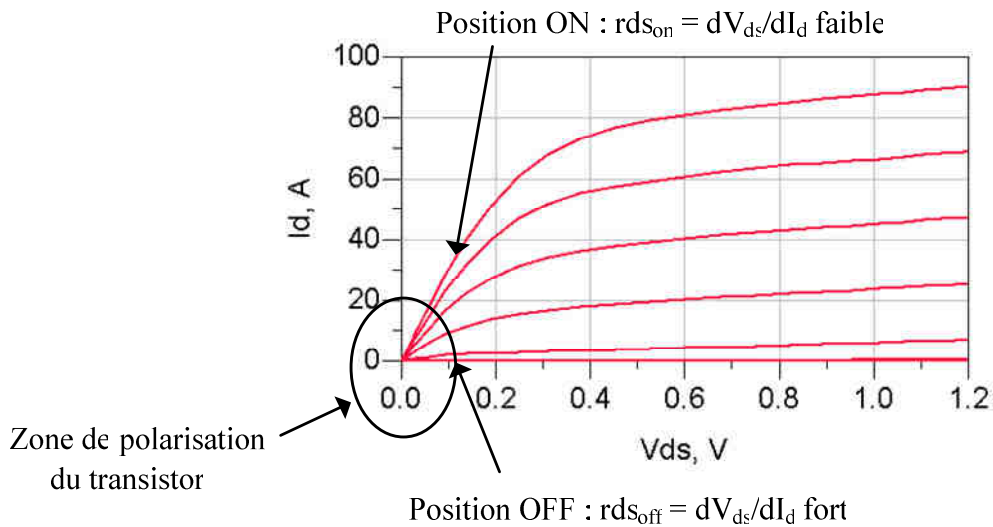


Figure 5. 19. Point de fonctionnement des commutateurs à transistor

Cependant, le rendement du réseau d'adaptation est affecté par le coefficient de qualité fini des composants utilisés et en particulier celui des inductances et des transistors de commutation dont les résistances équivalentes sont représentées par  $R_{ON}$  et  $R_{OFF}$  en position

OFF et ON respectivement. Ces derniers sont alors optimisés afin de limiter leur impact sur les branches capacitatives variables.

La modélisation en petit signal du commutateur MOS nous a permis d'aboutir à des modèles simples et représentés par la Figure 5.20.

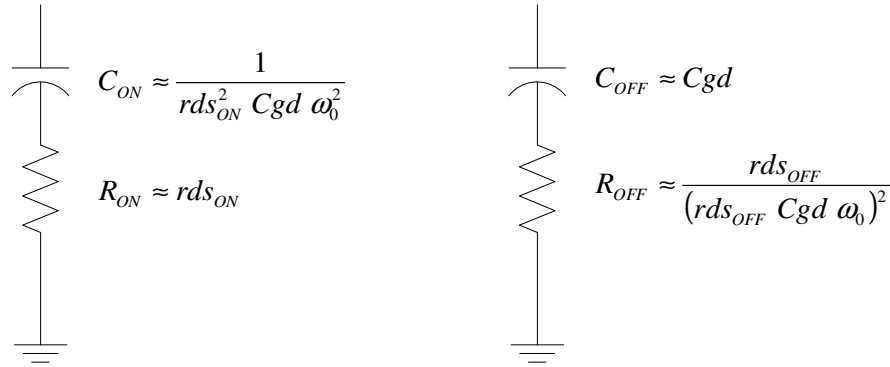


Figure 5. 20. Modèles simplifiés petit signal du commutateur MOS, (a) en position ON, (b) en position OFF

Cette démarche nous a permis de comprendre un certain nombre de phénomènes liés aux parasites induits par les commutateurs. Lorsque le transistor est en position ON, son modèle simplifié en petit signal est représenté par la Figure 5.20 (a), avec :

$$rds_{ON} \approx \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \quad (5.5)$$

et,

$$C_{gd} = \frac{W L C_{ox}}{2} + W C_{ov} \quad (5.6)$$

où  $C_{ov}$  représente la capacité de chevauchement,  $C_{ox}$  la capacité d'oxyde de grille,  $W$  la largeur du canal et  $L$  la longueur du canal.

Lorsque le transistor est en position OFF (Figure 5.20 (b)), la résistance  $rds_{off}$  est forte et par conséquent la résistance  $R_{OFF}$  est relativement faible comparée à l'impédance équivalente de la capacité  $C_{OFF}$ . Focalisons nous plutôt sur cette capacité  $C_{OFF}$  égale à  $C_{gd}$  dont l'expression est donnée par :

$$C_{gd} = W C_{ov} \quad (5.7)$$

En analysant les figure 5.18, 5.20 et les équations (5.5), (5.6) et (5.7), il est évident qu'un compromis entre les résistances et capacités parasites doit être fait lors de la conception du réseau d'adaptation. En effet, en position ON, la résistance  $R_{ON}$  doit être faible devant

l'impédance formé par le condensateur de la branche considérée pour ne pas dégrader le rendement du réseau d'adaptation d'impédance (cf chapitre 3), alors que la valeur du  $C_{ON}$  doit être suffisamment forte pour être considérée comme négligeable. Dans ces conditions, selon (5.5) et (5.6), il est donc préférable de fixer la longueur  $L$  du transistor faible et sa largeur  $W$  forte. Or, en position OFF, la valeur de la capacité  $C_{OFF}$  doit être la plus petite possible. Cependant, pour réduire la capacité  $C_{OFF}$ , il est nécessaire selon l'équation (5.7) de réduire la largeur  $W$  du transistor. La nécessité de trouver un compromis nous a conduit à obtenir les paramètres du réseau d'adaptation variable ci-dessous :

	C11 / C21	C12 / C22	C13 / C23	C14 / C24
Valeur du condensateur	0.2 pF	0.4 pF	0.8 pF	1.6 pF
Dimension des commutateurs à transistors	W=12 $\mu$ m L=130 nm Gate =12 m = 4	W=12 $\mu$ m L=130 nm Gate=12 m=8	W=12 $\mu$ m L=130 nm Gate=12 m=16	W=12 $\mu$ m L=130 nm Gate=12 m=32

*Tableau 5. 5. Paramètres du réseau d'adaptation d'impédance variable*

Le paramètre *gate* représente le nombre de doigts du transistor alors que *m* représente le nombre de dispositifs en parallèle.



### 5.3 Résultats de simulation

Nous allons valider à travers les simulations réalisées dans cette partie un certain nombre de propriétés abordées dans ce manuscrit. Il est important de vérifier par exemple que les signaux récupérés à la sortie du module de changement de fréquence ne sont pas trop affectés par les erreurs d'amplitude et de phase. Nous allons ainsi mesurer l'intégralité des données, comparer l'impédance extraite à la valeur réellement présentée, et simuler le coefficient de réflexion obtenu après calibration.

#### 5.3.1 Intégrité des données

Il a été démontré dans le chapitre 2 que les signaux à traiter peuvent être soumis à de la conversion d'amplitude et de phase pouvant affecter le résultat final. Parce que des précautions ont été prises pour éviter ces erreurs, les courbes représentées par la Figure 5.21 montrent que les informations relatives aux amplitudes et phases des signaux sont bien conservées après le processus de changement de fréquence.

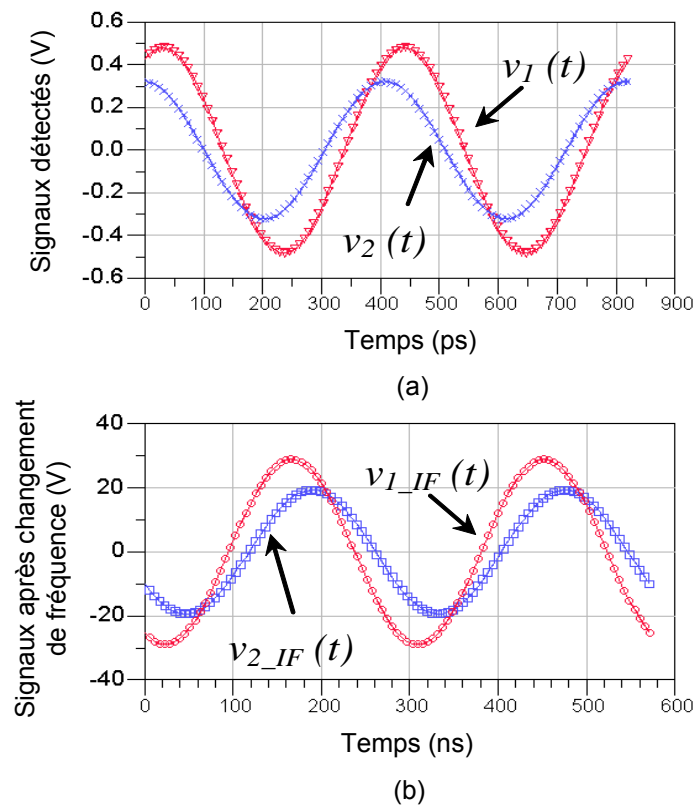


Figure 5. 21. Signaux détectés (a) à l'entrée du module de détection, (b) à la sortie du module de changement de fréquence

Ces signaux sont analysés par le processeur réalisé sous ADS Ptolemy conformément au modèle représenté par la Figure 2.16. Les calculs relatifs aux amplitudes et phases des signaux à la sortie du module de changement de fréquence sont comparés à ceux des signaux d'origine situés au niveau du module de détection et résumés dans le Tableau 5.6.

	$v_1 / v_2$	$v_{1\_IF} / v_{2\_IF}$	erreur
Module	0.6693	0.6695	$\gamma = 1.0003$
phase (deg)	29.1246	-29.1249	$ \chi  = 0.0003$

*Tableau 5. 6. Evaluation de l'erreur sur l'amplitude et sur la phase avant et après la procédure de changement de fréquence*

Comme le montre les résultats du tableau 5.6, les erreurs sont très faibles. Il est cependant important de noter que la précision des calculs est bien sûr dépendante du format de donnée utilisé par le processeur (par exemple codé sur 8 bits ou 16 bits). Un simulateur 16 bits réalisé en langage C a été testé et nous a permis d'obtenir des résultats avec une précision intéressante et une erreur inférieure à 1%.

### 5.3.2 Résultat de calcul de l'impédance d'antenne

Les résultats issus du Tableau 5.6 sont par la suite exploités par le processeur pour extraire les impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$ , et surtout l'impédance de l'antenne à la fréquence d'utilisation de 2.44 GHz. Les résultats obtenus de ce calcul sont résumés par le Tableau 5.7 :

	Valeur extraite	Valeur exacte	erreur
$Z_1 (\Omega)$	58.47-j 74.50		
$Z_2 (\Omega)$	58.47-j 24.52		
$Z_{ant} (\Omega)$	159.4+j 40.6	160+j 40	< 5%

*Tableau 5. 7. Résultats d'extraction d'impédance d'antenne*

Les impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  extraites à la fréquence 2.44 GHz sont égales à 58,47+j 74,5  $\Omega$  et à 58,47+j 24,52  $\Omega$ , respectivement. L'impédance d'entrée de l'antenne est alors extraite à partir de  $Z_2$ , et sa valeur complexe est obtenue avec une erreur inférieure à 5% sur la partie réelle et sur la partie imaginaire.

### 5.3.3 Coefficient de réflexion et pertes d'insertion

La démarche conduisant à l'extraction de l'impédance de l'antenne est une étape importante considérée maintenant comme une étape acquise. Sa connaissance va nous

permettre d'adapter l'ensemble de la tête radiofréquence en réalisant une synthèse du réseau d'adaptation d'impédance d'antenne dont l'architecture est maintenant connue (Figure 5.18). L'algorithme de conception de réseau d'adaptation d'impédance développé dans le chapitre 3 est exploité par le processeur pour calculer la configuration optimale du réseau d'adaptation d'impédance variable. Cette nouvelle configuration est ensuite appliquée au dispositif afin d'optimiser l'efficacité énergétique de la tête radiofréquence. Deux simulations ont ainsi été réalisées :

- L'une utilisant un réseau d'adaptation parfait sans perte ;
- La seconde utilise des composants de la technologie CMOS 0,13 $\mu$ m avec des inductances à coefficient de qualité limité (environ 12) et des transistors résumés dans le Tableau 5.4.

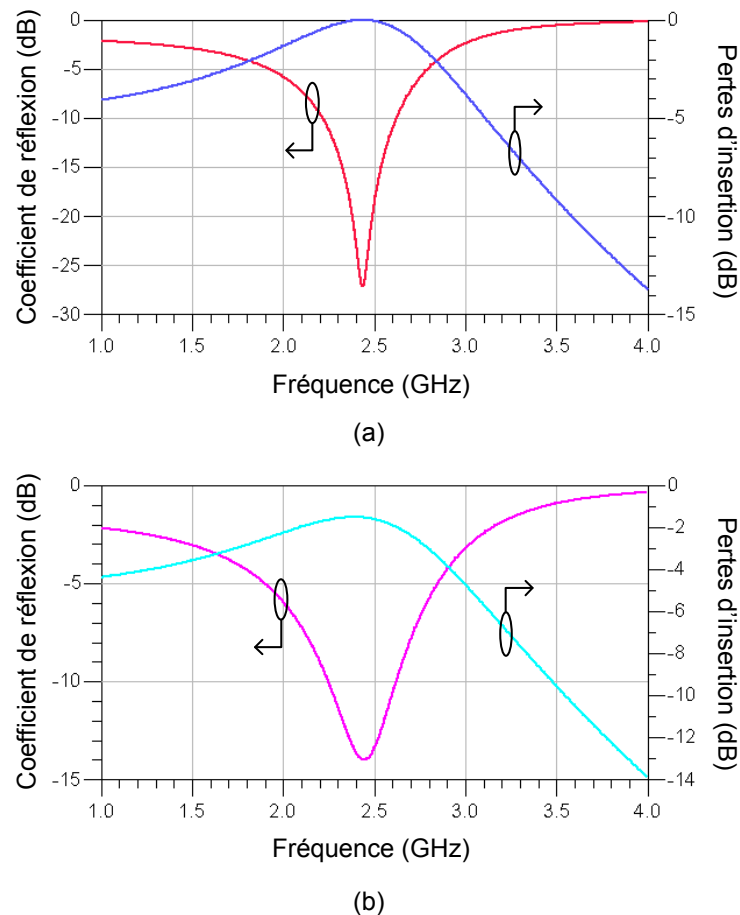


Figure 5. 22. Simulation du coefficient de réflexion et des pertes d'insertion, (a) réseau idéal sans perte, (b) réseau utilisant des éléments à pertes et à base de commutation de banque de condensateurs

Les courbes de la Figure 5.22 illustre un système parfaitement adapté à la fréquence de fonctionnement centrée autour de 2,44 GHz. Comparé à un réseau d'adaptation idéal sans perte (Figure 2.22 (a)) avec une perte d'insertion nulle et un coefficient de réflexion de -27 dB, notre système utilisant des éléments à pertes et des commutateurs à transistor (Figure 2.2 (b)) présente 2 dB de pertes d'insertion et un coefficient de réflexion de -14 dB. Comme démontré dans le chapitre 3, ces résultats étaient attendus, car il est maintenant évident que les facteurs de qualité limités des composants associés aux résistances parasites des commutateurs à base de transistor dégradent le rendement optimal de notre système.

### 5.3.4 Evaluation de la consommation

Nous savons que résoudre le problème lié à la désadaptation d'impédance de façon directe contribue fortement à réduire la consommation du dispositif. Les blocs du front-end radiofréquence ont tous été conçus utilisant la technologie CMOS 130nm. La consommation de chaque bloc radiofréquence a été quantifiée dans les Tableaux 5.1, 5.2 et 5.4. Le temps nécessaire à la calibration a été également mesuré selon que l'on utilise une méthode asynchrone (réalisée sous ADS Ptolemy et estimé à moins de 3ns selon la Figure 2.18) ou une méthode synchrone utilisant un microcontrôleur réalisant 40MIPS qui nécessite un temps de calibration avoisinant les 0.9ms. Grâce à ces données, nous avons estimé la consommation du processus de calibration de notre ATU dans le Tableau 5.8.

	Asynchrone (ADS Ptolemy)	Microcontrôleur (ADUC 7026)
Temps de calibration	3 ns	0.9ms
Consommation PA	2.93 mW	2.93 mW
Consommation mélangeur + filter	1.3 mW	1.3 mW
Consommation de l'ATU	< 13 pW	< 3.9 $\mu$ W

Tableau 5. 8. Estimation de la consommation du front-end de notre ATU

Nous obtenons ainsi des consommations qui sont faibles. Elles sont inférieures à 13pW pour un temps de calibration de 3ns lorsque que le processeur est développé sous ADS Ptolemy et procède de façon asynchrone. Le temps nécessaire à la calibration est supérieur et mesuré à 0.9ms lorsqu'un microcontrôleur fonctionnant à 40 MIPS est utilisé. Dans ce cas, la consommation du processus de calibration est estimée à une valeur inférieure à 3.9 $\mu$ W.

## 5.4 Résultats expérimentaux

Avant la réalisation du circuit complet vectoriel d'adaptation d'impédance, il a été nécessaire de résoudre un certain nombre de problèmes rencontrés lors du test du démonstrateur discret. Nous avons donc décidé de réaliser un premier circuit sur silicium en single-ended, qui comprend le circuit de détection et le réseau d'adaptation d'impédance variable comme l'illustre la Figure 5.23.

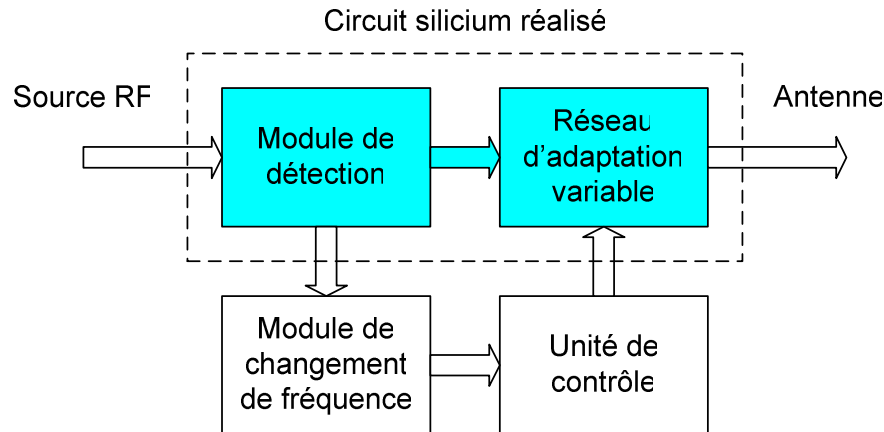


Figure 5. 23. Représentation du circuit intégré réalisé dans le système

Ce circuit doit permettre de valider que l'impact des lignes en intégré est réduit ; il doit aussi servir de support de base pour permettre l'étude et le développement logiciel d'un algorithme de calcul qui sera utilisé pour corriger l'impact de la variation technologique. En effet, contrairement aux composants passifs CMS où il est possible de trouver des composants avec une tolérance de +/- 1% sur la valeur du composant, en circuit intégré les imprécisions sur la valeur des inductances et surtout des condensateurs MIMs (tolérance +/- 15%) sont loin d'être négligeables.

En effet, à partir des équations (2.43) et (2.44), nous pouvons écrire que la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance  $Z_1$  sont données par :

$$\operatorname{Re}(Z_1) = \frac{A_1}{RC_{\text{det}} \omega \sqrt{1 + \tan^2\left(-\frac{\pi}{2}\right)}} \quad (5.8)$$

et,

$$\text{Im}(Z_1) = \frac{A_1 \times \tan\left(\sigma - \frac{\pi}{2}\right)}{RC_{\text{det}} \omega \sqrt{1 + \tan^2\left(\sigma - \frac{\pi}{2}\right)}} \quad (5.9)$$

De même, à partir des équations (2.46) et (2.47), la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance  $Z_2$  sont données par :

$$\text{Re}(Z_2) = \frac{A_2}{RC_{\text{det}} \omega \sqrt{1 + \tan^2\left(\alpha - \sigma - \frac{\pi}{2}\right)}} \quad (5.10)$$

et,

$$\text{Im}(Z_2) = \frac{A_2 \times \tan\left(\alpha - \sigma - \frac{\pi}{2}\right)}{RC_{\text{det}} \omega \sqrt{1 + \tan^2\left(\alpha - \sigma - \frac{\pi}{2}\right)}} \quad (5.11)$$

Selon les équations (5.8), (5.9), (5.10) et (5.11), une imprécision sur la valeur de la capacité de détection  $C_{\text{det}}$  entraînerait une erreur sur le calcul des impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  et par conséquent sur la valeur de l'impédance d'antenne. En effet, une imprécision de 10% sur la valeur de  $C_{\text{det}}$  engendre une erreur de 10% sur la partie réelle et la partie imaginaire des impédances  $Z_1$  et  $Z_2$ . Pour un design robuste, il serait important de développer un algorithme qui calcule l'imprécision sur la valeur des passifs, en particulier les condensateurs MIMS. Il est cependant intéressant de noter que grâce au procédé de fabrication des condensateurs intégrés MIMs, la même imprécision affecterait tous les condensateurs correctement dessinés, ce qui doit faciliter nos études futures.

La photographie du circuit intégré ainsi réalisé est représentée par la Figure 5.24.

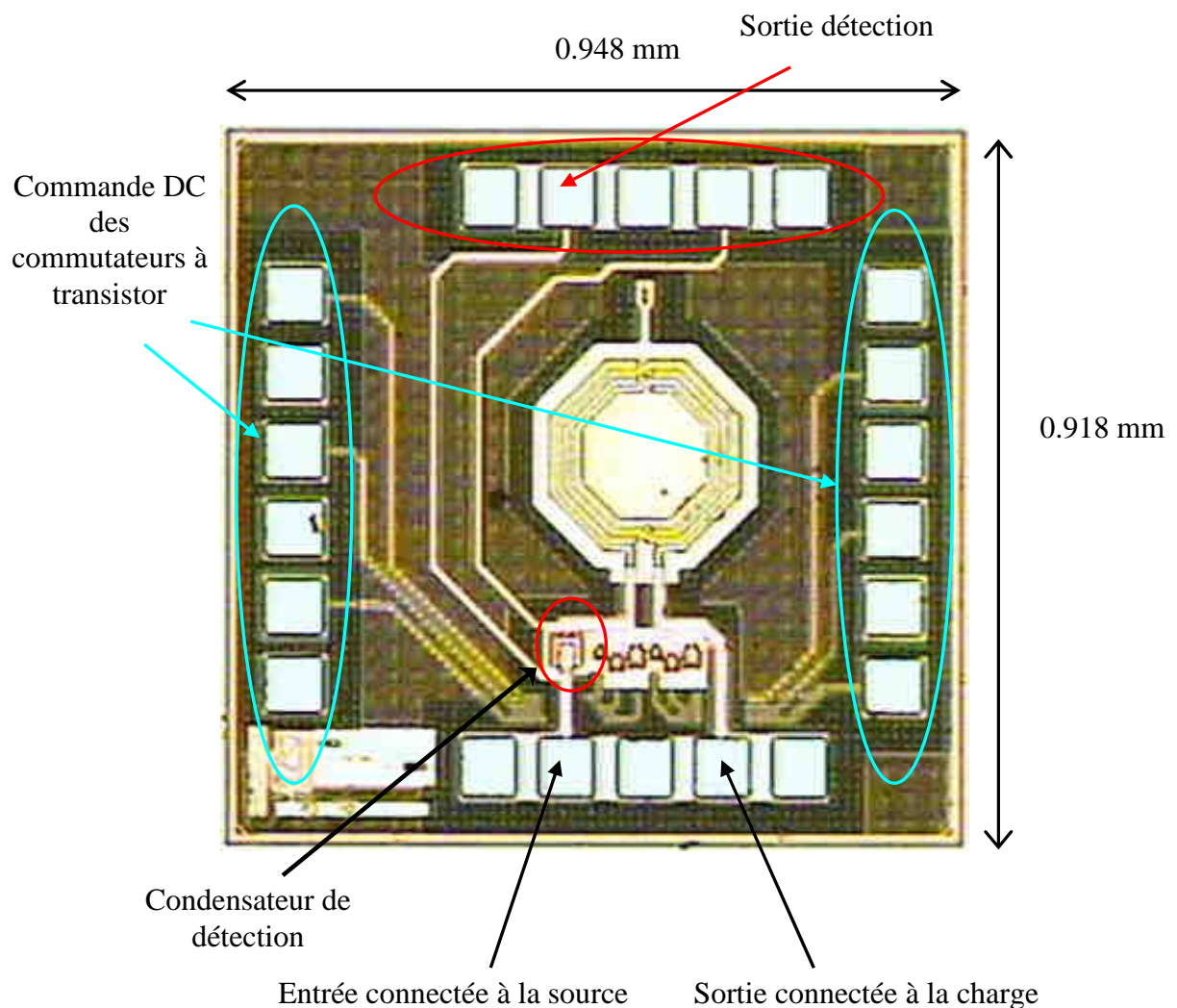


Figure 5. 24. Photographie du circuit intégrant la détection et le réseau d'adaptation variable

Des premières mesures sous pointe ont été réalisées sur le circuit intégré pour permettre de vérifier son bon fonctionnement et de comparer les mesures obtenues aux résultats de simulation. La Figure 5.25 présente des résultats de mesure et de simulation réalisés avec des configurations de réseau particulières.

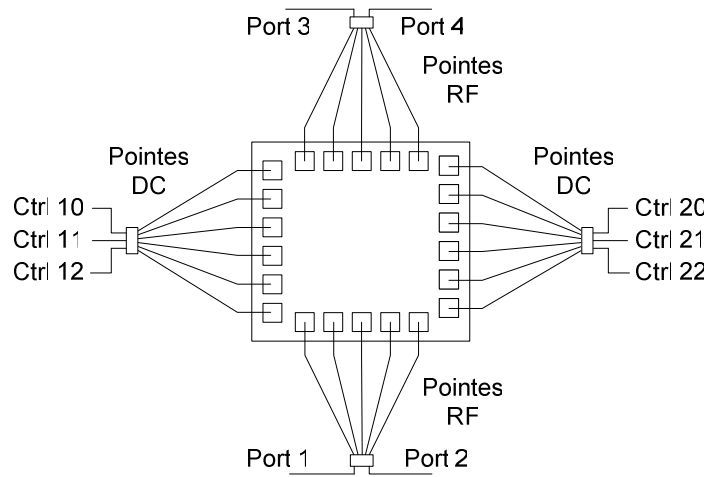


Figure 5. 25. Configuration du banc de mesure sous pointe du circuit

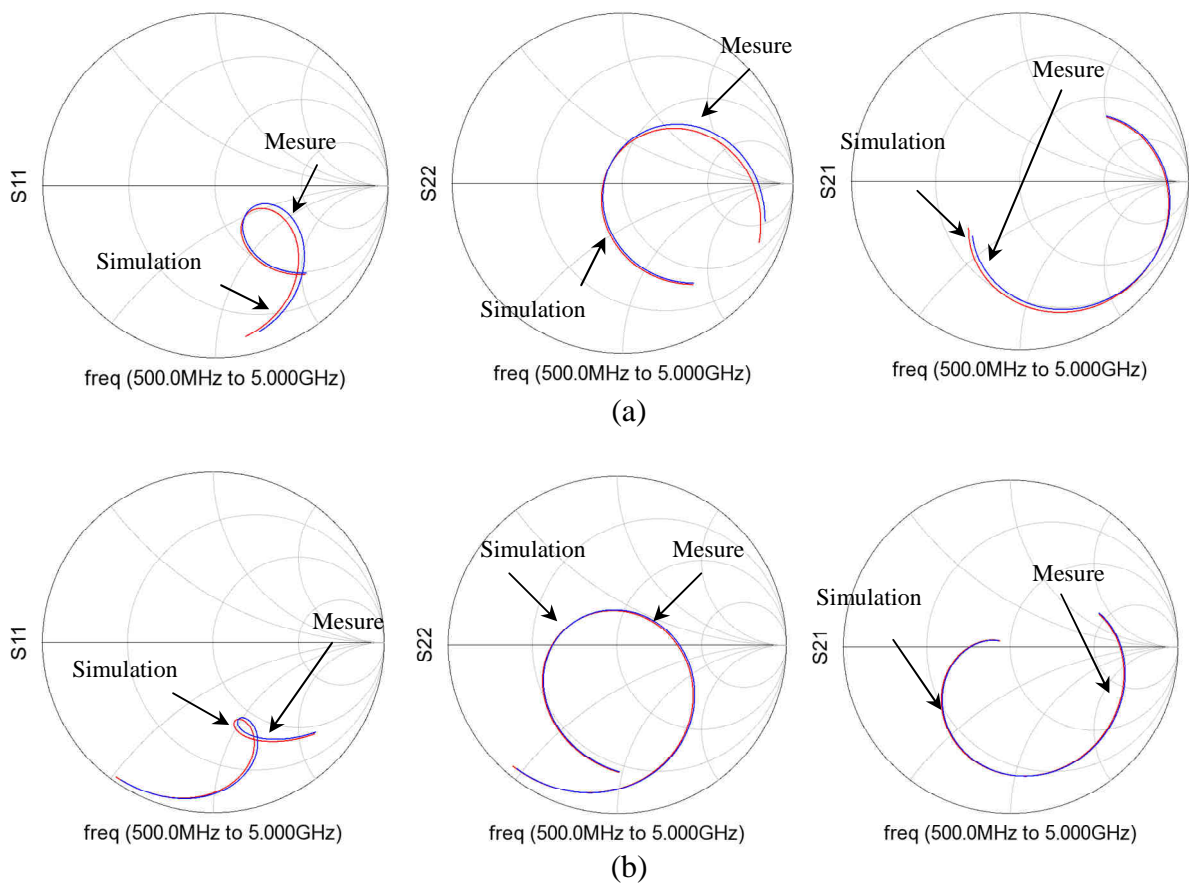


Figure 5. 26. Mesure et simulation des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{21}$  du circuit  
 (a) configuration 000 000 (b) configuration 111 111



Le banc de test sous pointes de la Figure 2.5 a été réalisé pour mesurer le circuit. Ces mesures sont ensuite exploitées sous ADS et comparées aux résultats de simulation. La Figure 5.26 représente les mesures et simulations réalisées lorsque tous les commutateurs sont en position OFF (a) et en position ON (b). Pour les deux configurations, nous avons mesuré les coefficients de réflexion S11 et S22, et le coefficient de transmission S21. Les mesures sont obtenues avec une erreur réduite, comparées aux résultats de simulation, ce qui atteste de la bonne fonctionnalité du circuit silicium.

Pour une configuration du réseau d'adaptation d'impédance initiale donnée (cf. Tableau 5.10), nous avons placé à sa sortie une charge  $Z_{ant}$  égale à  $70+j40 \Omega$ . Les courbes de la Figure 2.27 illustrent les tensions  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  qui ont ensuite été détectées au niveau des ports 3 et 4.

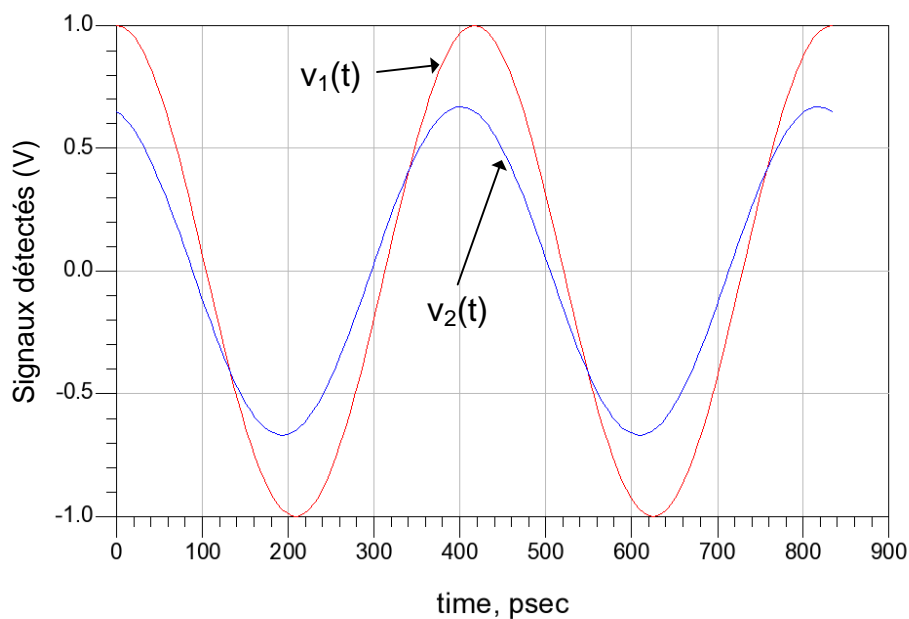


Figure 5. 27. Tensions  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  au niveau des ports 3 et 4

L'exploitation de ces courbes selon le chapitre 2 du manuscrit a permis d'extraire la valeur de l'impédance  $Z_2$  puis celle de la charge avec une erreur faible inférieure à 5% comme le résume le Tableau 5.9.

	Valeur mesurée	Valeur exacte	Erreur
$Z_2 (\Omega)$	27.26-j 34.82		
$Z_{ant} (\Omega)$	68.61+j 39.32	70+j 40	< 5%

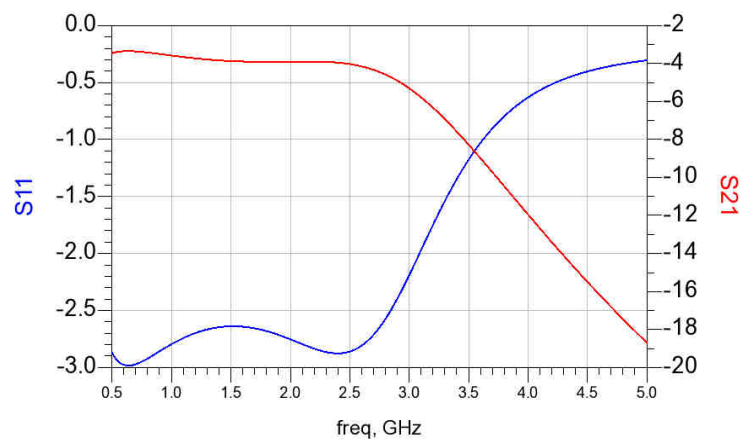
Tableau 5.9. Résultats d'extraction d'impédance d'antenne bases sur les mesures

Suite à cette mesure de l'impédance de charge, nous avons poursuivi la procédure de calibration qui consiste à calculer la configuration optimale du réseau d'adaptation d'impédance. Cette configuration optimale du réseau d'adaptation est synthétisée par le Tableau 5.10.

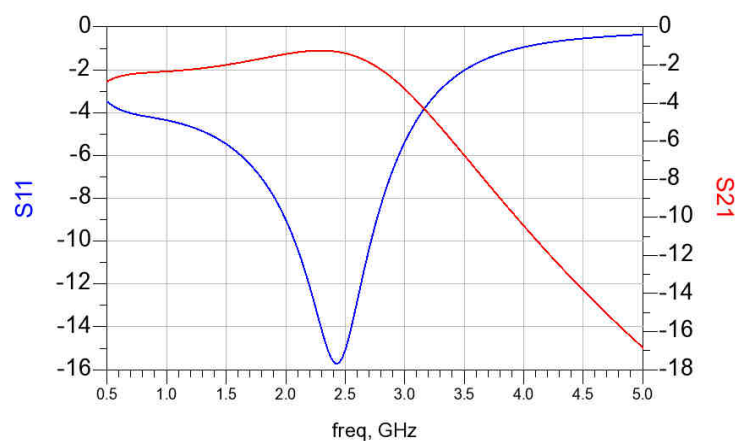
	Ctrl10	Ctrl11	Ctrl12	Ctrl20	Ctrl21	Ctrl22
Réseau initial	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
Réseau optimal	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON

Tableau 5.10. Configuration du réseau avant et après calibration

Afin de valider la bonne adaptation, nous avons alors tracé sur la Figure 5.28 le coefficient de réflexion S11 et le coefficient de transmission S21 avant et après la calibration.



(a)



(b)

Figure 5. 28. Coefficient de réflexion S11 et Coefficient de transmission S21 (a) avant la calibration et (b) après la calibration

Il apparaît une nette amélioration du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission. En effet, avant la calibration d'impédance, le coefficient de réflexion S11 était d'environ de seulement -3dB à la fréquence 2.4GHz comme l'illustre la Figure 2.28 (a). Suite à la calibration vectorielle, nous obtenons un coefficient de réflexion S11 qui avoisine les -16dB à la fréquence égale à 2.4 GHz. Une seule itération a suffi pour optimiser notre dispositif. Il est à noter que le réseau d'adaptation optimal du système présente des pertes d'insertion égales à 1.3dB. Comme nous l'avons démontré dans le chapitre 3, ces pertes s'expliquent par l'utilisation d'éléments à coefficient de qualité fini, qui associés aux facteurs de qualité nodaux du réseau d'adaptation, sont à l'origine des pertes d'insertion mesurées.

Pour clore ce chapitre, la Figure 5.29 résume les travaux à mener sur le silicium avant le layout du circuit complet et la fabrication de son silicium. Une partie des travaux est maîtrisée, il reste cependant une étude à mener sur le développement d'un algorithme de prise en compte de la variation technologique des composants sur le calcul. Le développement d'un tel algorithme doit permettre d'améliorer encore la précision de calcul de l'impédance de l'antenne.

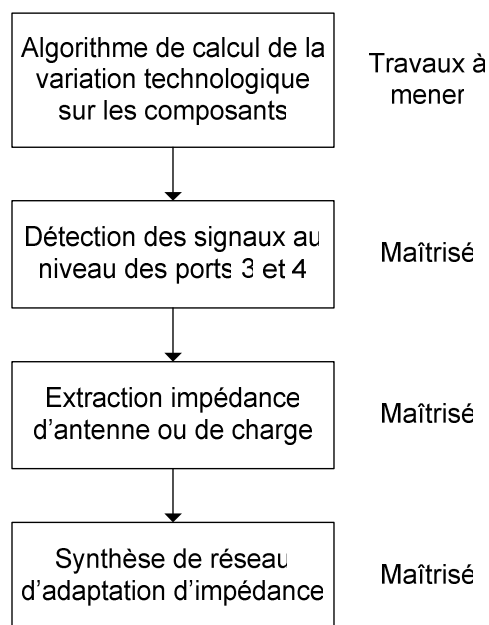


Figure 5. 29. Résumé des travaux à mener sur le silicium

## **5.5 Conclusion**

Nous avons ainsi conçu l'ensemble du circuit front-end du système utilisant la technologie CMOS 0,13 $\mu$ m fournie par STMicroelectronics. La conception inclut des blocs clés des applications radiofréquences, tels qu'un amplificateur de puissance délivrant une puissance de sortie de 0dBm, un mélangeur et un filtre GmC d'ordre 6 très basse consommation.

Suite à la conception de l'ensemble du système, les simulations réalisées nous ont délivré des résultats satisfaisants conformes à nos attentes, comme par exemple l'extraction de l'impédance d'antenne avec une erreur inférieure à 5%. Après le processus de calibration automatique, des coefficients de réflexion inférieurs à -25 et -14 dB, et des pertes d'insertion de 0dB et 2dB ont ainsi été simulés, utilisant un réseau sans perte et un réseau à perte réalisé à partir des composants du design kit, respectivement. La consommation de notre dispositif pour calibrer de façon optimale le réseau d'adaptation d'impédance variable est faible. Elle est estimée à une valeur inférieure à 13pW et à 3.9 $\mu$ W lorsque qu'un processeur asynchrone et processeur synchrone fonctionnant à 40 MIPS sont respectivement utilisés.

Avant la fabrication du système complet vectoriel automatique d'adaptation d'impédance, nous avons réalisé un premier circuit silicium intermédiaire pour permettre de comprendre certains phénomènes et d'y apporter des solutions. Ce premier circuit silicium a aussi été réalisé intégrant une partie clé du dispositif à savoir le module de détection et le réseau d'adaptation variable basé sur un système de commutation de condensateurs. Les premières mesures obtenues sont très satisfaisantes, mais nous avons démontré qu'il serait intéressant de développer un algorithme qui calculerait l'impact de la variation technologique sur notre dispositif afin d'en tenir compte dans le calcul de l'impédance d'antenne et la synthèse du réseau d'adaptation.



## *Conclusion et Perspectives*



Les applications des implants cardiaques connaissent une révolution importante avec l'intégration prochaine d'une tête radiofréquence à l'intérieur de l'implant, capable de communiquer avec une station de base. Ce challenge technologique ouvre une ère nouvelle permettant la télésurveillance médicale du patient depuis son domicile. Cependant, il a été prouvé qu'une fois implanté dans le corps humain, les propriétés diélectriques et l'épaisseur des tissus vont contribuer à modifier l'impédance de l'antenne et générer ainsi des pertes de désadaptation d'impédance qui vont dégrader la liaison radiofréquence.

La puissance consommée par la tête radiofréquence est faible pour garantir une durée de vie maximale à la batterie. Cette contrainte nous oblige à concevoir des dispositifs radiofréquences de courtes portées dont la distance de communication est estimée à environ 3 mètres pour une tête radiofréquence fonctionnant dans la bande ISM 2.4 GHz. Par conséquent, les phénomènes de désadaptation d'impédance sont critiques dans les applications des implants cardiaques, car ils peuvent contribuer à rendre le système défaillant lorsque les pertes sont trop fortes. Des solutions existent pour faire face à ces pertes de désadaptation, mais ne sont pas adaptées à notre application car elles présentent une consommation importante et sont difficilement intégrables. Nous avons ainsi proposé dans ce manuscrit un nouveau concept permettant une adaptation vectorielle automatique de l'impédance de l'antenne à l'impédance optimale du front-end radiofréquence.

L'adaptation vectorielle automatique d'impédance que nous proposons est rapide, précise, peu gourmande en consommation et présente la possibilité d'être entièrement intégrable. Cette méthode consiste à insérer un dipôle de détection entre l'amplificateur de puissance et le réseau d'adaptation variable. L'analyse vectorielle des informations en tension présentées aux bornes de ce dipôle permet de calculer les impédances à ses bornes et par la suite de calculer l'impédance de l'antenne. Connaissant ainsi l'impédance de l'antenne, nous avons démontré qu'il est possible de l'adapter à l'impédance optimale du front-end radiofréquence de façon directe.

Une architecture a ainsi été proposée et étudiée. Les informations détectées aux bornes d'un condensateur de détection, dont la valeur est choisie judicieusement, sont transposées à une fréquence intermédiaire à la sortie d'un module de changement de fréquence, puis traitées par un processeur. Une analyse détaillée de cette architecture a permis de mettre en évidence que des études de bruit, de sensibilité, de linéarité sont importantes pour garantir une plage de dynamique suffisante au système capable de couvrir une plage de variation d'impédance de l'antenne

L'architecture du processeur a été présentée puis détaillée dans ce manuscrit. Ce processeur exploite les signaux détectés en analysant d'abord leur amplitude et leur phase pour ensuite calculer l'impédance qui se trouve en amont ou en aval du condensateur de



détection. L'utilisation de la technique de « de-embedding » permettrait alors de remonter jusqu'à l'impédance de l'antenne. Une synthèse du réseau d'adaptation a ensuite été étudiée afin de permettre d'adapter l'impédance de l'antenne au front-end radiofréquence de façon simple.

La synthèse du réseau d'adaptation passe bas en  $\pi$  exploite une méthode d'analyse nouvelle de l'abaque de Smith. Cette méthode a permis d'aboutir à des calculs de la configuration optimale du réseau d'adaptation d'impédance utilisant des formules analytiques d'une complexité réduite. En réduisant la complexité des calculs, nous réduisons automatiquement le temps utilisé par le processeur pour l'exécution de l'algorithme de calibration du réseau, mais aussi la taille mémoire utile pour son implémentation physique.

L'étude de l'efficacité des réseaux d'adaptation a également été réalisée pour mieux comprendre les pertes d'insertion. Il a été mis en évidence que le rendement d'un réseau d'adaptation ne dépendait pas seulement du facteur de qualité fini des composants passifs utilisés, mais aussi des facteurs de qualité nodaux du réseau lui-même. En présence d'éléments à pertes, un réseau sélectif à fort facteur de qualité engendrerait plus de pertes d'insertion et donc un rendement plus faible qu'un réseau peu sélectif. Ainsi, pour optimiser le rendement du réseau, il est possible de s'orienter vers des composants offrant un coefficient de qualité meilleur, mais aussi de concevoir un réseau d'adaptation moins sélectif qui posséderait des facteurs de qualité nodaux faibles.

L'étude théorique de notre architecture d'adaptation vectorielle automatique d'impédance d'antenne a été suivie d'une étude système réalisée sous ADS, puis de la réalisation d'un démonstrateur fonctionnant dans la bande de fréquence médicale MICS 402-405 MHz. L'unité de contrôle a été réalisée utilisant le microcontrôleur ADUC 7026 de chez Analog Devices. Un banc expérimental, qui comprend l'antenne de l'implant cardiaque implantée dans un milieu humain homogène et connectée au démonstrateur piloté par le microcontrôleur a finalement été testé. La calibration du réseau d'adaptation a permis d'obtenir un coefficient de réflexion de -30dB à 403 MHz avec un temps de calibration inférieur à 0.9ms et une consommation bien inférieure à l'état de l'art. Cette réalisation a permis de valider dans un environnement de travail réel le concept vectoriel d'adaptation d'impédance proposé.

Le concept validé, nous nous sommes alors orienté vers la conception au niveau transistor de notre architecture d'adaptation vectorielle automatique d'impédance fonctionnant dans la bande de fréquence ISM 2.4 GHz en utilisant la technologie CMOS 0.13 $\mu$ m et en prenant soin de satisfaire aux contraintes de faible consommation liées aux implants cardiaques.

Les résultats de simulation ont montré que l'impédance de l'antenne est calculée avec une erreur inférieure à 5%. Nous avons simulé un coefficient de réflexion égal à -14dB, des pertes

d'insertion de 2dB en présence d'éléments à pertes, tels que les inductances CMOS intégrées à faible coefficient de qualité. Nous obtenons une consommation faible estimée à 13pW en présence d'un processeur asynchrone développé sous ADS Ptolemy et une consommation estimée à 3.9 $\mu$ W, lorsque l'algorithme de calibration est développé sur un microcontrôleur fonctionnant à 40 MIPS.

Un circuit intégré qui comprend le module de détection et le réseau d'adaptation variable a été réalisé sur silicium. Les premières mesures ont montré que l'impédance de l'antenne a été extraite avec une bonne précision mais qu'il serait intéressant de développer un algorithme de calcul de la variation technologique qui affecte un réseau d'adaptation variable intégré et de les prendre en compte dans nos calculs pour un résultat meilleur. Nous parvenons finalement à calibrer le système de façon directe aboutissant à un coefficient de réflexion S11 atteignant les -16dB et un coefficient de transmission S21 égal à 1.3dB en présence d'éléments à perte.

Outre le développement d'un algorithme de calcul de la variation technologique, les perspectives de recherche liées à ce travail sont nombreuses. Premièrement, il serait intéressant d'améliorer la qualité et la variabilité des passifs intégrés qui constitue un frein important à la recherche d'un rendement fort du réseau d'adaptation. Les travaux de recherche actuels sont orientés dans ce sens, avec le développement des passifs IPAD ou celui des inductances variables à base de MEMS ; ce qui nous laisse envisager une amélioration importante du rendement maximal des têtes radiofréquences du futur.

Deuxièmement, le concept que nous avons proposé est parfaitement adapté aux architectures radiofréquences du futur. Il serait ainsi intéressant de s'intéresser de plus près à son intégration dans les architectures radiofréquences existantes. Une première solution est ainsi proposée par la Figure 6.1.

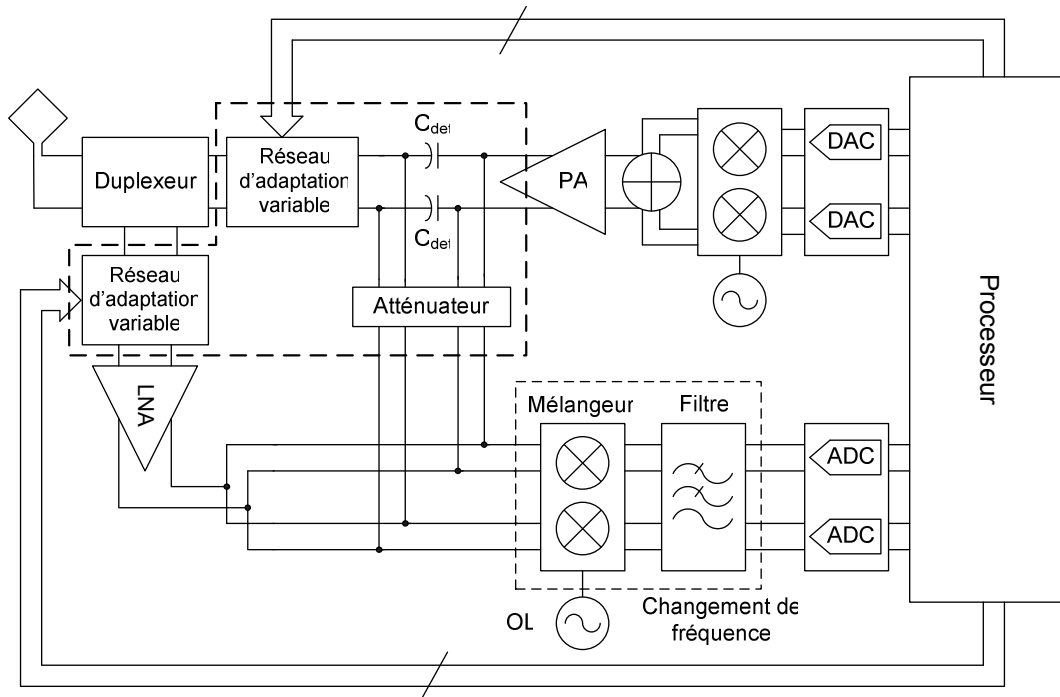


Figure 6. 1. Exemple d'intégration du système vectoriel d'adaptation automatique d'impédance dans une architecture radiofréquence

Contrairement à l'état de l'art, qui nécessite l'ajout de nombreux modules pour la réalisation de leur système d'adaptation automatique d'impédance, la Figure 6.1 illustre que le nombre d'éléments à apporter à notre architecture utilisant le concept vectoriel d'adaptation automatique d'impédance est limité. Outre les réseaux d'adaptation variable, il faut ajouter à une architecture radiofréquence classique seulement les condensateurs de détection  $C_{det}$  et un atténuateur. Une des particularités importantes de la solution proposée est que la connaissance de l'impédance de l'antenne va permettre non seulement de calibrer la chaîne d'émission, mais aussi la chaîne de réception en utilisant seulement un processus de calibration.

Nous proposons aussi une deuxième architecture à étudier représentée par la Figure 6.2 qui propose l'intégration de notre travail dans une architecture radiofréquence du futur capable de couvrir plusieurs bandes de fréquence comme dans le cas des applications liées à la radio logicielle ou à la radio cognitive.

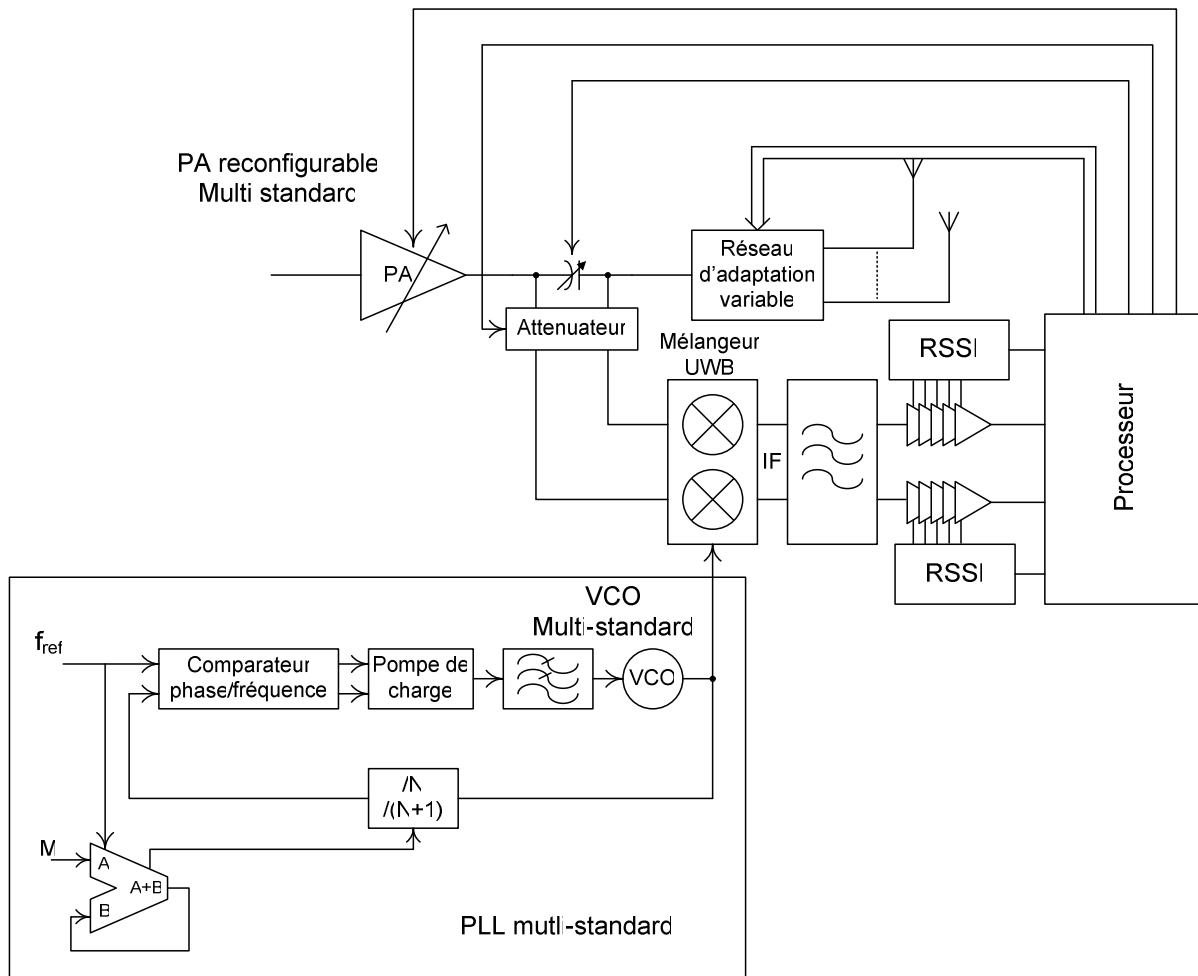


Figure 6. 2. Architecture du système vectoriel d'adaptation automatique d'impédance dans une tête radiofréquence multi bandes

Les deux architectures présentées en Figure 6.1 et 6.2 montrent ainsi que le travail réalisé et présenté dans ce manuscrit n'est pas seulement applicable aux applications des implants médicaux, mais constitue également une solution intéressante pour tous les systèmes radiofréquences existants, dans le but d'optimiser leur efficacité énergétique pour aboutir à des dispositifs à fort rendement.



# *Annexes*



## Annexe 1 : Modélisation du tissu humain

Cette annexe illustre les modèles humains développés par le LETI en collaboration avec ELA Medical et qui ont été utilisés pour la caractérisation de l'impédance de l'antenne dans les bandes MICS et ISM 2.4 GHz.

### A. Modèle homogène

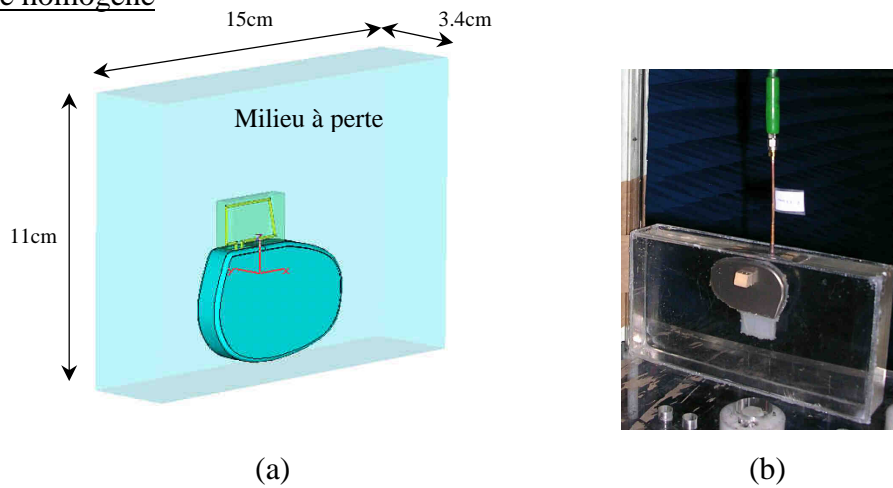


Figure A.1.1 : Modèle humain homogène, (a) électromagnétique, (b) expérimental

### B. Modèle hétérogène

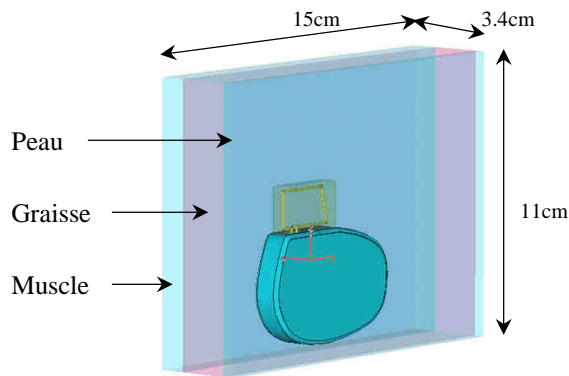


Figure A.1.2 : Modèle électromagnétique du milieu humain hétérogène

### C. Modèle humain + main

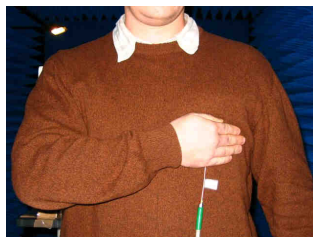


Figure A.1.3 : Modèle expérimental humain + main



## Annexe 2 : Le logiciel Kiel $\mu$ vision

Le logiciel Kiel  $\mu$ vision est un environnement de développement et de débogage qui nous permet de créer et de tester rapidement des applications embarquées sur les microcontrôleurs ARM7 en particulier. Une illustration de cette interface de développement est représentée par la Figure A.2.1.

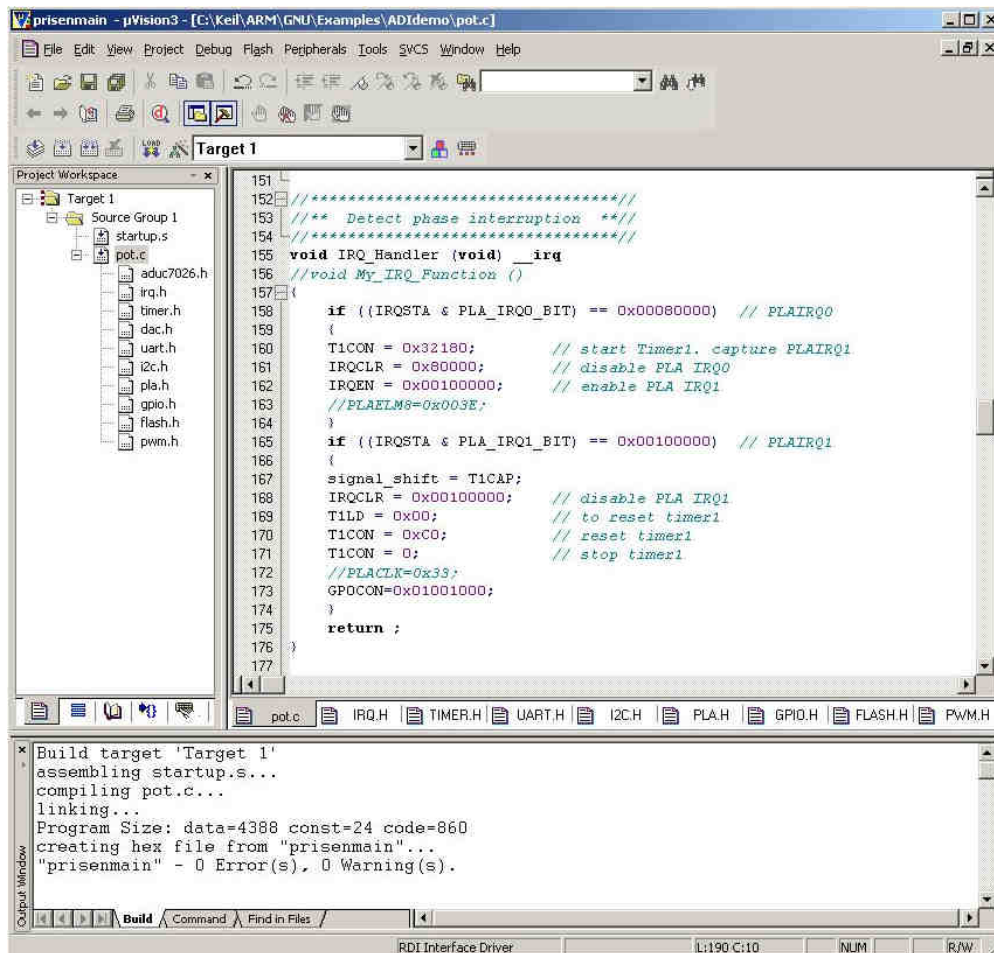


Figure A.2.1. Outil de développement Kiel

Il combine tous les aspects de développement d'un projet logiciel et permet l'édition de code source en C ou en assembleur, l'organisation et la gestion de projet, le débogage, la simulation. Cet outil a été choisi car il présente l'avantage important de nous permettre de valider l'unité de contrôle de notre système en un temps réduit.





## *Bibliographie*



[Abr85] P.L.D. Abrie, "The design of Impedance-Matching Network for Radio-Frequency and Microwave Amplifiers," Artech House Microwave Library, ISBN 0890061726, July 1985.

[AFSSPS] Agence Française de Sécurité Sanitaire des produits de Santé :  
<http://www.afssaps.fr>

[BJC08] A.van Bezooijen, M.A. de Jongh, C. Chanlo, L.C.H. Ruijs, F. van Straten, R. Mahmoudi, A.H.M. van Roermund, « A GSM/EDGE/WCDMA adaptive series-LC matching network using RF-MEMS switches », IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 43, no. 10, pp. 2259-2268, Oct. 2008.

[CD07] P. Ciais, C. Delavaud, "Synthèse du projet EPADIMD", Mars 2007

[CFM09] F. Chan Wai Po, E. De Foucauld, D. Morche, P. Vincent, R. dal Molin, P. Pons, R. Pierquin, E. Kerhervé, « A power optimized transconductance amplifier and its application to a lowpass 6th order GmC filter », IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems, pp. 331-334, Dec. 2009.

[CFR47] Code of Federal Regulations, Title 47, Telecommunication, Part 18, Revised as of October 2009.

[COST99] COST Action 231, "Digital mobile radio towards future generation systems, final report," tech. rep., European Communities, EUR 18957, 1999.

[CY08] S.Y. Chao, C.Y. Yang, "A 2.4 GHz 0.18 $\mu$ m CMOS doubly balanced mixer with high linearity", IEEE International Symposium on VLSI Design, Automation and Test, pp. 247-250, June 2008.

[Duc72] Duchenne de Boulongne: De l'électrisation localisée et son application à la pathologie et à la thérapeutique. Paris: Bailliere, 1872.

[ElBak09] M. El Bakkali, " Etude de réseaux d'adaptation d'impédance variable ", CEA LETI, Août 2009.

[FCC02] FCC Rules and Regulations, Subparts E and I, Part 95, Nov 2002

[Fri44] H.T. Friis, Noise Figures of Radio Receivers, Proceedings of the IRE, July, 1944, pp 419-422.

[Gil75] E.N. Gilbert, "Impedance matching with lossy components," IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. cas-22, no. 2, pp. 96-100, Feb. 1975.

[GG96] Gabriel, C., Gabriel, S.: Dielectric properties of biological tissues: I-III, Physics in Medicine and Biology, 41, 2231–22903, 1996.

[GGC81] K.C. Gupta, R. Garg, and R. Chadha, , "Computer-aided designed of microwave circuits," Norwood, MA: Artech House, 1981.

[GGM99] C. Gabriel, S. Gabriel, and P. Mason, "Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies,"  
*<http://www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/reports/dielectric/Title/Title.html>, 1999*

[HK84] Hartsgrove and Kraszewski, « Composition and electrical properties of a liquid that has the electrical properties of tissue», 1984

[HP06] Y. Han and D.J. Perreault, "Analysis and design of high efficiency matching networks," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 5, Sept. 2006.

[ITTO04] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "An adaptive impedance matching system and its application to mobile antennas," TENCON 2004 proceedings, vol. C, pp. 543-546, Nov. 2004.

[LB08] R. Ludwig, G. Bogdanov, "RF circuit design: theory and applications, 2<sup>nd</sup> edition," Prentice Hall PTR, ISBN 0131471376, April 2008.

[LPMK03] Y. Lu, D. Peroulis, S.Mohammadi, L.P.B. Katehi, "A MEMS reconfigurable matching network for a class AB Amplifier", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 13, no. 10, pp. 437-439, Oct. 2003.

[Mar99] K. Marquess., Physical Model Sub-Group Discussion and Questions  
IEEE802.15/138R0 November 1999

[Mor64] N. Morris, “Brief history of cardiac arrest and resuscitation”, Stephenson HE, Jr. Cardiac Arrest and Resuscitation (2nd Ed.), St. Louis: The C. V. Mosby Company, 1964, p.30

[MBB99] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, “RF and microwave coupled-line circuits”, Artech House Publishers, ISBN 0890068305. May 1999.

[MVC04] J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro, and P. García, “An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 2, pp. 489-497, Feb. 2004.

[NLL06] W.C.E Neo, Y. Lin, X.D. Liu, L.C.N. de Vreede, L.E. Larson, M. Spirito, M.J. Pelk, K. Buisman, A. Akhnoukh, A. de Graauw, L.K. Nanver, “Adaptive Multi-Band Multi-Mode power amplifier using integrated varactor-based tunable matching networks” IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 41, no 9, pp. 2166-2176, Sept. 2006.

[Raz97] B. Razavi, « RF microelectronics », Prentice Hall, ISBN 0138875715, December 1997.

[Raz03] B. Razavi, “Design of analog CMOS integrated circuits”, McGraw Hill Higher Education, First Edition, ISBN 0071188398, October 2003.

[RAC03] F.H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P.B. Kenington, Z.B. Popovic, N. Pothecary, J.F. Sevic, N.O. Sokal, “RF and Microwave power amplifier and transmitter technologies – Part 1, 2, 3, 4”, High Frequency Design, May 2003.

[SBA09] H. Song, B. Bakaloglu, and J.T. Aberle, “A CMOS adaptive antenna-impedance-tuning IC operating in the 850MHz-to-2GHz band,” IEEE International Solid State Circuits Conference, pp. 384-385, Feb. 2009.

[SOA07] H. Song, S.H. Oh, J.T. Aberle, B. Bakaloglu, and C. Chakrabarti, “Automatic antenna tuning unit for software-defined and cognitive radio,” IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 85-88, June 2007.

[SS05] P. Sjöblom, H. Sjöland, “An adaptive impedance tuning CMOS circuit for ISM 2.4GHz band,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 52, no. 6, pp. 1115-1124, June 2005



[STmicro] STMicroelectronics, “Integrated Passive & Active Devices”,  
<http://st.com/stonline/-products/families/discretes/ipad/ipadidx.htm>

[SWLT99] A.K. Settaluri, A. Weisshaar, C. Lim, V.H. Tripathi, „Design of compact multilevel folded-line RF couplers,“ IEEE Transaction on microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 12, pp. 2331-2339, December 1999.

[The83] C.E. Theall, “Automatic impedance matching between source and load”, U.S. Patent 4,375,051, Feb. 1983.

[Tsi03] Y. Tsvividis, “Operating and Modelling of the MOS transistor”, Oxford University Press, ISBN 0195170148, June 2003.

[TKPT03] Y. Tsvividis, N. Krishnapura, Y. Palaskas, and L. Toth, “Internal varying analog circuits minimize power dissipation”, IEEE Circuits and Devices Magazine, pp. 63-72, 2003.

[WHO03] World Health Organization, “Medical device regulations: global overview and guiding principles”, ISBN 92 4 154618 2, 2003,  
[http://www.who.int/medical\\_devices/publications/en/MD\\_Regulations.pdf](http://www.who.int/medical_devices/publications/en/MD_Regulations.pdf)





# *Valorisation*



## ***Brevets***

1. Patent N° 07 06360, « Procédé d'adaptation automatique d'impédance de circuit radiofréquence », Francis Chan Wai Po, Emeric de Foucauld, Pierre Vincent, 2007.
2. Patent N° 09 56063, « Procédé d'adaptation automatique d'impédance pour les applications multistandards », Francis Chan Wai Po, Emeric de Foucauld, 2009.

## ***Publications***

### Articles de revue internationale

1. Francis Chan Wai Po, Emeric de Foucauld, Dominique Morche, Pierre Vincent, Frederic Hameau and Eric Kerhervé, “Theory and Analysis of a Single Step Adaptive Antenna-Impedance Tuning Unit”, *Springer Journal*, Submitted.
2. Francis Chan Wai Po, Emeric de Foucauld, Dominique Morche, Pierre Vincent and Eric Kerhervé, “A Novel Method for Synthesizing an Automatic Matching Network and its Control Unit”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Resubmitted after Revision.
3. Mouna El Bakkali, Francis Chan Wai Po, Emeric de Foucauld, B. Viala, J.P. Michel, “Design of a RF Matching Network using a New Tunable Inductor Concept”, *Microelectronics Journal*, Accepted for Publication.

### Articles de conférence internationale

4. Francis Chan Wai Po, Emeric de Foucauld, Christophe Delavaud, Pascal Ciaï and Eric Kerhervé, “A Vector Automatic Matching Network Designed for Wireless Medical Telemetry”, *IEEE joint NEWCAS TAISA Conference*, Pages 89-92, Juin 2008, Montreal, Canada.
5. Francis Chan Wai Po, Emeric de Foucauld, Pierre Vincent, Frédéric Hameau, Dominique Morche, Christophe Delavaud, Renzo Dal Molin, Pascal Pons, Régis Pierquin and Eric Kerhervé, “A Fast and Accurate Automatic Matching Network Designed for Ultra Low Power Medical Applications”, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Pages 673-676, Mai 2009, Taipei, Taiwan.

6. Francis Chan Wai Po, Emeric de Foucauld, Pierre Vincent, Frédéric Hameau, Eric Kerhervé, Renzo Dal Molin, Pascal Pons and Régis Pierquin, “A 2.4GHz CMOS Automatic Matching Network Design for Pacemaker Application”, *IEEE joint NEWCAS TAISA Conference*, Pages 311-314, Juillet 2009, Toulouse, France.
7. Francis Chan Wai Po, Emeric de Foucauld, Dominique Morche, Pierre Vincent, Renzo Dal Molin, Pascal Pons, Régis Pierquin and Eric Kerhervé, “ A Power Optimized Transconductance Amplifier and its Application to a LowPass 6<sup>th</sup> order GmC filter”, *IEEE International Conference on Electronic Circuits and Systems*, Pages 331-334, Decembre 2009, Hammamet, Tunisie.
8. Dominique Morche, Marc Belleville, Christophe Delavaud, Dimitri Ktenas, Sylvie Mayrargue, and Francis Chan Wai Po, “Future Needs in RF Reconfiguration from a System Point of View », Invited Paper, *IEEE Bipolar BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, Pages 33-38, Octobre 2009, Capri, Italie.







# *Glossaire*



ADC : Analog to Digital Converter.

ATU : Antenna-impedance Tuning Unit.

BER : Bit Error Rate, ou taux d'erreur binaire. C'est le nombre de bits reçus erronés par rapport au nombre de bits transmis.

CMFB : Common Mode FeedBack, ou encore contre réaction en mode commun.

CMOS : Complementary Metal-Oxide-Semiconductor, c'est une technique de fabrication de composant électrique faible consommation.

DAC : Digital to Analog Converter ou plus simplement convertisseur analogique numérique.

DR : Dynamic Range ou plus simplement plage de dynamique.

EIRP : Equivalent Isotropically Radiated Power ou puissance isotrope rayonnée équivalente.

ETSI : European Telecommunications Standards Institute ou Institut Européen des normes de télécommunications. Il s'agit d'une organisation indépendante et à but non lucratif dont la mission est de définir des normes de télécommunications

FCC : Federal Communications Commission ou Commission Fédérale des Communications, est une agence indépendante du gouvernement des Etats-Unis chargée de réguler les télécommunications.

IF : Intermediate Frequency ou fréquence intermédiaire.

ISM : Industriel Scientifique et Médical, sont des bandes de fréquences qui ne sont pas soumises à des réglementations nationales et qui peuvent être utilisées librement.

LNA : Low Noise Amplifier ou amplificateur faible bruit.

MICS : Medical Implant Communication Service, il s'agit de bandes de fréquence allouées aux applications médicales.

OL : Oscillateur local. Signal de référence monofréquence de grande pureté.

OTA : Operational Transconductance Amplifier, c'est un amplificateur différentiel de courant.

PA : Power Amplifier ou amplificateur de puissance.

RF : Radio Fréquence. Utilise les ondes hertziennes pour la diffusion d'un programme.

RSSI : Received Signal Strength Indicator, il s'agit d'un circuit qui indique la puissance du signal entrant.

SNR : Signal to Noise Ratio, il s'agit de la différence en décibels entre le signal et le bruit d'un dispositif.

THD : Total Harmonic Distorsion ou Distorsion harmonique totale. Il s'agit de la mesure de la somme des harmoniques apportés par la distorsion, rapportée à l'amplitude du signal, généralement exprimée en %.



## Résumé :

L'impédance d'entrée d'une antenne miniature est fortement affectée par des facteurs environnementaux à l'origine de pertes de puissance réduisant l'efficacité énergétique des têtes radiofréquences dans les applications RF, en particulier dans la télémétrie des implants cardiaques. Le but de mes études est de développer une unité de calibration d'impédance d'antenne très faible consommation capable d'adapter toute variation de l'impédance d'entrée de l'antenne à l'impédance de la source radiofréquence. La première partie de mon étude est axée sur la conception au niveau système d'une approche nouvelle de calibration vectorielle automatique du système. Un réseau d'adaptation automatique d'impédance sans coupleur et fonctionnant de façon directe est étudié et permet d'optimiser la taille du dispositif, la vitesse de l'adaptation, la consommation d'énergie et les performances globales. Deuxièmement, une nouvelle méthode de synthèse du réseau d'adaptation variable est proposée pour réduire fortement la complexité globale de l'algorithme d'adaptation. La troisième partie de mon étude est axée sur la fabrication d'un démonstrateur hybride fonctionnant dans la bande médicale MICS afin de valider le concept auto adaptatif d'impédance. Un banc expérimental qui comprend une antenne immergée dans son milieu connectée au démonstrateur piloté par un microcontrôleur a été mis en place et a permis d'atteindre un coefficient de réflexion jusqu'à -30dB avec un temps de calibration inférieur à 1ms. La dernière partie de mon travail consiste à concevoir le circuit d'adaptation automatique d'impédance d'antenne très faible consommation fonctionnant dans la bande ISM 2.4GHz en utilisant la technologie CMOS 0.13um.

Mots clés : Réseau d'adaptation d'impédance, Calibration d'antenne, Implant cardiaque, Télémétrie médicale, Faible consommation, Optimisation de l'efficacité énergétique.

## Abstract:

Antenna input impedance is highly affected by environmental factors increasing the losses or reducing the power efficiency of the radiofrequency transceiver in many RF applications such as in implantable pacemaker device telemetry. The purpose of my study is to develop a low power fully integrated antenna-impedance tuning unit to match any variation of the antenna impedance to the source. The first part of my study is focused on the system-level design of a new approach to automatically match the system. A couplerless single step automatic matching network is investigated to optimize the die size, the speed, the power consumption and the overall performance. Second, a new method for synthesizing an automatic matching network is developed reducing strongly the overall complexity of the matching algorithm. The third part of my study is focused on the fabrication of a hybrid demonstrator operating at the Medical Implantable Communication Service (MICS) frequency band to validate the concept. An experimental set-up including the antenna tuning unit, a microcontroller and a pacemaker antenna connected to the demonstrator was done achieving a reflection coefficient up to -30dB, an overall tuning time less than 1ms. The last part of my work is to design the entire automatic matching network circuit in 0.13um CMOS technology including a front-end transceiver designed under ultra low power constraints and operating at 2.4GHz ISM frequency band. The additional items overall power consumption is less than 1.5mW under 1.2V supply voltage.

Keywords: Impedance matching network, Antenna tuning unit, Implantable pacemaker, Medical telemetry, Low power consumption, Power efficiency optimisation.