

# UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE n° 521 – Sciences et Ingénierie pour l'Information  
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – Département Composants Circuits Signaux et Systèmes Haute Fréquence

Année : 2011

Thèse N° 57-2011

## Thèse

pour obtenir le grade de

## DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : **Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes**

présentée et soutenue par

**Ludovic COLLOT**

le 25 novembre 2011

**Étude de nouvelles architectures de filtres RF  
intégrés dans le contexte de la radio opportuniste**

Thèse dirigée par Bruno BARELAUD et Bernard JARRY

### **JURY :**

#### Président :

**Thierry MONEDIERE** Professeur, Université de Limoges

#### Rapporteurs :

**Farid TEMCAMANI** Professeur, ENSEA

**Cédric QUENDO** Professeur, Lab-STICC / UBO

#### Examineurs :

**Philippe MEUNIER** Dr-Ingénieur, NXP Semiconductors

**Dominique MORCHE** Ingénieur, CEA-LETI MINATEC

**Bernard VIALA** Docteur en Physique HDR, CEA-LETI MINATEC

**Bruno BARELAUD** Professeur, Université de Limoges

**Bernard JARRY** Professeur, Université de Limoges

#### Invité :

**Julien LINTIGNAT** Maître de conférence, Université de Limoges



# Remerciements

Ces travaux de thèse se sont déroulés à l'institut de recherche XLIM, au sein du département *Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes Fréquences* et a été conduit sous la direction de Bernard JARRY et de Bruno BARELAUD, professeurs à l'Université de Limoges que je tiens à remercier pour m'avoir proposé ce sujet de thèse ainsi que pour leur soutien.

J'adresse un grand merci à Julien LINTIGNAT, maître de conférence à l'Université de Limoges, pour son aide, sa disponibilité et pour les discussions scientifiques que nous avons pu avoir.

Je témoigne ma profonde reconnaissance aux membres du jury, et tout particulièrement Farid TEMCAMANI et Cédric QUENDO pour avoir assurés la fonction de rapporteur.

J'exprime également toute ma gratitude à Philippe MEUNIER, Dominique MORCHE, Bernard VIALA et Thierry MONEDIÈRE pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Ces travaux ont été réalisés en collaboration avec le CEA-LETI de Grenoble que je remercie pour m'avoir permis d'utiliser leur inductance MEMS accordable. Je tiens plus particulièrement à exprimer ma profonde gratitude à Bernard VIALA, pour sa disponibilité, sa gentillesse et pour nos échanges sur l'inductance magnétique accordable qui m'ont permis de mieux comprendre le fonctionnement de cette dernière et Dominique MORCHE pour sa sympathie et pour son aide au niveau système.

J'adresse mes sincères remerciements à Marie-Claude LEROUGE pour sa convivialité, sa gentillesse, son écoute et son efficacité dans la gestion des tâches administratives.

Un grand merci à tous ceux qui ont contribué à installer une bonne ambiance, pas toujours sérieuse, durant ces trois années passées à Limoges. Fabinou, Freezou, JJ, Marmot, Nico M et Nico D, Ben, Stephanie, Kiki (le meilleur joueur de tarot... 2 jours par an) et tous les autres, merci pour les moments de détente, de rigolade et tout le reste. Bon vol à tous et courage à ceux qui n'ont pas encore terminé.

Je ne peux oublier d'adresser mes remerciements aux Meignannais de cœur; Mat,

Annabelle, Gofio, Popo, Romain, Juju, Mel, Steph, Julie, Balou, Yanou, Mémel, Beber et les autres, pour avoir rigolé de mes blagues approximatives, m'avoir supporté durant les vacances et pour tous les bons moments que l'on a passés depuis de nombreuses années.

Je vais terminer par remercier ma famille et tout particulièrement mes parents, sans qui rien n'aurait été possible. Merci pour m'avoir soutenu pendant les moments de doutes, m'avoir encouragé et surtout pour m'avoir supporté.

Je m'arrête là en espérant ne pas avoir oublié trop de monde.

*A mes parents, à mes amis.*



*L'esprit qui invente est toujours  
mécontent de ses progrès,  
parce qu'il voit au-delà.*

*Jean le Rond d'Alembert.*

*Allons jusqu'au bout de nos erreurs  
sinon nous ne saurons jamais pourquoi  
il ne fallait pas les commettre.*

*L'Empire des anges  
Bernard Werber.*



# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>Préambule : Contexte de l'étude – la Radio Opportuniste</b>	<b>3</b>
Présentation de la Radio Opportuniste . . . . .	3
Objectifs de la Radio Opportuniste . . . . .	5
Acteurs de la Radio Opportuniste et projets en cours . . . . .	6
Conclusion . . . . .	9
<b>1 Composants et dispositifs filtrants accordables</b>	<b>11</b>
1.1 Introduction . . . . .	11
1.2 Les composants capacitifs intégrés et accordables . . . . .	12
1.2.1 Introduction . . . . .	12
1.2.2 Capacités passives accordables . . . . .	12
1.2.2.1 Introduction à la technologie MEMS . . . . .	12
1.2.2.2 Les techniques d'actionnement . . . . .	13
L'actionnement électrostatique . . . . .	13
L'actionnement électro-thermique . . . . .	14
L'actionnement piezoélectrique . . . . .	15
L'actionnement magnétique . . . . .	16
1.2.2.3 Les capacités digitales . . . . .	17
1.2.2.4 Capacités MEMS RF à variation continue . . . . .	20
Variation d'entrefer . . . . .	20
Variation de surface . . . . .	23
Variation de permittivité du diélectrique . . . . .	24
1.2.2.5 Principe du Zipping . . . . .	25
1.2.3 Capacités actives accordables . . . . .	26
1.2.4 Conclusion . . . . .	28
1.3 Les composants inductifs intégrés et accordables . . . . .	29
1.3.1 Inductances passives . . . . .	29
1.3.1.1 Inductances digitales . . . . .	29
1.3.1.2 Inductances analogiques . . . . .	30
Variation de géométrie du bobinage . . . . .	30
Variation du couplage bobinage-noyau magnétique . . . . .	33

	Variation de perméabilité du noyau magnétique . . . . .	34
1.3.2	Inductances actives réalisées grâce à un gyrateur . . . . .	35
1.3.3	Conclusion . . . . .	38
1.4	Les dispositif filtrants accordables . . . . .	39
1.4.1	Filtres passifs . . . . .	39
1.4.2	Filtres actifs . . . . .	41
1.4.2.1	Filtre à résonateur compensé . . . . .	42
1.4.2.2	Filtre à inductance active . . . . .	43
1.4.2.3	Filtre récursif et transversal . . . . .	43
1.4.2.4	LNA filtrant . . . . .	46
1.4.2.5	Etat de l'art des structures filtrantes intégrées et accordables	48
1.5	Conclusion . . . . .	51
<b>2</b>	<b>Conception d'un LNA Filtrant accordable</b>	<b>53</b>
2.1	Vers un nouveau type de front-end . . . . .	53
2.2	Etude du résonateur accordable . . . . .	55
2.3	Présentation des composants accordables utilisés . . . . .	57
2.3.1	La capacité accordable . . . . .	57
2.3.2	L'inductance accordable . . . . .	59
2.4	Le résonateur accordable . . . . .	66
2.4.1	La compensation de pertes . . . . .	66
2.4.1.1	Introduction . . . . .	66
2.4.1.2	Compensation série utilisant un transistor MOS . . . . .	68
2.4.1.3	Compensation parallèle utilisant un transistor MOS . . . . .	70
2.4.1.4	Compensation à deux transistors MOS . . . . .	71
2.4.1.5	Compensation différentielle . . . . .	73
2.5	Etude de la compensation différentielle des pertes . . . . .	74
2.6	Topologie de la partie amplification différentielle faible bruit . . . . .	80
2.6.1	Dimensionnement des transistors de l'amplificateur . . . . .	80
2.6.2	La contre réaction R-C et l'inductance de dégénérescence . . . . .	87
2.6.3	La structure finale . . . . .	91
2.7	Les sources de courant . . . . .	91
2.7.1	Approche théorique du miroir de courant . . . . .	92
2.7.2	Conception et simulation du miroir de courant du LNA . . . . .	93
2.7.3	Conception et simulation du miroir de courant de la compensation . . . . .	96
2.8	Architecture finale . . . . .	99
2.8.1	Présentation de la technologie QUBiC4X SiGeC 0,25 $\mu m$ de NXP . . . . .	99
2.8.2	Dessin des masques . . . . .	100
2.8.3	Assemblage du circuit actif avec les inductances accordables . . . . .	100
2.9	Résultats de simulations . . . . .	102
2.9.1	Reconfigurabilité du LNA filtrant . . . . .	105
2.9.2	Analyse de la stabilité . . . . .	107
2.9.3	Facteur de bruit . . . . .	109

2.9.4	Linéarité et intermodulation . . . . .	109
2.10	Conclusion . . . . .	112
<b>3</b>	<b>Etude de filtres accordables multi-pôles</b>	<b>115</b>
3.1	Introduction . . . . .	115
3.2	Evaluation des architectures résultants d'une mise en cascade de LNA filtrant et de filtres compensés . . . . .	116
3.3	Filtre passe bande à 1 pôle . . . . .	117
3.3.1	Etude analytique du filtre 1 pôle . . . . .	117
3.3.2	Etude du couplage externe . . . . .	119
3.3.3	Simulations et performances du filtre 1 pôle . . . . .	123
3.4	Filtre passe bande à 2 pôles . . . . .	127
3.4.1	Etude analytique du filtre 2 pôles . . . . .	127
3.4.2	Etude du couplage inter-résonateur . . . . .	129
3.4.3	Architecture du filtre 2 pôles compensé . . . . .	130
3.4.4	Première simulation . . . . .	130
3.4.5	Etude de l'instabilité du filtre au delà de la fréquence centrale . . . . .	132
3.4.6	Etude de l'ondulation dans la bande . . . . .	137
3.5	Filtre passe bande 3 pôles . . . . .	139
3.5.1	Première approche - objectif et démarche . . . . .	141
3.5.2	Analyse de l'influence de la largeur de bande passante . . . . .	144
3.5.3	Conception du filtre 3 pôles à compensation de perte unique . . . . .	147
3.5.3.1	Schéma électrique du filtre . . . . .	147
3.5.3.2	Accord en fréquence centrale . . . . .	147
3.5.3.3	Accord en bande passante – facteur de bruit et linéarité . . . . .	149
3.6	Conclusion . . . . .	151
	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>155</b>
<b>A</b>	<b>Expression littérale de la matrice <math>Y_{std}</math> de la paire différentielle</b>	<b>159</b>
<b>B</b>	<b>Formalisme en puissance des modes mixtes</b>	<b>163</b>
<b>C</b>	<b>Expression littérale de la matrice <math>Y_{std}</math> du filtre 2 pôles</b>	<b>165</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>169</b>



# Introduction générale

Le secteur des télécommunications connaît, ces dernières années, une véritable explosion. Les fonctionnalités présentées par les appareils grand public sont de plus en plus nombreuses, tout comme les standards de fonctionnement de ces derniers, en particulier depuis l'apparition des smart-phones. Il devient désormais courant, pour les téléphones portables dernière génération, de présenter des fonctionnalités comme : le bluetooth, la télévision numérique, un lecteur MP3, la radio FM, le GPS , le WiMAX, en plus des fonctions GSM et UMTS servant à la téléphonie. Toutes ces applications fonctionnent à des fréquences qui peuvent être éloignées les unes des autres (e.g. GSM et UMTS) ou bien, à l'inverse, proche spectralement (e.g. PCS et GPS).

Pour la partie hardware<sup>1</sup> de ces dispositifs, la multiplication des fonctionnalités engendre une complexification toujours plus importante du front-end. Cette complexification va de pair avec une augmentation du coût de la solution. Les dispositifs électroniques utilisés doivent être de plus en plus performants sur de nombreux plans :

- sensibilité aux interférences liées à la présence d'autres standards,
- encombrement,
- consommation,
- coût de production.

Les fonctions filtrage et amplification faible bruit font partie des ensembles les plus critiques d'une chaîne émission/réception. Les solutions mettant en œuvre des filtres actifs permettraient de réduire de façon importante l'encombrement des dispositifs, mais cela au détriment de la consommation. Les travaux présentés dans cette thèse ont pour but d'explorer une nouvelle façon de concevoir ces fonctions matérielles.

L'apparition toute récente de composants inductifs passifs accordables sont à l'origine de ces travaux. En effet, de nouveaux procédés de fabrications microélectroniques ont conduit à la création d'un nouveau type de composant inductif : *l'inductance piézomagnétique*. Ce composant, conçu et breveté par le CEA-LETI, offre de nouvelles possibilités pour la conception de systèmes filtrants accordables intégrés.

---

1. Partie physique aussi appelée matérielle

Pour ces travaux de thèse, un partenariat entre le CEA-LETI de Grenoble et le laboratoire Xlim de Limoges a été instauré, afin de nous permettre d'utiliser leur inductance piézomagnétique, mais également d'évaluer l'amélioration apportée par cette dernière, pour la conception d'un front-end d'un nouveau type (i.e. un front-end accordable) et pour la conception de filtres actifs intégrés et accordables.

Nous commençons ce manuscrit par un **Préambule** qui présente les problématiques à résoudre, en réception pour les front-end actuels. Dans ce préambule nous détaillons rapidement le nouveau type de radio dit *Opportuniste*. Cette dernière peut apporter certaines solutions aux problèmes d'encombrement spectral.

Ce rapport s'articule ensuite suivant trois chapitres, de la manière suivante :

Le **Chapitre 1**, intitulé *Composants et dispositifs filtrants accordables*, est consacré à l'état de l'art des composants capacitifs et inductifs variables, il est suivi par une rapide présentation des différentes topologies de dispositifs filtrants accordables relevés dans la littérature. Ce chapitre, exclusivement bibliographique va nous permettre d'identifier la topologie la plus intéressante pour notre application.

Puis, dans le **Chapitre 2**, nous présentons la démarche de conception que nous avons utilisée pour réaliser un LNA filtrant différentiel accordable sur près d'une octave. La fonction passe bande est obtenue grâce à un résonateur LC parallèle accordable en bande passante et en fréquence centrale; nous détaillons chacun des deux composants utilisés, puis nous présentons le circuit de compensation de pertes associé au résonateur afin d'améliorer le facteur de qualité de ce dernier. Nous présentons ensuite la topologie du LNA filtrant que nous avons réalisée avant de caractériser son fonctionnement et ses capacités d'accord. Le but de ce chapitre est de produire un démonstrateur prouvant la faisabilité d'un tel dispositif.

Le **Chapitre 3** est dédié à l'étude de filtres intégrés accordables possédant 1, 2, puis 3 pôles. Les différents pôles étant réalisés grâce à des composants localisés, intégrés et accordables, ils présentent des pertes non négligeables qu'il est indispensable de compenser. L'étude visant à réduire le nombre de circuits de compensation est développée. L'objectif de ce dernier chapitre est de déterminer les conditions (principalement au niveau de l'inductance) permettant la réalisation d'un filtre 3 pôles n'utilisant qu'un seul circuit de compensation. L'avantage d'une telle structure réside dans une sélectivité accrue, un accord possible de la bande passante et de la fréquence de résonance du filtre, pour une consommation équivalente à celle du filtre 1 pôle.

Enfin, nous concluons ce manuscrit et donnons quelques perspectives à ces travaux.

# Préambule : Contexte de l'étude – la Radio Opportuniste

## Présentation de la Radio Opportuniste

Avec l'explosion récente des communications sans fil, on assiste à une multiplication des standards et une augmentation du morcellement de la ressource spectrale. De plus, les "front-end" radios voient leur complexité augmenter à mesure que le nombre de standards à traiter augmente. La figure 1 montre le diagramme d'un front-end 3,5G actuel. Pour être opérationnelle, cette puce nécessite une multitude de composants externes comme : 19 filtres, 3 PA (Power Amplifier), 6 LNA (Low Noise Amplifier) [1]. Tout cela provoque une augmentation du coût de la solution, en plus de la complexification d'implémentation.

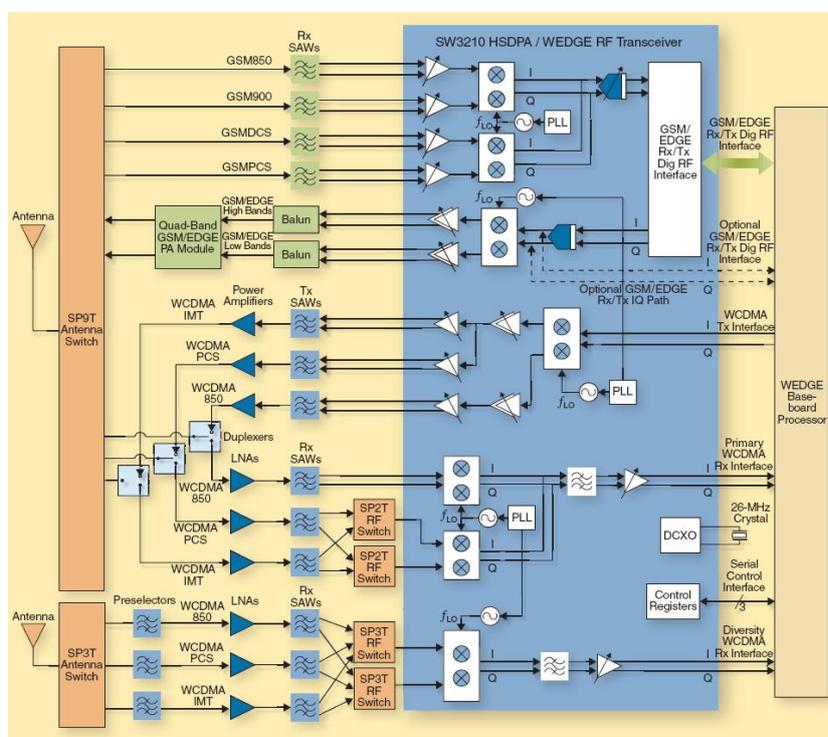


FIGURE 1 – Front-end 3,5G (7 bandes) de Sirific [1]

De plus, le spectre est une ressource limitée. Pour s'en persuader, on peut, par exemple, consulter le plan de distribution des fréquences aux USA fourni sur le site internet de l'NTIA<sup>2</sup> (National Telecommunications and Information Administration – office of Spectrum Management). Il est donc important d'exploiter au mieux cette ressource. Cependant, plusieurs études ont montré une sous exploitation du spectre fréquentiel et cela, même dans de grandes agglomérations comme New York, Londres ou Paris [2, 3]. Une de ces études a mesuré une utilisation moyenne (mesure prise sur une durée de 24 heures) inférieure à 6 % dans la bande 300 MHz - 3 GHz. Cette bande (300 MHz - 3 GHz) regroupe la quasi totalité des bandes de fréquences allouées aux communications personnelles, aux échanges de données et aux services de télévisions numériques. Pour une grande ville comme New York, cette utilisation est de 13,1 % [2]. La figure 2 montre la densité d'utilisation de la bande 50 MHz - 1 GHz, à Londres, sur une durée de 24 heures.

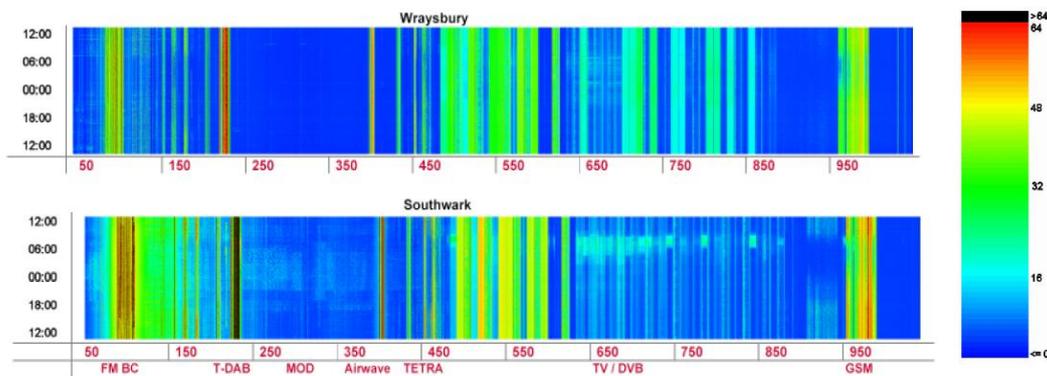


FIGURE 2 – Ecoute spectrale à Londres sur une durée de 24 heures [3].

Il devient évident qu'il est possible d'exploiter de façon plus optimale les ressources disponibles. En utilisant le spectre de façon intelligente et optimisée, l'utilisateur y gagnera en qualité de service et les ressources libérées pourront être utilisées à d'autres fins utiles à la collectivité.

En 1999, J. MITOLA [4, 5, 6] est le premier à proposer une solution pour améliorer les communications multimédia sans fil. Ce type de signaux nécessite une bande passante importante. Une gestion optimale du spectre améliore le débit réel du lien radio. Il expose le principe de *Radio Cognitive*, également appelée *Radio Opportuniste*, qui utilise l'allocation dynamique du spectre en opposition à l'allocation actuelle qui est de type statique. L'allocation statique du spectre conduit à une sous utilisation de cette ressource rare. Il est primordial de concevoir d'une nouvelle manière les systèmes sans fil. La radio opportuniste permet au système communicant de repérer les fréquences disponibles, de les allouer dynamiquement et d'interagir avec son environnement. Ce type de radio, dite *intelligente*, est basé sur la coopération entre terminaux et l'écoute du spectre.

2. [www.ntia.doc.gov](http://www.ntia.doc.gov)

## Objectifs de la Radio Opportuniste

Comme mentionné précédemment, une gestion optimale des ressources spectrales passe inévitablement par une allocation dynamique du spectre. Le terminal opportuniste doit être capable de percevoir son environnement et de s'y adapter. Il doit, par exemple, être capable de définir les ressources spectrales nécessaires en fonction de l'application souhaitée par l'utilisateur, de repérer les zones spectrales libres et de les occuper.

La bande de fréquence, visée par J. MITOLA, pour réaliser la radio opportuniste, va de 26,9 MHz à 5,6 GHz. Il propose également de diviser cette bande en 4 sous bandes comme détaillé dans le tableau 1. Le schéma de la figure 3 fait correspondre la répartition des bandes actuellement réservées aux communications personnelles avec les 4 sous bandes opportunistes que J. MITOLA propose.

Bande	$F_{min}$ (MHz)	$F_{max}$ (MHz)	bande utile en MHz	Remarques
Très basse	26,9	399,9	315,21	Grandes ondes
Basse	404	960	533,5	Cellulaire
Milieu	1390	2483	930	PCS
Haute	2483	5900	1068,5	Indoor et LANs

TABLE 1 – Répartition des 4 sous bandes opportunistes [7].

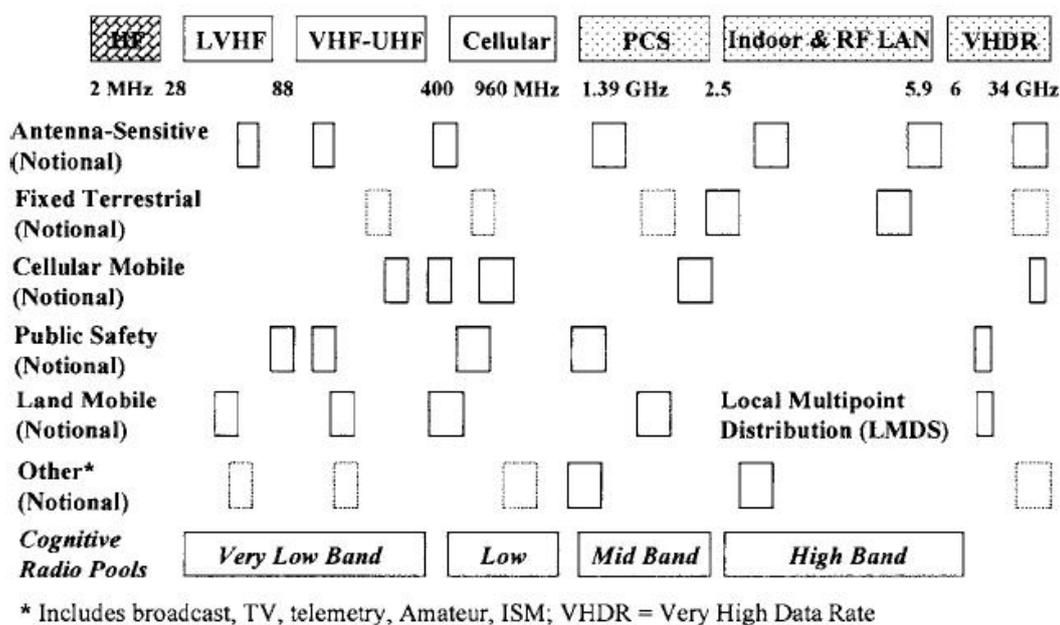


FIGURE 3 – Répartition fréquentielle [7]

La figure 4 montre le cycle opportuniste de base. La prise de décision est gérée par la partie logicielle, en revanche, pour permettre l'analyse du spectre, la réception et



C'est pourquoi l'UIT (International Telecommunication Union – radio communication), qui est en charge de la réglementation et de la planification des télécommunications dans le monde, a décidé de fournir un rapport d'ici la fin de l'année 2010 répondant aux questions suivantes :

- Quelle est la définition des systèmes de radiocommunication cognitifs selon l'UIT ?
- Quelles techniques de radiocommunication étroitement liées (par exemple radio intelligente, radio reconfigurable, radio adaptative avec prédétermination et leurs mécanismes de commande associés) et quelles fonctionnalités associées peuvent faire partie de systèmes de radiocommunication cognitifs ?
- Quelles caractéristiques techniques, besoins, critères de qualité de fonctionnement et avantages essentiels sont associés à la mise en œuvre de systèmes de radiocommunication cognitifs ?
- Quelles sont les applications potentielles des systèmes de radiocommunication cognitifs et leurs incidences sur la gestion du spectre ?
- Quelles sont les incidences opérationnelles (y compris en matière de confidentialité et d'authentification) des systèmes de radiocommunication cognitifs ?
- Quelles sont les capacités cognitives qui pourraient faciliter la coexistence avec des systèmes actuellement exploités dans le service mobile et dans d'autres services de radiocommunication, tels que les services de radiodiffusion, mobile par satellite ou fixe ?
- Quelles techniques de partage du spectre peut-on utiliser pour mettre en œuvre des systèmes de radiocommunication cognitifs afin d'assurer la coexistence avec d'autres systèmes ?
- Comment les systèmes de radiocommunication cognitifs peuvent-ils favoriser l'utilisation efficace des ressources radioélectriques ?

De son côté, le SDR forum<sup>3</sup> (Software Defined Radio), met en place plusieurs groupes de réflexion constitués d'industriels et de chercheurs dans le but de réfléchir à différents aspects de la radio opportuniste :

- Le " Regulatory Committee " qui réfléchit sur les outils et les conventions à mettre en place (framework) pour permettre l'émergence d'une radio reconfigurable,
- Le " Cognitive Radio Working Group " qui travaille sur les conséquences de l'utilisation de la radio opportuniste et sur les aspects de régulations,
- Le " Cognitive Applications Special Interest Group " qui a été créé pour rechercher et étudier les différents scénarii où la radio opportuniste peut avoir de meilleures performances comparée aux systèmes de communications sans fil actuels.

---

3. Le SDR forum est une organisation internationale visant à promouvoir les technologies SDR pour les systèmes sans fil de dernière génération.

En 2005, IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) a également formé un groupe de travail, appelé IEEE P1900 Standards Group, dans le but de développer les standards utiles à l'émergence des nouvelles techniques de gestion de spectre et des futures générations de radio.

L'intérêt des ces acteurs majeurs pour la radio opportuniste a engendré l'apparition de nombreux projets, parmi lesquels on peut trouver E2R (End to End Reconfigurability), qui est soutenu par la Commission Européenne, et dont le but est de développer ainsi que de tester une architecture de radio reconfigurable. Le "livre blanc" regroupant les résultats de cette étude [10] donne des pistes à suivre pour la résolution des problèmes logiciel et d'architecture.

Les aspects allocation dynamique sont également largement traités dans la littérature et par certains organismes publics comme le DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) avec le projet XG (neXt Generation communication) [11, 12].

On peut également citer ORACLE (Opportunistic Radio Communications in Unlicensed Environments) qui est un projet faisant partie du 6ème Framework Program (FP6) et rassemble de nombreux partenaires Européens. L'objectif final de ce projet est de développer, valider les concepts et les architectures d'un réseau de terminaux opportunistes, mais également de démontrer les avantages socio-économiques de la radio opportuniste [13].

Lors de son apparition, la radio cognitive était principalement pensée pour le domaine militaire ou pour améliorer les télécommunications des services de secours. Mais par la suite, les projets de recherche menés se sont intéressés aux communications civiles avec, par exemple, le Communications Research Center of Canada (CRCC) et le Shared Spectrum Company (SSC). L'Europe n'était pas en reste avec une multitude de projets destinés aux domaines civils menés par l'IST et l'ICT, pour ne citer qu'eux. Les travaux réalisés, sur la radio cognitive, dans une bande de fréquence non licenciée (autour de 5 GHz), a constitué un nouvel élan car cela a suscité l'intérêt des industriels, des organismes de régulations et des laboratoires de recherche, intéressés par les promesses de ce type de radio, tant du point de vue de l'efficacité spectrale que de l'amélioration générale des systèmes. Cela a donné lieu à de nouvelles études dans des bandes de fréquences plus faibles.

ECMA travaille à la création de standards et a publié en 2009 le ECMA-392 qui spécifie le contrôle d'accès (MAC) ainsi que la couche physique (PHY) à utiliser, pour les réseaux personnels et portables cognitifs sans fil, fonctionnant dans la bande de fréquence de la télévision. Depuis fin 2009, on assiste à un nouveau "boom" avec la création de nombreux groupes de travail. Les standards 802.11 MAC et 802.11 PHY ont fait l'objet de modifications (nommé IEEE 802.11af) afin de remplir les conditions légales d'accès et permettre la coexistence dans la bande de fréquence allouée à la télévision. On peut aussi citer IEEE SCC41 qui vise à développer des standards liés à l'accès dynamique aux ressources spectrales, ou encore IEEE 1900.4 qui définit les architectures et les interfaces possibles pour un accès dynamique au réseau (dans les bandes de fréquences

libres). Enfin, en complément des travaux réalisés par IEEE SCC41 et IEEE 802, ETSI Reconfigurable Radio Systems (RRS) Technical Committee (TC) a créé quatre groupes de travail dont le but est de traiter d'un cadre légal, de proposer une architecture de radio reconfigurable avec une utilisation intelligente du spectre (bande allouée à la télévision hertzienne) et de prendre en compte les aspects sécurité et défense.

De nombreuses lignes de recherches différentes ont donc été initiées tant au niveau algorithmique que physique. Par exemple, des travaux sont menés sur l'élaboration d'algorithmes spécifiques pour la sélection de RAT (Radio Access Technologies) automatique utilisant des outils avancés issues de la théorie des jeux, des analyses stochastique et de l'allocation de ressources décentralisées [14, 15]. On trouve aussi des travaux liés à l'écoute du spectre qui proposent des solutions permettant une surveillance continue de l'environnement radio.

## Conclusion

Le concept de Radio Opportuniste apporté par J. MITOLA s'avère être novateur et porteur. Il apporte une réelle solution au problème de l'utilisation spectrale, c'est pourquoi de nombreux acteurs de premier plan, dans le domaine des communications sans fil, s'investissent dans la recherche sur cette question.

La majorité des questions logicielles peut d'ores et déjà être traitée par des fonctions SDR [16] et ISP. ETSI, IEEE et ECMA travaillent à la standardisation et à l'élaboration d'algorithmes, de protocoles d'accès et d'une architecture de radio qui pourrait, dans un avenir proche, remplacer les standards figés actuels servant aux réseaux locaux (IEEE 802). En revanche, pour permettre au système d'être à l'écoute de son environnement radio, il a besoin d'une partie matérielle la plus agile possible. Il est clair que la performance de cette radio repose d'une part sur son "intelligence" et d'autre part sur l'agilité de la partie physique. Son "intelligence" va lui permettre de prendre des décisions et d'allouer de façon dynamique les ressources spectrales disponibles. Pour permettre l'écoute de son environnement radio, l'allocation dynamique du spectre et l'émission de données sur une large gamme de fréquence, l'appareil opportuniste doit disposer d'une partie matérielle présentant une grande agilité, tant en émission qu'en réception. Il est donc indispensable que les fonctions de base du front-end (LNA, filtre de bande, VCO, PA, etc) puissent être agile en fréquence. Malheureusement, il y a peu de travaux sur ces fonctions RF. On peut néanmoins trouver certaines solutions d'antennes reconfigurables [17, 18], mais peu de publications scientifiques traitent de la partie LNA et filtre RF agile.

Nous nous proposons, dans la suite de ce travail, d'étudier une solution pouvant remplir les fonctions *LNA* et *filtre RF agile* et de créer un premier démonstrateur utilisable pour la radio opportuniste.



# Chapitre 1

## Composants et dispositifs filtrants accordables

### 1.1 Introduction

Comme énoncé dans le préambule, ce travail est axé sur la conception de filtre agile en fréquence et utilisable en réception d'une radio de type opportuniste. Avant de se lancer dans la réalisation d'un tel dispositif, il est nécessaire d'effectuer une état de l'art des composants accordables disponibles. Cet état de l'art s'est naturellement focalisé sur des composants intégrés afin de privilégier les solutions à surface réduite.

La première partie de ce chapitre est consacrée à l'état de l'art des composants capacitifs intégrés et accordables. On retrouve, dans cette partie, des capacités passives issues de la technologie MEMS et des capacités actives réalisés à l'aide de jonction PN.

La partie suivante traite des composants inductifs intégrés et accordables. Après avoir présenté quelques inductances passives intégrées et accordables que l'on peut rencontrer dans la littérature, le principe de l'inductance active sera exposé et sera illustré par un exemple d'inductance active accordable.

Enfin, une dernière partie présente des réalisations de filtre agile de différents types. Cela permet d'extraire la topologie la plus prometteuse pour l'application visée.

## 1.2 Les composants capacitifs intégrés et accordables

### 1.2.1 Introduction

La capacité électrique d'un condensateur est essentiellement fonction de la géométrie de ses électrodes et de la nature du diélectrique. L'équation 1.1 est couramment utilisée pour obtenir une valeur approchée de cette capacité.

$$C = \frac{\varepsilon S}{e} \quad (1.1)$$

Où la permittivité  $\varepsilon$  peut se mettre sous la forme suivante :  $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$  avec  $C$  la capacité en Farad ( $F$ ),  $S$  la surface des armatures métalliques en regard en  $m^2$ ,  $e$  l'épaisseur du diélectrique en  $m$ ,  $\varepsilon_0$  la permittivité du vide et  $\varepsilon_r$  la permittivité relative du diélectrique.

Compte tenu de l'équation 1.1, il devient évident qu'il existe trois façons différentes de rendre la capacité accordable :

- une variation de l'épaisseur  $e$  du diélectrique.
- une variation de la surface  $S$  des électrodes en regard.
- une variation de la permittivité relative  $\varepsilon_r$  du diélectrique.

Dans la littérature, il existe deux grandes familles de capacités variables intégrées ; les capacités *actives* accordables à base de jonctions PN polarisées en inverse et les capacités variables *passives* réalisées à l'aide de procédés de micro-technologie comme la technologie MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems).

Dans la suite de ce chapitre, nous allons présenter et détailler chacune de ces deux grandes familles.

### 1.2.2 Capacités passives accordables

#### 1.2.2.1 Introduction à la technologie MEMS

Cette technologie est une évolution de la micro-électronique et utilise le silicium comme brique de base pour la construction d'une structure micro-mécanique. En 1987, on assiste aux premières démonstrations de MEMS à grand déplacement, ce qui offre de nouvelles perspectives d'avenir à cette technologie.

De manière générale, les MEMS sont des systèmes ou des composants volumiques, le plus souvent déformables, utilisant les mêmes techniques de fabrication que les circuits MMIC (Micro Monolithic Integrated Circuit). Ces structures déformables montrent un fort potentiel dans de nombreux domaines d'utilisation comme par exemple :

- l'électronique : micro-commutateurs, micro-capteurs, composants accordables,
- la micro-mécanique : micro-engrenage, pièces mécaniques microscopiques,
- l'optique : micro-miroirs orientables,
- le médical : micro-laboratoires.

En électronique, les MEMS utilisés pour des applications microondes sont appelés MEMS RF.

Les efforts portés par la recherche et les industriels sur les MEMS RF ont été très intenses durant ces deux dernières décennies. Cela a permis de réaliser des dispositifs de plus en plus complexes et performants. La *capacité variable* est un des composants MEMS RF les plus communs dans la littérature. Mais, en réalité, on trouve deux types de capacité variable ; les capacités à variation continue et les capacités à variation discontinue (capacité digitale). Les capacités digitales sont réalisées grâce à des micro-commutateurs et à des capacités fixes MIM (Metal Isulator Metal).

### 1.2.2.2 Les techniques d'actionnement

La déformation mécanique, qui est caractéristique du fonctionnement des composants MEMS, est générée par une force extérieure. Cette force, qui contraint la partie déformable du MEMS, est appliquée via des électrodes et des lignes de polarisation. Il existe principalement quatre techniques différentes d'actionnement qui sont :

- l'actionnement électrostatique,
- l'actionnement électro-thermique,
- l'actionnement piézoélectrique,
- l'actionnement magnétique.

**L'actionnement électrostatique** est la technique d'actionnement la plus utilisée dans le domaine des MEMS RF, puisqu'elle est très simple à mettre en œuvre et consomme peu de courant. Seulement deux électrodes métalliques sont nécessaires, l'une est fixe et l'autre est constituée par la partie déformable. En appliquant une différence de potentiel entre les deux électrodes, il se crée une force électrostatique  $F_e$  attirant les électrodes l'une vers l'autre.

$F_e$ , explicitée par l'équation 1.2, représente la force attractive appliquée aux deux électrodes métalliques et engendrée par la tension  $V$  [19]. Cette force permet de déformer le composant et donc de modifier ses propriétés électriques.

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon S}{e^2} V^2 \quad (1.2)$$

La figure 1.1 montre le principe de l'actionnement électrostatique pour le cas d'une poutre mono-encastree et d'une poutre bi-encastree. Il est important de noter que la vitesse de commutation de la structure est tributaire des dimensions de cette derniere ainsi que de la raideur de la poutre et de sa geometrie.

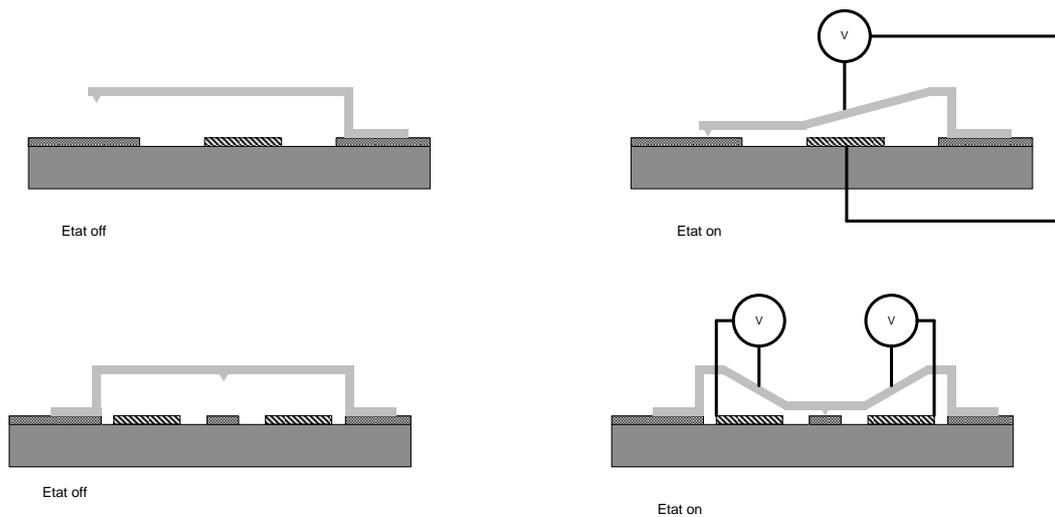


FIGURE 1.1 – Principe de l'actionnement électrostatique.

L'inconvénient majeur de cette méthode réside dans son manque de fiabilité, en particulier à cause du chargement du diélectrique, résultant du fort champ électrique auquel ce dernier est soumis (le diélectrique piège des charges).

**L'actionnement électro-thermique** utilise la réponse thermique propre à chaque élément, à savoir sa déformation (ou dilatation) en fonction de la température. Pour mettre en œuvre cet actionnement, on va joindre à la structure déformable un film résistif. Lorsqu'un courant circule dans cette résistance, il provoque un échauffement du composant engendrant la déformation du matériau dilatable et donc de la poutre (figure 1.2).

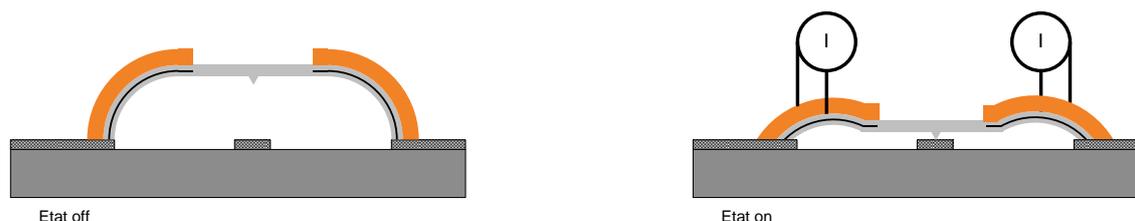


FIGURE 1.2 – Principe de l'actionnement électro-thermique.

Les tensions nécessaires pour commander l'actionnement sont très faibles, ce qui constitue un avantage majeur. En revanche, le courant traversant les résistances est très important (quelques mA) et doit être maintenu durant toute la durée de l'actionnement. De plus, les constantes de temps thermiques sont bien supérieures aux constantes de temps électriques, le temps de commutation de ce système est, par conséquent, bien plus grand que celui des composants actionnés électrostatiquement. A l'inverse d'un actionnement électrostatique, ce type d'actionnement ne souffre pas de problème de chargements. Cela permet aux composants actionnés électro-thermiquement, de présenter une plus grande fiabilité.

**L'actionnement piezoélectrique** consiste à utiliser un matériau piezoélectrique pour contraindre mécaniquement le composant (figure 1.3) et provoquer la déflexion de la poutre. En effet, ce type de matériau a la particularité de se déformer proportionnellement à l'application d'un champ électrique, crée par une différence de potentiel.



FIGURE 1.3 – Principe de l'actionnement piezoélectrique

L'avantage principal de cette technique est que ces matériaux ont une déformation proportionnelle à la commande en tension. Ils présentent une stabilité forte, un phénomène d'hystérésis réduit et pas de chargement de diélectrique. Ce type d'actionnement est donc indiqué pour constituer des composants accordables analogiques.

La difficulté consiste en l'intégration des films piézoélectriques (e.g. film PZT) dont les températures de fabrication très élevées ( $\geq 700^{\circ}\text{C}$ ) sont incompatibles avec les technologies CMOS.

**L'actionnement magnétique** utilise la magnétostatique. Il est possible de rencontrer ce phénomène dans deux cas bien précis :

- lors du passage d'un courant continu à travers un conducteur,
- lorsque le champ magnétique est engendré par un aimant permanent, ce qui peut-être le cas d'un matériau ferromagnétique dit *dur*.

La force résultant de ce type d'actionnement est plus importante que celle apportée par l'actionnement électrostatique ou thermique, cela permet de grands déplacements de la partie mobile du composant.

Cependant, la réalisation d'aimants permanents intégrés (ferromagnétiques) s'avère délicate, ce qui explique le peu de composants intégrés de ce type présentés dans la littérature.

Pour générer un champ magnétique continu, les concepteurs utilisent le plus souvent une inductance spirale placée sous la partie mobile du MEMS (figure 1.4). Les dimensions du composant sont principalement tributaires des dimensions de l'inductance d'actionnement. Comme le champ magnétique induit doit être important pour défléchir la poutre, il est nécessaire d'avoir une inductance de forte valeur (donc de taille conséquente) mais également un courant continu important la traversant.

Bien que ce type d'actionnement ne souffre pas d'instabilité et qu'il soit le seul à offrir une vraie bistabilité, il se voit peu utilisé à cause de sa consommation d'énergie élevée à la commutation et de son importante surface.

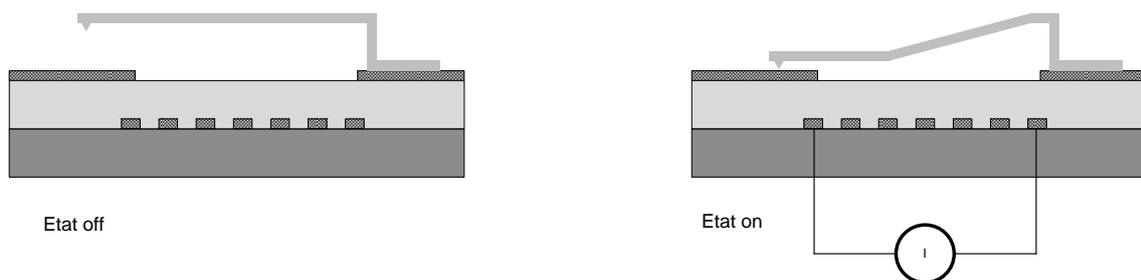


FIGURE 1.4 – Principe de l'actionnement magnétique

Le tableau 1.1 reprend les différents avantages et inconvénients de chaque technique d'actionnement.

Actionnement	Les $\oplus$	Les $\ominus$
électrostatique	consommation faible intégration simple nombreux designs différents	fiabilité (chargement diélectrique) tension d'actionnement élevée
thermique	grands déplacements	consommation élevée commutation lente
piezoélectrique	faible consommation faible tension d'actionnement simplicité	sensibilité à la température faible amplitude de déplacement
magnétique	bistable déplacement important	fort courant de commande complexité

TABLE 1.1 – Tableau comparatif des techniques d'actionnement des MEMS.

Avec le développement récent de la technologie *MEMS*, il devient possible de concevoir des capacités accordables d'un nouveau genre. En effet, cette technologie permet de faire varier la valeur de la capacité de manières différentes en fonction du type d'actionnement choisi et de la géométrie du MEMS. L'actionnement représente le type de commande appliquée au composant pour contrôler la variation de capacité.

Dans la suite de cette section, nous présentons un état de l'art des capacités passives accordables. Nous les séparons en quatre groupes différents qui sont :

- les capacités digitales qui utilisent des micro-commutateurs,
- les capacités MEMS à variation de l'épaisseur  $e$  du diélectrique,
- les capacités MEMS à variation de la surface  $S$  des électrodes en regard,
- les capacités MEMS à variation de la permittivité relative  $\varepsilon_r$  du diélectrique.

### 1.2.2.3 Les capacités digitales

Le principe de la capacité digitale MEMS repose sur l'utilisation de commutateurs MEMS RF. Un commutateur MEMS RF étant un composant micrométrique présentant 2 états (binaire) obtenus en fonction de la commande appliquée. Ainsi, la capacité équivalente présentera  $2^n$  états,  $n$  étant le nombre de commutateurs utilisés.

Il existe plusieurs classes de commutateurs : série ou parallèle et à contact résistif (également appelé ohmique) ou capacitif. En fonction de son état (haut ou bas), le commutateur résistif série (figure 1.5) est équivalent à un court circuit ( $R_{on}$ ) ou présente une capacité série de très faible valeur ( $C_{off}$ ). Lorsqu'il est équivalent à un court-circuit, les pertes d'insertion du composant doivent être très faibles ( $< 0,5$  dB). Ce commutateur est très performant en basse fréquence, en revanche, la résistance de contact ( $R_{on}$ ) est très dépendante de l'état de surface du contact, ce qui peut engendrer d'importantes pertes et donc une tenue en puissance limitée.

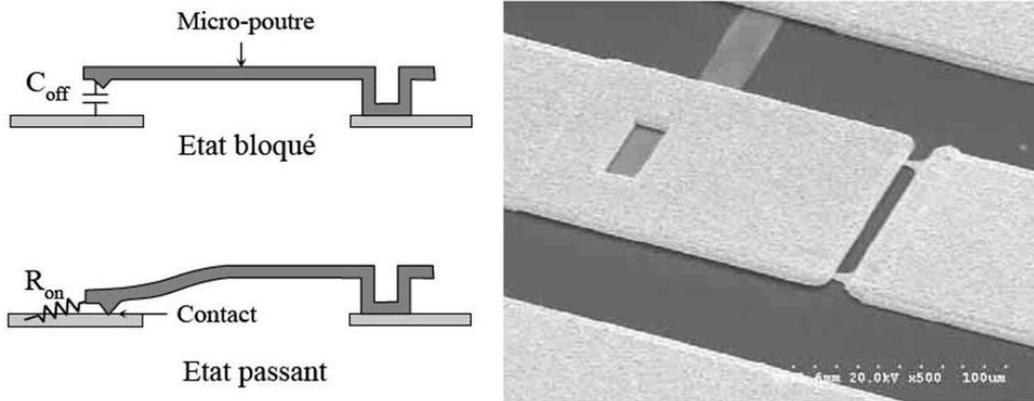


FIGURE 1.5 – Commutateur résistif série

Le commutateur capacitif série a un fonctionnement assez semblable au précédent sauf à l'état bas où il est équivalent à une capacité série. La valeur de la capacité série à l'état bas ( $C_{on}$ ) est plus grande que la capacité à l'état haut ( $C_{off}$ ). Cela est dû à la variation d'entrefer engendrée par le déplacement de la partie mobile et également par le dépôt d'un diélectrique de faible épaisseur entre la ligne de transmission et la partie mobile du commutateur. L'utilisation de ce commutateur est limitée aux basses fréquences par la valeur de la capacité  $C_{on}$  et aux hautes fréquences par la capacité  $C_{off}$ .

Les commutateurs parallèle ont un fonctionnement identique sauf qu'ils vont appliquer la commutation entre la ligne de transmission et la masse.

De manière générale, les commutateurs série sont réalisés à l'aide de poutres mono-encastées (figure 1.5) alors que les commutateurs parallèle sont le plus souvent réalisés à l'aide de poutre bi-encastées (figure 1.6).

La figure 1.7 présente un récapitulatif des différents commutateurs possibles et leur modèle électrique en fonction de leur état, haut ou bas.

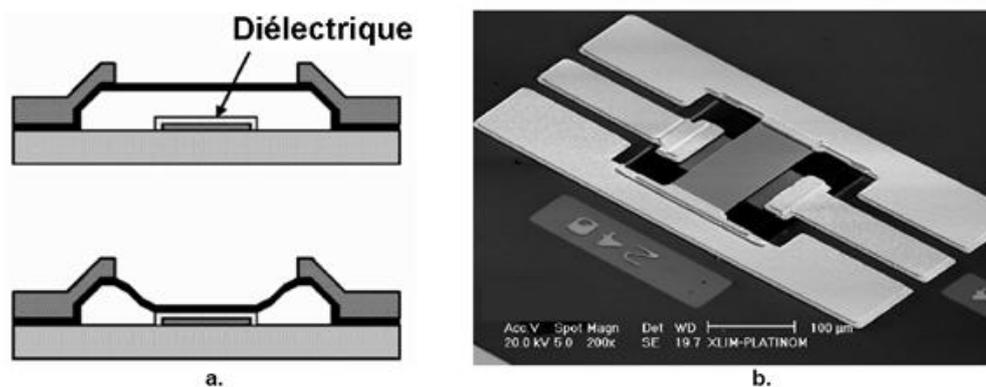


FIGURE 1.6 – Commutateur capacitif parallèle.

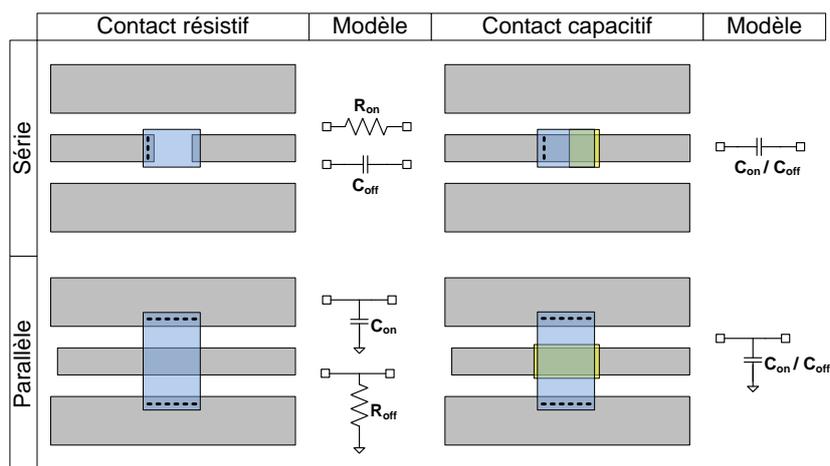


FIGURE 1.7 – Récapitulatif des différents types de commutateurs MEMS RF.

J. BRANK, de l'entreprise Raytheon, a développé une capacité digitale utilisant des commutateurs MEMS RF capacitifs (figure 1.8) [20]. Le réseau réalisé à l'aide de ces dernières, présenté en figure 1.9, est constitué de cinq capacités MIM dont les valeurs sont données dans le tableau 1 et de quatre commutateurs capacitifs actionnés électrostatiquement. Ces commutateurs ont une capacité série à l'état haut de 30 fF contre 3 pF à l'état bas. Chaque commutateur est monté en série avec une capacité MIM. Cela permet d'obtenir 16 états différents donc 16 valeurs de capacités distinctes, i.e. une capacité digitale 4-bits.

La capacité minimale réalisable est fixée par  $C_0$ , ici 3,08 pF. La valeur des composants  $C_1$  à  $C_4$ , données figure 1.9 (c), est choisie de façon à permettre une excursion homogène de la plage de variation de la capacité. La valeur maximale de la capacité est obtenue lorsque les commutateurs sont à l'état bas (i.e. lorsque la capacité du commutateur est le plus grande). Dans cette configuration, la capacité obtenue est de 6,3 pF. La taille approximative de cette solution est de 2 mm x 2 mm.

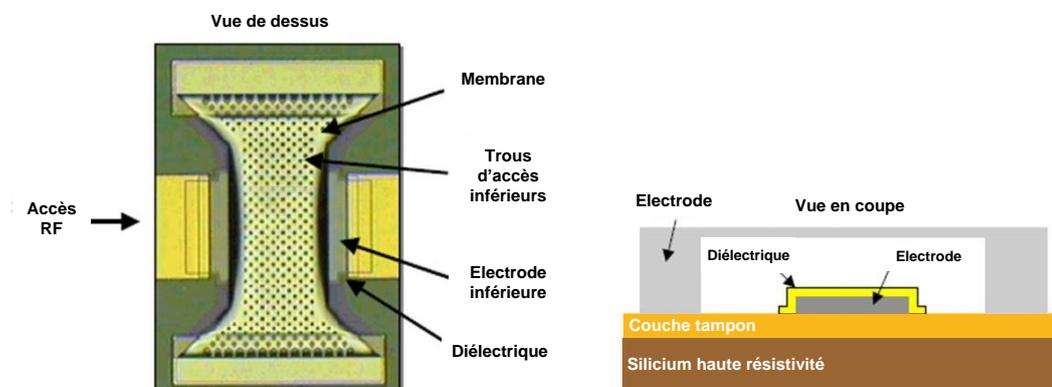


FIGURE 1.8 – (a) Photographie du commutateur capacitif, (b) Principe en coupe du pont

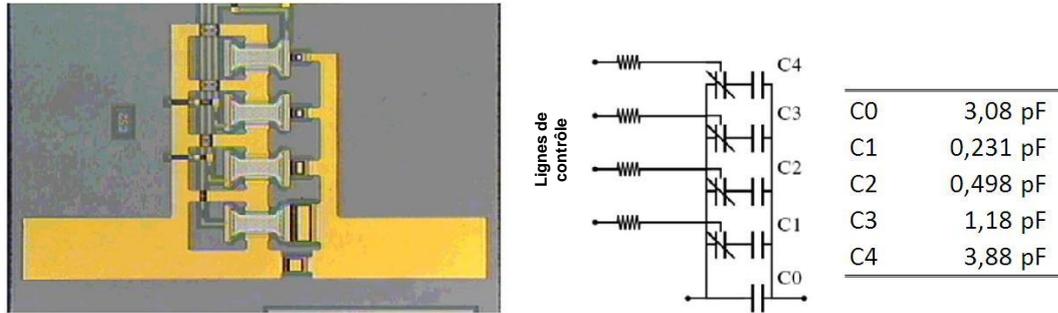


FIGURE 1.9 – (a) Photographie de la capacité digitale 4-bits, (b) Schéma électrique équivalent, (c) Valeur des capacités MIM.

#### 1.2.2.4 Capacités MEMS RF à variation continue

De par leur principe, les capacités digitales ne présentent pas une variation analogique de leur valeur. Certaines applications, comme le filtrage accordable, peuvent nécessiter une précision importante, obtenu en multipliant le nombre d'états possibles pour la capacité (i.e. en augmentant le nombre de bits). Mais cela entraînerait une augmentation de la taille du dispositif, accompagnée de la création d'effets inductifs parasites.

En contrôlant l'actionnement, il est possible d'obtenir une variation continue de la capacité en fonction de la commande et cela, pour plusieurs types d'actionnement.

**Variation d'entrefer.** L'équation 1.1 montre qu'une diminution de l'entrefer  $e$  va entraîner une augmentation de la capacité. L'entrefer représentant la distance entre le pont MEMS et la ligne de transmission, la déflexion du pont fait obligatoirement varier cette dimension.

Les premières capacités variables MEMS à 2 électrodes parallèles ont été réalisées en 1996, dans les laboratoires de l'université de Californie à Berkley et publiées par D. J. YOUNG et B. E. BOSER (figure 1.10) [21]. Le composant est constitué d'une électrode métallique mobile suspendue au dessus d'une seconde électrode fixe de  $200 \mu\text{m} \times 200 \mu\text{m}$ . La partie mobile est maintenue par 4 bras d'encrages, dimensionnés de façon à obtenir une constante de raideur de  $3,8 \text{ N/m}$  et ainsi obtenir une fréquence de résonance mécanique de  $35 \text{ kHz}$ .

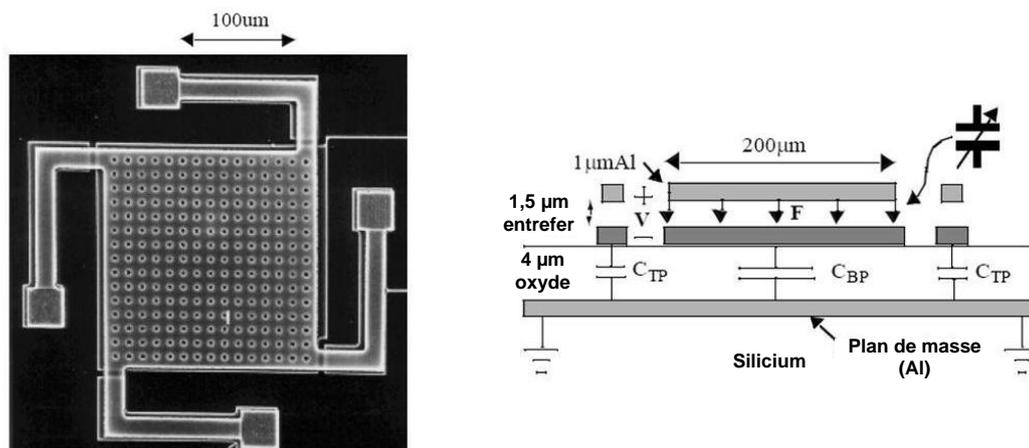


FIGURE 1.10 – Capacité MEMS à variation d'entrefer de D. J. YOUNG et B. E. BOSER [21].

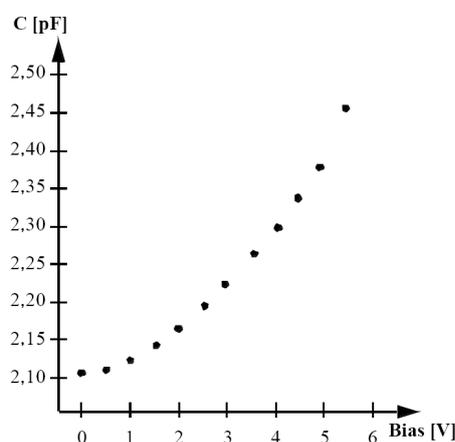


FIGURE 1.11 – Variation de la capacité [21].

Le composant possède un actionnement électrostatique; la figure 1.11 présente la variation de capacité en fonction de la tension d'actionnement. La capacité nominale est de 2,11 pF, et atteint 2,46 pF pour une tension d'actionnement de 5,5 V. La plage d'accord est relativement faible car elle est limitée par les capacités parasites introduites par le substrat.

Z. FENG utilise quant à lui un actionnement électro-thermique pour faire varier l'entrefer [22]. Le varactor série qu'il présente dispose de bras d'actionnement réalisés avec deux matériaux dont les coefficients de dilatation thermique sont très différents (figure 1.12). Le passage d'un courant dans ce bras métallique engendre un échauffement et donc une dilatation du matériau le plus sensible à la température. L'association avec le matériau dont la dilatation est plus faible va entraîner un déplacement vertical de la partie mobile et donc créer une variation de l'entrefer de la capacité.

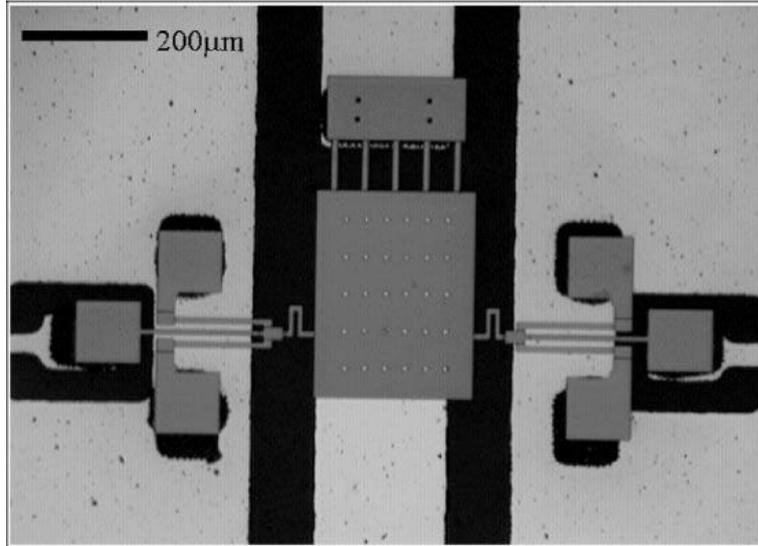


FIGURE 1.12 – Représentation du dispositif [22].

Ce dispositif a permis à Z. FENG d'obtenir un rapport  $C_{max}/C_{min}$  de 2,7 avec un temps de réponse de l'ordre de quelques millisecondes (contre quelques microseconde pour un actionnement électrostatique). Bien que la tension d'activation soit faible, la consommation en courant est élevée ce qui peut être problématique pour des systèmes embarqués.

Enfin, J. PARK utilise un actionnement piézoélectrique (figure 1.13) pour commander le déplacement de l'électrode mobile [23]. La tension d'actionnement sert à contrôler la déformation du cristal de quartz et donc la déflexion de l'électrode mobile placée au dessus d'une ligne de transmission. Seuls les bras servant à l'ancrage de l'électrode mobile sont réalisés à l'aide d'un matériau piézoélectrique.

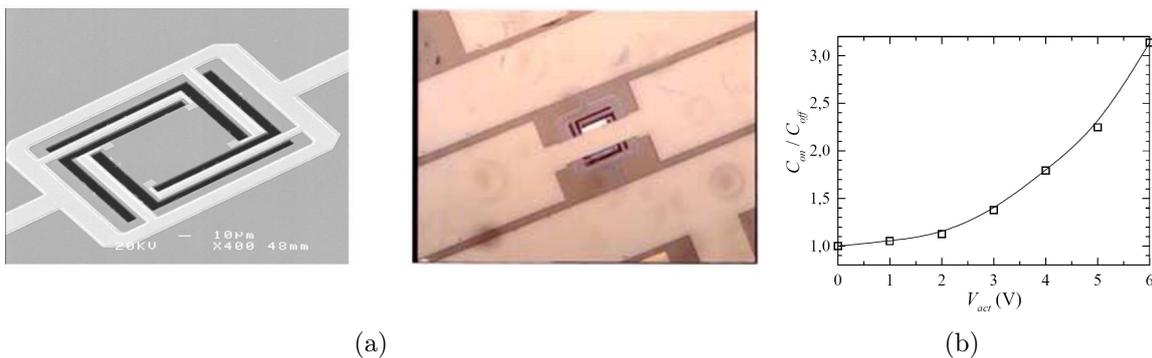


FIGURE 1.13 – (a) Photographies de la capacité piezoélectrique et (b) Variation de la capacité en fonction de la tension d'actionnement [23]

L'électrode mobile mesure  $150 \mu\text{m} \times 150 \mu\text{m}$ , son déplacement atteint  $3 \mu\text{m}$  pour une tension d'actionnement de 10 V. La figure 1.13(b) montre le rapport de capacité en fonction de la tension d'actionnement. J. PARK mesure un rapport  $C_{max}/C_{min}$  (ici

$C_{on}/C_{off}$ ) supérieur à 3 pour une tension de commande de seulement 6 V. Ce type d'actionnement permet donc d'atteindre un fort rapport  $C_{max}/C_{min}$  avec une faible tension d'activation.

**Variation de surface.** Ce type de capacité est rendue variable par la modification de la surface des électrodes en regard. On retrouve, dans la littérature, deux principes de capacités à variation de surface :

- les capacités rotatives,
- les capacités interdigitées.

A. MEDHAOUI, de la société ST Microelectronic, présente une capacité rotative à actionnement thermique [24, 25]. Une photographie du composant accordable est présentée en figure 1.14. L'effet rotationnel est apporté par le désaxement des deux bras d'encrage l'un par rapport à l'autre. La variation d'angle de la partie rotative est faible. On note ici que l'angle de rotation est de 7 degrés. On remarque sur l'agrandissement de la figure 1.14 que les électrodes sont fractionnées, cela a pour conséquence de diminuer la capacité maximale réalisable, mais surtout d'augmenter l'impact de la rotation sur le rapport  $C_{max}/C_{min}$ . Ainsi, une accordabilité de près de 70 % a été obtenue, mais avec une consommation relativement importante du fait du type d'actionnement (300 mW dans le cas le plus défavorable).

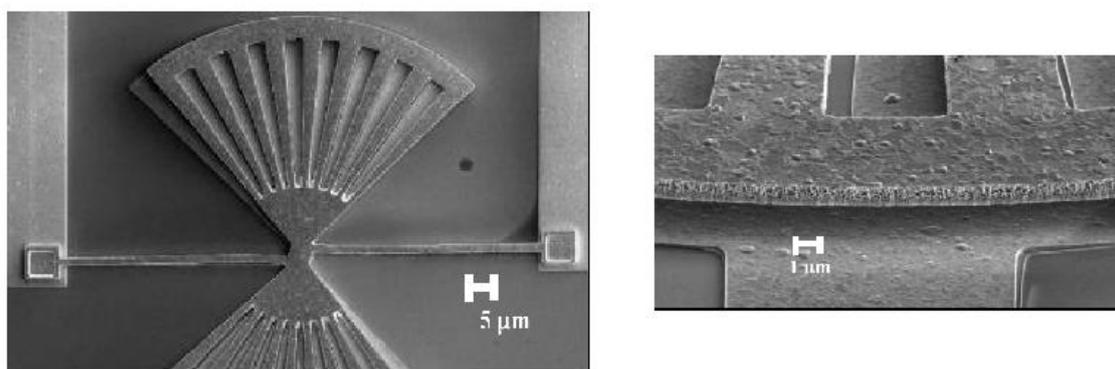


FIGURE 1.14 – Photographies de la capacité rotative [24, 25].

J. YAO, montre un réseau de capacités interdigitées verticales à actionnement électrostatique [26, 27]. Le dispositif est présenté en figure 1.15. Lors de l'actionnement, la partie mobile va se déplacer longitudinalement. L'imbrication des deux parties de la capacité augmentant la surface des électrodes en regard et conduit à un accroissement de la valeur de la capacité. Ici, le rapport  $C_{max}/C_{min}$  atteint 3.

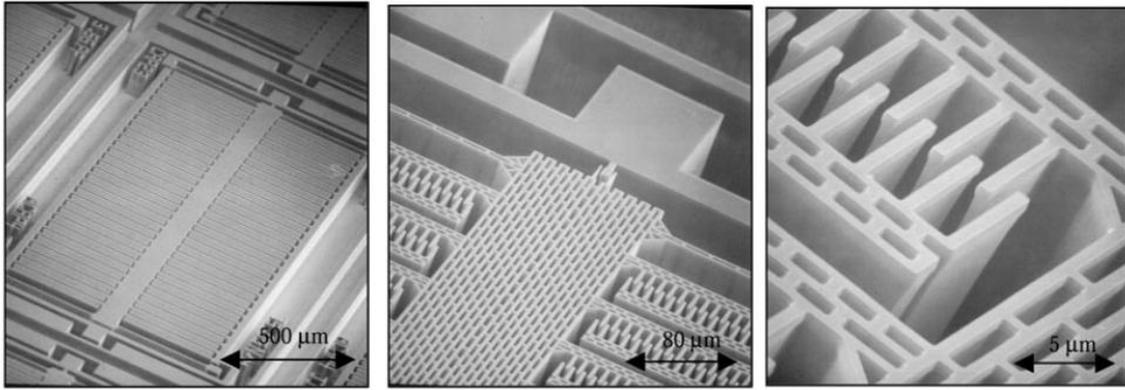


FIGURE 1.15 – Images MEB de la capacité variable à peignes interdigités [27].

Ces dispositifs ont une taille relativement importante, ce qui implique un fonctionnement plutôt à basse fréquence. Ils ont l'avantage de ne pas avoir de limitation théorique du rapport  $C_{max}/C_{min}$  et peuvent atteindre de grandes valeurs de capacités en multipliant le nombre de doigts de capacité. L'inconvénient de cette structure est sa sensibilité importante aux accélérations, c'est pourquoi elle est le plus souvent utilisée pour la réalisation d'accéléromètre [28, 29, 30].

**Variation de permittivité du diélectrique.** La méthode la plus simple pour réaliser une modification de la permittivité consiste à déplacer un barreau de diélectrique placé entre deux électrodes métalliques, comme le montre le schéma de principe de la figure 1.16. De cette façon, la permittivité effective se trouve modifiée en fonction du déplacement du barreau de diélectrique. Cependant, peu de travaux ont été menés sur ce type de capacité accordable.

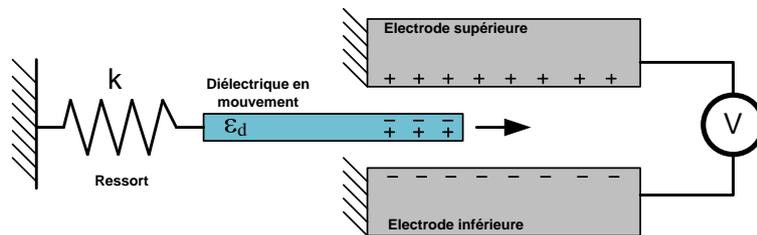


FIGURE 1.16 – Principe de la variation de permittivité par déplacement d'un barreau de diélectrique

Une autre possibilité est l'utilisation d'un matériau ferroélectrique placé entre deux électrodes comme le montre la figure 1.17. Ce type de matériau a la propriété de modifier sa permittivité en fonction de l'intensité du champ électrique auquel il est soumis. Le plus commun de ces matériaux est le BST ( $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ ). J. FU a présenté

une capacité de ce type [31]. Un rapport de capacité  $C_{max}/C_{min}$  de 2, avec une valeur de capacité maximale de 1,1 pF (pour une puissance d'entrée de 0 dBm), a été mesuré.

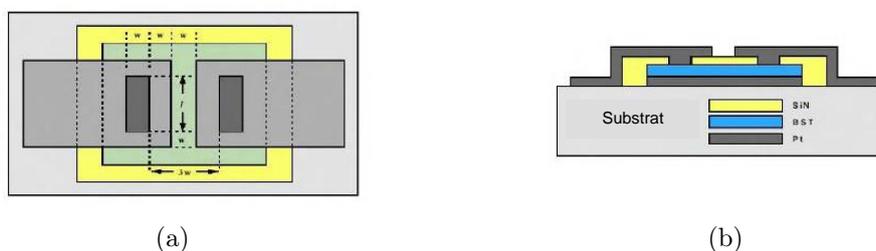


FIGURE 1.17 – Structure d'une capacité BST a) vue de dessus et b) en coupe.

Un des avantages majeurs de ce type de capacité est que la permittivité du film de BST peut facilement atteindre des valeurs supérieures à 200 [32], ce qui autorise la réalisation de capacité de forte valeur sur de petites surfaces. En revanche, un signal RF de forte puissance peut avoir un impact important sur la valeur de la permittivité du film. Le signal RF va engendrer un champ électrique entre les électrodes de la capacité et va donc modifier les propriétés électriques du film ferroélectrique [31, 32].

### 1.2.2.5 Principe du Zipping

Le Zipping est une amélioration du commutateur MEMS RF qui confère au composant une variation continue. La figure 1.18 montre les deux topologies distinctes que peut avoir ce composant. Ces deux topologies sont appelées :

- Curled (figure 1.18(a)),
- S-shaped (figure 1.18(b)).

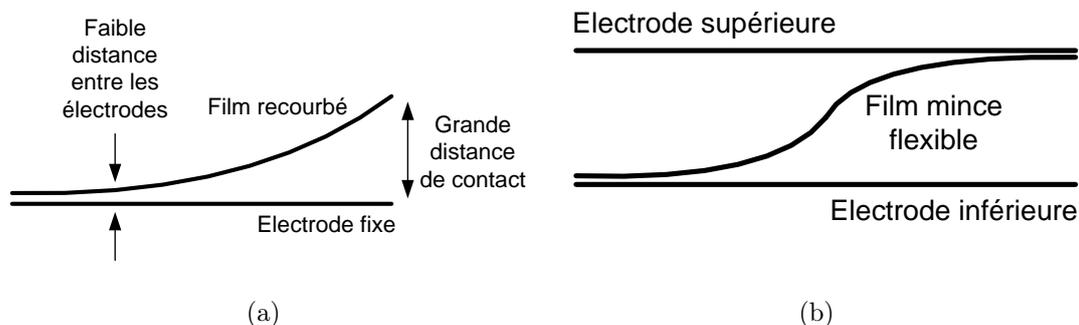


FIGURE 1.18 – Topologie de base de la capacité variable zipper dite a) Curled et b) S-shaped

Lors de l'actionnement (électrostatique), la membrane souple va être attirée progressivement vers l'électrode d'actionnement. Ce déplacement est fonction de la tension d'activation, ce qui permet d'obtenir une variation continue de la capacité. On peut d'ailleurs trouver de nombreux travaux sur ce sujet dans la littérature [33, 34, 35, 36]. La figure 1.19 montre une vue 2D du type S-shaped dans différents états.

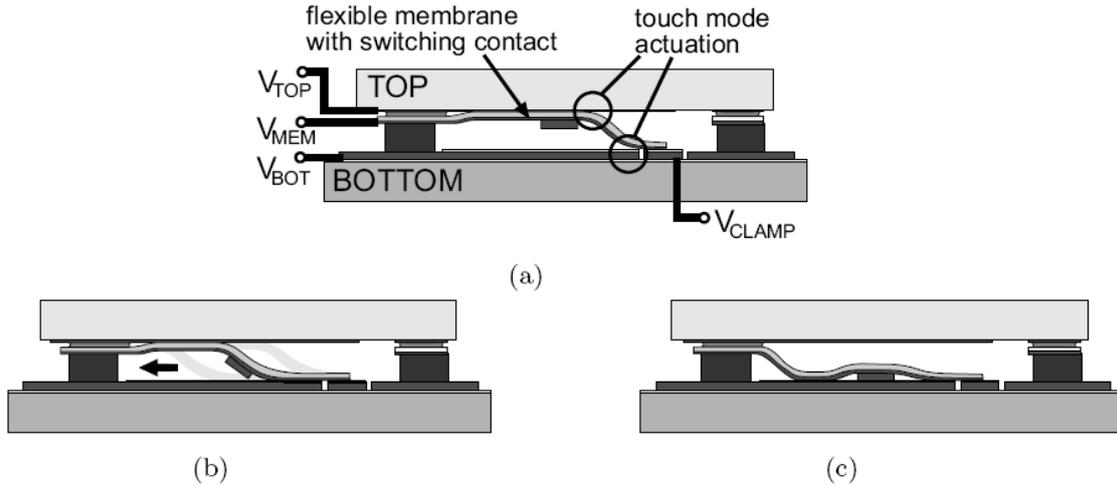


FIGURE 1.19 – Image 2D de la capacité zipper S-shaped de J. OBERHAMMER [36] a) à l'état haut, b) lors de l'actionnement et c) à l'état bas

R. MAHAMEED présente une capacité zipper principalement destinée à la réalisation de fonctions de filtrages accordables et de réseaux de matching [34] grâce à un facteur de qualité  $Q > 100$  à une fréquence de 3 GHz et un rapport  $C_{max}/C_{min}$  de 3. La capacité minimale  $C_{min}$  est de 70 à 90 fF alors que la capacité maximale  $C_{max}$  est de 240 à 270 fF.

### 1.2.3 Capacités actives accordables

Les varactors (ou varicaps) sont des capacités variables analogiques réalisées à partir d'une jonction PN (i.e. une diode) polarisée en inverse (figure 1.20). La polarisation inverse crée une zone désertée<sup>1</sup> à l'interface entre la région P et la région N. Cette zone désertée est équivalente à un isolant et sa largeur est fonction de la tension de polarisation. En assimilant les régions N et P à des conducteurs, on obtient le schéma de principe d'une capacité. Comme l'épaisseur de la zone désertée (jouant le rôle d'isolant) est fonction de la tension, la diode varactor est équivalente à une capacité variable contrôlée en tension.

1. Zone sans porteur de charge située à la jonction de deux matériaux semi-conducteurs dopés N et P.

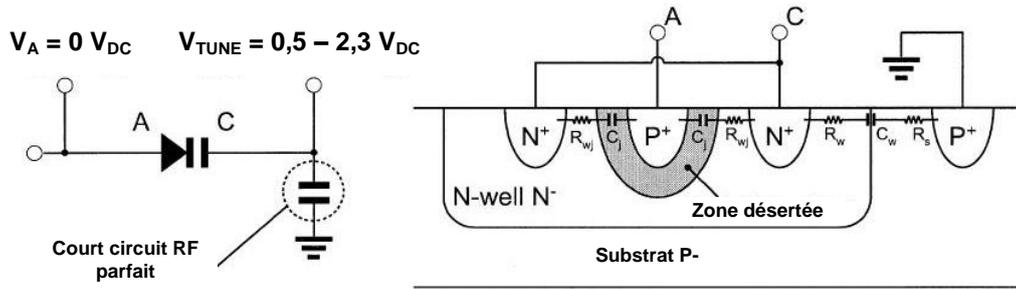


FIGURE 1.20 – La jonction PN [37].

En reliant le drain et la source d'un transistor MOS, on retrouve également une jonction PN équivalente (figure 1.21). On peut donc également utiliser un transistor MOS comme varactor. Ce type de composant permet d'atteindre des rapports  $C_{max}/C_{min}$  de l'ordre de 2. La figure 1.22 donne le rapport  $C_{max}/C_{min}$  d'un transistor MOS monté en varactor [37].

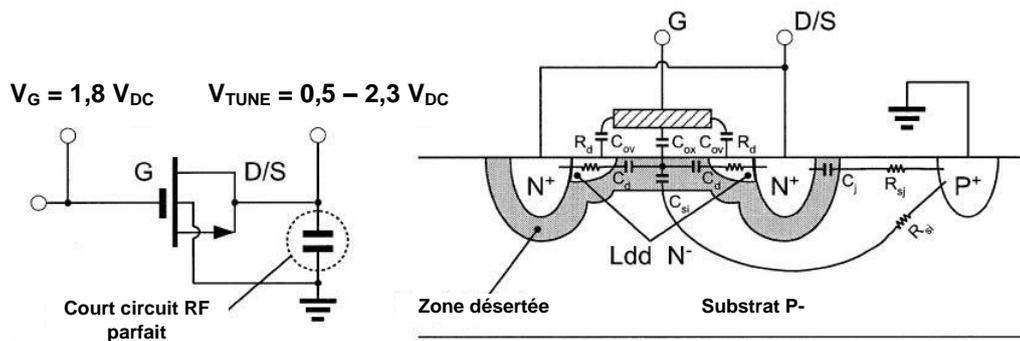


FIGURE 1.21 – Le varactor MOS [37].

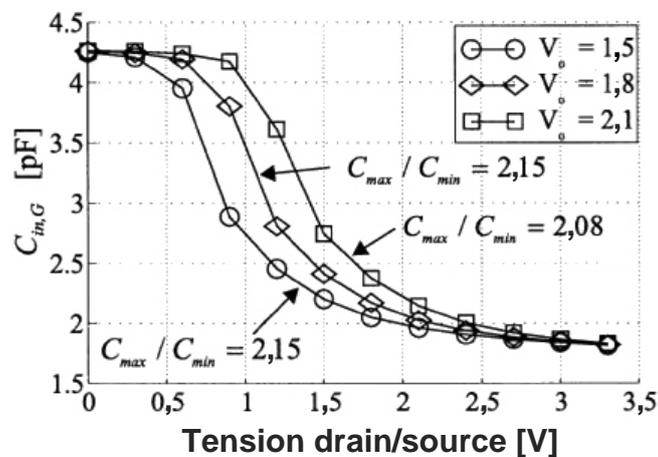


FIGURE 1.22 – Courbe C-V d'un varactor MOS [37].

Ces composants sont d'une grande précision et leur fiabilité est importante grâce à la maîtrise des procédés de fabrication MMIC. Les varactors permettent en plus d'atteindre des valeurs de capacité importantes pour un encombrement relativement faible. Le facteur de qualité de ce composant dépend principalement de la taille du transistor. Généralement, ce facteur de qualité atteint des valeurs supérieures à 20 à 1 GHz.

## 1.2.4 Conclusion

Chaque type de capacité variable possède ses avantages et ses inconvénients en fonction de la technologie employée, de sa géométrie et de la technique utilisée pour contrôler la variation de capacité. Le tableau 1.4 dresse un récapitulatif des performances des différentes capacités variables analogiques rencontrées dans cette section.

Réf.	Actionnement	$C_{min}$ (pF)	$C_{max}/C_{min}$	Tension (V)	Facteur de qualité
variation d'entrefer					
[22]	électrothermique	0,331	2,68	2,5	30 - 108 (@1 GHz)
[38]	électrostatique	0,63	1,42	3,6	40 (@1 GHz)
[39]	électrostatique	0,945	6	75	-
[23]	piezoélectrique	$80 \cdot 10^{-3}$	3,1	6	210 (@1 GHz)
[21]	électrostatique	2,1	1,16	6	62 (@1 GHz)
zipping					
[35]	électrostatique	-	4,5	55	17
[34]	électrostatique	$70 - 90 \cdot 10^{-3}$	3	-	> 100 (@3 GHz)
[33]	électrostatique	0,35	2,5	35	-
variation de surface					
[26]	électrostatique	3,28	2	5	-
[27]	électrostatique	1,3	4,6	5,2	-
[40]	électrostatique	0,27	31	50	273 (@1 GHz)
[41]	électrostatique	0,32	4,2	60	71 - 8,7 (@1 GHz)
[42]	piezoélectrique	0,5	4	25	-
[25]	électrothermique	0,42	1,3	1,2	-
variation de permittivité					
[43]	-	1,14	1,40	10	218 (@1 GHz)
jonction PN					
[44]	-	0,7	2	4	-
[45]	-	20	5	4	5 - 30 (@10 MHz)
[37]	-	2	2,15	3	27 - 35 (@2 GHz)

TABLE 1.2 – Tableau récapitulatif des capacités à variations analogiques MEMS.

## 1.3 Les composants inductifs intégrés et accordables

Comme la fonction *capacité variable*, la fonction *inductance variable* fait l'objet d'études, mais elles sont moins nombreuses que celles menées sur les composants capacitifs. Cela est dû principalement à leur complexité. Une inductance reconfigurable peut servir dans un large éventail d'applications comme, par exemple, la réalisation de circuits d'adaptation, d'antennes et de filtres reconfigurables. En réalisant un résonateur à l'aide d'une inductance et d'une capacité, toutes deux variables, il est possible d'obtenir une fonction de filtrage reconfigurable en fréquence et en bande passante et cela, sur une large gamme de fréquence.

Nous focalisons la suite de cette section sur des solutions totalement intégrables en omettant volontairement les composants non intégrables ou utilisant un actionnement manuel ou externe.

Dans la littérature, on distingue deux grandes familles distinctes de self-inductance intégrées et accordables :

- Les inductances passives, principalement nées de l'émergence de la technologie MEMS et utilisant la majorité des différentes techniques d'actionnement présentées à la section 1.2.2.1 de ce manuscrit,
- Les inductances actives, réalisées à l'aide de gyrateurs.

### 1.3.1 Inductances passives

#### 1.3.1.1 Inductances digitales

Tout comme pour les capacités digitales, il est possible de concevoir un réseau de spires reconfigurables en utilisant des commutateurs MEMS. La figure 1.23 montre un exemple d'inductance reconfigurable utilisant ce type de commutateurs.

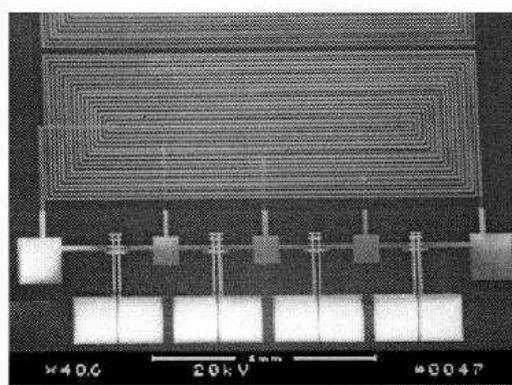


FIGURE 1.23 – Réseau de spire reconfigurable utilisant des commutateurs MEMS [46].

Cette solution, présentée par S. ZHOU met en œuvre des commutateurs MEMS (série à contact ohmique) et permet de faire varier l'inductance de 2,5 nH à 324,8 nH. Les commutateurs sont utilisés pour insérer ou non des tronçons d'inductance de différentes valeurs. L'avantage de cette méthode est qu'il est possible d'atteindre des valeurs d'inductance très fortes et d'obtenir un grand nombre d'états distincts. En revanche, il est difficile d'obtenir un pas de variation de faible valeur à cause de la géométrie de la solution. En effet, les longueurs de lignes présentes entre le tronçon à commuter et le MEMS doivent être négligeables devant le pas de variation de l'inductance digitale. Il est possible d'augmenter la largeur de ces lignes pour minimiser ces inductances parasites, mais cette modification a pour effet de réduire la fréquence de coupure de l'inductance reconfigurable. C'est pourquoi S. ZHOU annonce une fréquence d'utilisation maximale de son composant très faible (10 kHz).

### 1.3.1.2 Inductances analogiques

Pour des applications RF, comme les filtres RF et les antennes accordables, les concepteurs préfèrent les composants à variation continue. Nous allons maintenant présenter quelques solutions parues dans la littérature.

D'une manière générale, la variation de self-inductance passive peut résulter de trois principes distincts :

- la variation de la géométrie du bobinage qui permet, par exemple, de modifier la mutuelle inductance induite au primaire (figure 1.24(a)),
- la variation du couplage entre le bobinage et le noyau magnétique (figure 1.24(b)),
- la variation de la perméabilité du noyau magnétique (figure 1.24(c)).

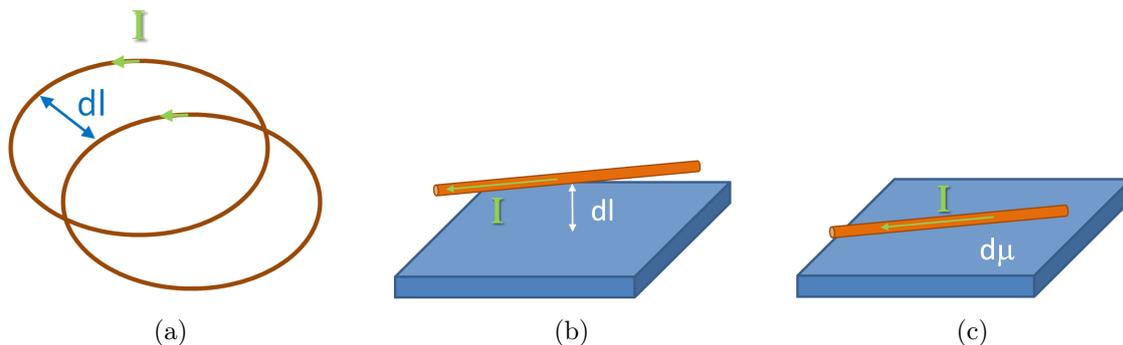


FIGURE 1.24 – (a) Variation de la géométrie du bobinage, (b) Variation du couplage entre bobinage et noyau magnétique, (c) Variation des propriétés du noyau magnétique.

**Variation de géométrie du bobinage.** Le laboratoire BELL présente une inductance à variation continue utilisant la dilatation thermique pour modifier la topologie du

bobinage (figure 1.25). Au repos, les deux spires de l'inductance sont réalisées de façon à ce qu'elles soient éloignées l'une de l'autre grâce à une contrainte mécanique résiduelle. Lorsque la température augmente, la dilatation provoque un rapprochement de ces deux spires et donc une augmentation de la mutuelle inductance. La variation relative d'inductance est de l'ordre de 18 % avec un facteur de qualité proche de 5 à 1 GHz (figure 1.25).

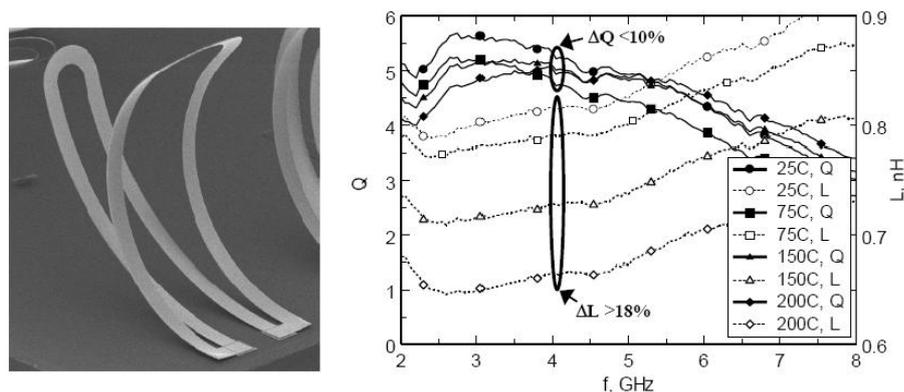


FIGURE 1.25 – Inductance variable réalisée au laboratoire Bell [47].

La figure 1.25 montre que l'inductance est très dépendante de la fréquence. Cela peut alors poser un problème si l'application visée nécessite une grande variation fréquentielle. De plus, le passage de signaux RF dans cette inductance provoque un échauffement des spires, donc une variation de l'inductance. Ainsi, cette solution est à réserver pour des applications à faible niveau de puissance.

Comme nous l'avons vu dans l'exemple précédent, il existe une mutuelle inductance entre deux spires d'une même inductance. Il existe le même phénomène entre deux inductances indépendantes situées à proximité, c'est le principe du transformateur.

C.-M. TASSETTI, de l'ESIEE (Ecole Supérieure Ingénieur Electronique Electrotechnique) utilise ce phénomène pour réaliser une inductance variable à actionnement électrostatique [48]. La tension d'actionnement contrôle la déflexion de la poutre MEMS où est imprimée l'inductance secondaire, et donc la distance séparant les deux inductances (figure 1.26), ce qui permet d'obtenir une variation de la mutuelle inductance.

Ce procédé offre une valeur d'inductance peu dépendante de la fréquence entre 1,5 GHz et 5 GHz, avec une variation de près de 50 % de sa valeur pour une tension d'actionnement allant de 0 à 150 V (figure 1.26).

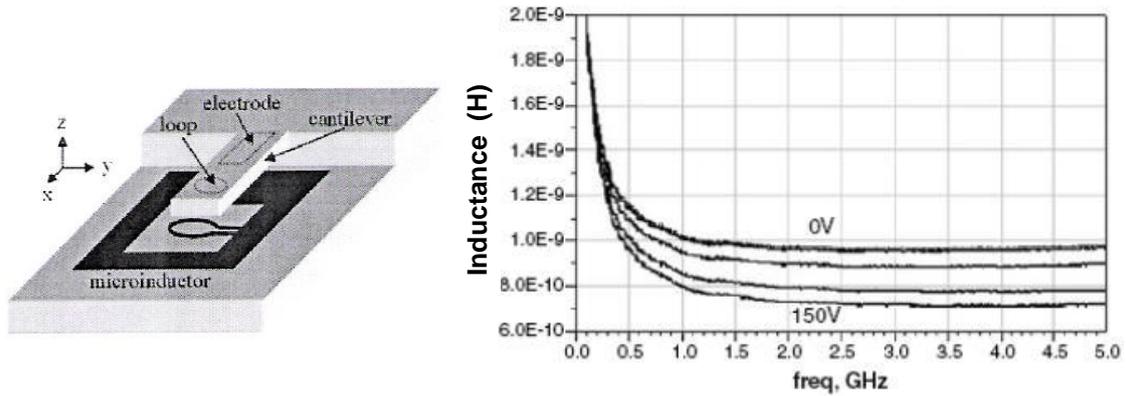


FIGURE 1.26 – Inductance variable réalisée par l'ESIEE [48].

I. ZINE-EL-ABIDINE utilise le même effet et présente une inductance à actionnement thermique et compatible CMOS [49]. Cette inductance a montré une accordabilité de 30 % avec un facteur de qualité de 25 et une fréquence de résonance supérieure à 35 GHz. Elle est donc utilisable pour des applications hautes fréquences, nécessitant un facteur de qualité élevé (pour une inductance localisée). L'actionnement thermique provoque la déflexion d'une des deux spires (figure 1.27), ce qui réduit la mutuelle inductance et par conséquent et donc, fait diminuer la valeur de l'inductance mesurée. La figure 1.28 présente les résultats de mesures.

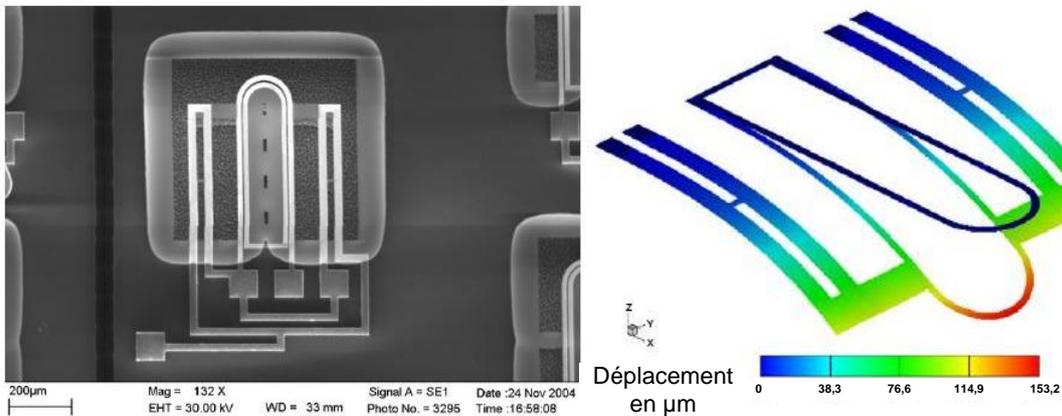


FIGURE 1.27 – Inductance variable présentée par I. ZINE-EL-ABIDINE [49]

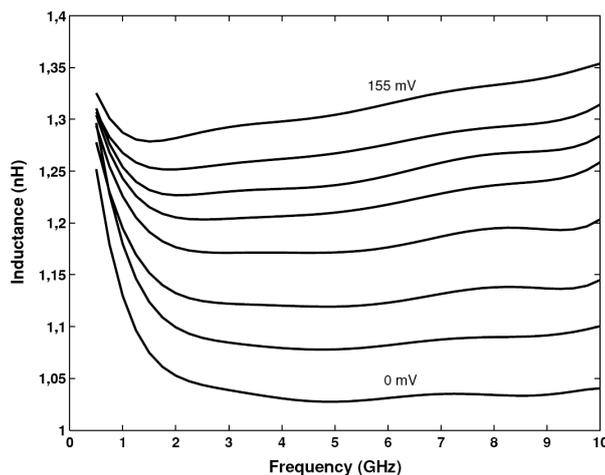


FIGURE 1.28 – Mesure de l'inductance variable présentée par I. ZINE-EL-ABIDINE [49]

**Variation du couplage bobinage-noyau magnétique.** Le principe de base consiste à déplacer un noyau magnétique au voisinage d'une inductance. Généralement, l'inductance est de type solénoïde et entoure le noyau magnétique (figure 1.29). La principale difficulté est de contrôler le déplacement du noyau à travers l'inductance sur une grande distance, i.e. à contrôler le couplage. Il est important de noter qu'il n'existe pas de démonstrateur à ce jour.

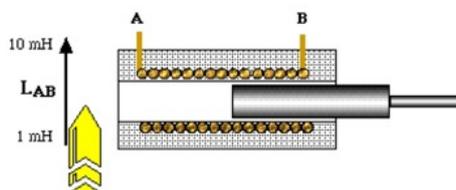


FIGURE 1.29 – Principe de variation d'inductance par déplacement d'un noyau magnétique à travers une bobine

La valeur  $L$  d'une telle inductance est donnée par l'équation 1.3.

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} \quad (1.3)$$

Avec  $L$  la valeur de l'inductance en Henry (H),  $N$  le nombre de spires,  $A$  la section du corps de la bobine en  $\text{m}^2$ ,  $l$  la longueur du circuit en m et  $\mu$  la perméabilité absolue du noyau.  $\mu$  peut se mettre sous la forme  $\mu = \mu_0 \mu_r$ , avec  $\mu_0$  la perméabilité du vide et  $\mu_r$  la perméabilité relative du matériau utilisé pour fabriquer le noyau.

Le déplacement du noyau entraîne une variation de la perméabilité effective et donc une variation de l'inductance.

Compte tenu des dimensions de l'inductance, le déplacement du noyau doit être important pour avoir un impact non négligeable sur le couplage et donc provoquer une variation d'inductance élevée. Cette solution est très délicate à mettre en œuvre, à cause des difficultés qu'il y a à réaliser une inductance solénoïde et à avoir un noyau magnétique translatable en son centre. De plus, le déplacement du noyau doit être important, ce qui limite les concepteurs dans le choix de l'actionnement à employer. Cela explique le fait qu'il n'existe pas de composant de cette sorte utilisable aux fréquences microondes.

**Variation de perméabilité du noyau magnétique.** Il s'agit ici d'obtenir un accord de la perméabilité  $\mu$  d'un noyau magnétique afin d'apporter une variation de la valeur de l'inductance. On peut, dans un premier temps, citer les travaux de J. LOU qui présente un concept d'inductance accordable hybride constituée d'un cristal piézoélectrique (PZT) inséré entre deux plaques de matériaux magnétiques (Metglas) [50]. Ce principe est illustré en figure 1.30. L'empilement Metglas/PZT/Metglas constitue le noyau magnétique à perméabilité accordable. Ce noyau est entouré d'une inductance de type solénoïde. Bien que la variation d'inductance obtenue soit importante ( $\Delta L/L_{min} = 4,5$ ), l'utilisation de cette inductance hybride n'est possible pour des fréquences inférieures à 1 kHz (figure 1.30).

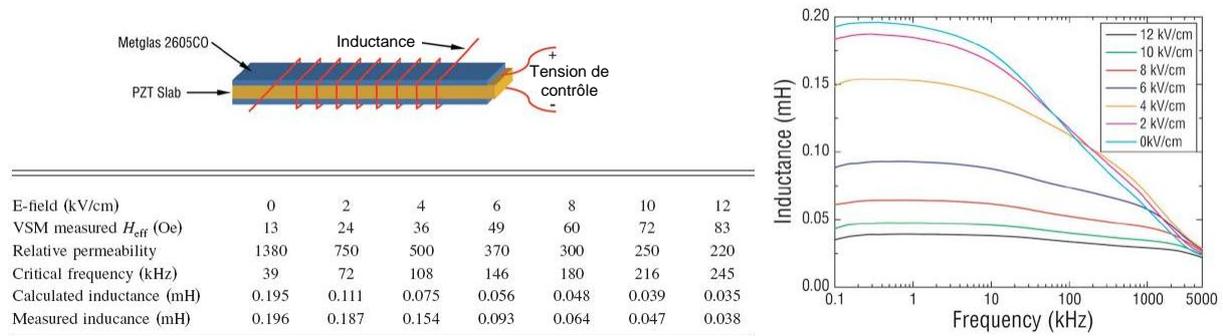


FIGURE 1.30 – Inductance magnétoélectrique présentée par J. LOU [50].

Avec l'évolution des techniques de dépôt des couches minces, il devient désormais possible de réaliser des noyaux multiferroïques composites constitués d'un empilement de couches minces de matériaux magnétiques magnétostrictifs (sensibles aux contraintes) et de matériaux piezoélectriques (moteurs de contraintes) [51]. Ces noyaux composites ont la particularité de voir leur perméabilité se modifier en fonction du champ électrique auquel ils sont soumis grâce au couplage magnétoélastique.

Les travaux les plus aboutis dans ce domaine sont ceux de B. ORLANDO, qui a présenté un nouveau concept d'inductance accordable utilisant une structure bimorphe multiferroïque suspendue [52]. Cette structure, présentée en figure 1.31, permet de

contrôler la perméabilité du noyau grâce à une simple tension de commande de  $\pm 10$  V. L'avantage majeur de ce concept est qu'il est compatible CMOS<sup>2</sup> et utilisable aux hautes fréquences (fréquence de coupure à plusieurs GHz), comme le montre la figure 1.32. Cette structure a conduit à la rédaction d'un brevet [53].

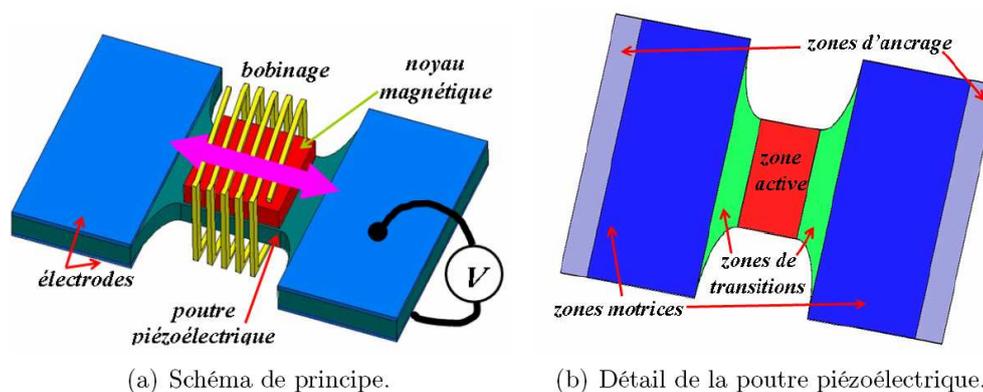


FIGURE 1.31 – Inductance variable piezomagnétique présentée par B. ORLANDO [52].

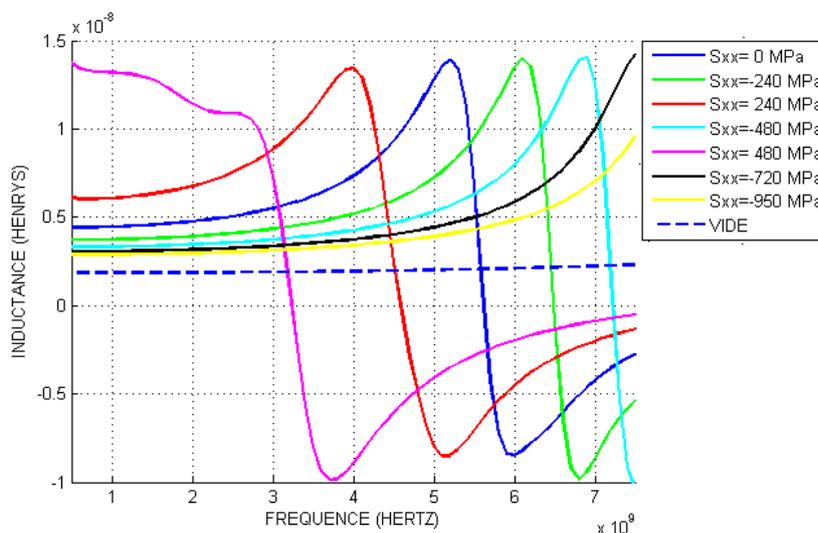


FIGURE 1.32 – Simulation de l'nductance variable piezomagnétique présentée par B. ORLANDO [52].

### 1.3.2 Inductances actives réalisées grâce à un gyrateur

Les composants inductifs variables passifs que nous avons présentés dans la section précédente sont des solutions peu répandues car leurs procédés de fabrication sont encore mal maîtrisés. Lorsqu'un dispositif nécessite un composant inductif accordable

2. En ajoutant seulement quelques niveaux de masque à un process CMOS.

intégré, les concepteurs se tournent généralement vers la fonction *gyrateur* (ou inverseur d'impédance).

Cette fonction était initialement utilisée aux basses fréquences. L'impédance d'entrée d'un gyrateur est proportionnelle à l'inverse de l'impédance de charge. Aux fréquences microondes, elle peut être utilisée pour la réalisation d'inductances actives. Le schéma de principe du gyrateur est donné figure 1.33, une capacité  $C$  joue le rôle d'impédance de charge afin d'obtenir une impédance d'entrée équivalente à une inductance.

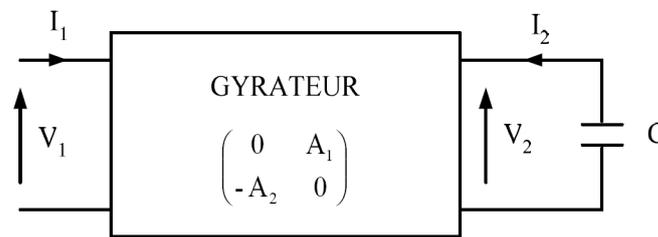


FIGURE 1.33 – Schéma de principe du gyrateur.

La matrice admittance,  $Y$ , de ce circuit est présentée en (1.4) et l'impédance d'entrée  $Z_e$  du dispositif est exprimée en (1.5).

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & A_1 \\ -A_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Avec  $A_1$  et  $A_2 \in \mathbb{R}$  et de même signe.

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1} = \frac{jC\omega}{A_1 A_2} \quad (1.5)$$

On constate que l'impédance d'entrée est équivalente à une inductance de valeur  $C/A_1 A_2$ . Dans le cas où l'on remplace la capacité  $C$  par un varactor, nous obtenons donc une inductance accordable contrôlée en tension.

A titre d'exemple, on peut citer M. GRÖZING qui présente une inductance active accordable réalisée à partir d'un montage gyrateur (figure 1.34) [54].

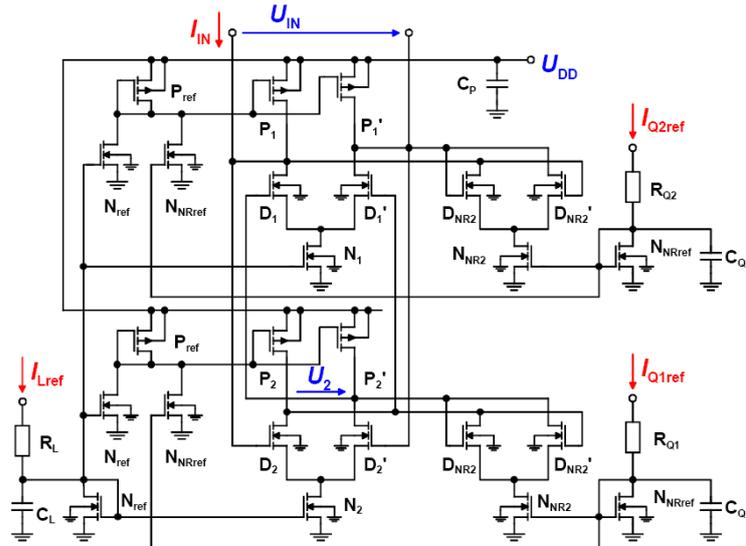


FIGURE 1.34 – Schéma électrique de l'inductance présentée par M. GRÖZING [54].

La valeur de l'inductance est variable en fonction de la valeur des transconductances des transistors. La formule suivante permet de calculer une valeur approchée de l'inductance synthétisée :

$$L = \frac{C_2}{Gm_1 Gm_2}$$

avec  $C_2$  la capacité aux bornes de  $U_2$ .

Les transconductances  $Gm_1$  et  $Gm_2$  sont modifiables via le courant de polarisation  $I_{Lref}$ . La figure 1.35 présente la simulation puis la mesure de l'impédance d'entrée du montage pour deux cas extrêmes de  $I_{Lref}$ . Le tableau 1.3 donne un récapitulatif des performances de cette inductance active.

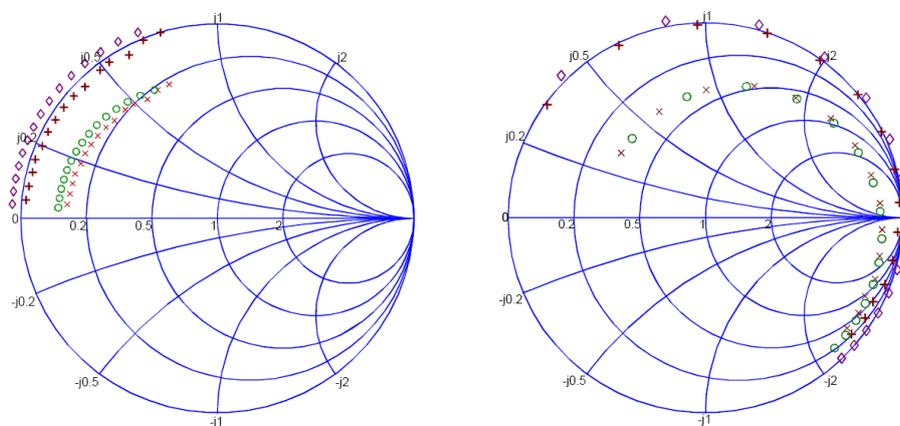


FIGURE 1.35 – Comparatif simulation et mesure a) pour l'inductance minimale, b) pour l'inductance maximale [54].

Abaque de Smith		gauche		droite	
Symbole mesure		×	+	×	+
Symbole simulation		○	◇	○	◇
<b>Courant <math>I_{Lref}</math></b>	<b>[<math>\mu</math>A]</b>	<b>800</b>		<b>100</b>	
Courant $I_{Q1ref}$	[ $\mu$ A]	0	0	0	10,7
Courant $I_{Q2ref}$	[ $\mu$ A]	0	200	0	11,7
<b>Consommation en courant <math>I_{DC}</math></b>	<b>[mA]</b>	<b>12,8</b>		<b>1,89</b>	
<b>Consommation en puissance <math>P_{DC}</math></b>	<b>[mW]</b>	<b>32,0</b>		<b>4,73</b>	
<b>Inductance <math>L</math></b>	<b>[nH]</b>	<b>3,2</b>		<b>23</b>	
<b>Fréquence de résonance <math>f_0</math></b>	<b>[GHz]</b>	<b>5,6</b>		<b>1,9</b>	

TABLE 1.3 – Tableau récapitulatif des performances de l'inductance [54].

L'inductance active est très appréciée des concepteurs de circuits accordables grâce à sa faible superficie (en général inférieure à  $0,25 \text{ mm}^2$ ), mais également grâce à des rapports  $L_{max}/L_{min}$  importants (de l'ordre de 10). En revanche, la consommation supplémentaire apportée par le montage gyrateur est importante et ses performances sont très limitées dans le domaine des fortes puissances.

### 1.3.3 Conclusion

Le tableau 1.4 dresse un récapitulatif des performances des différentes inductances variables rencontrées dans cette section, en fonction de la technologie utilisée, de sa géométrie et de la technique utilisée pour contrôler la variation de l'inductance.

inductance active						
Réf.	Technologie	$L_{min}$ (nH)	$L_{max}/L_{min}$	Conso. (mW)	Facteur Q	Autre
[54]	CMOS $0,25 \mu\text{m}$	3,2	7,18	4,7 à 32	-	-
[55]	CMOS $0,13 \mu\text{m}$	0,93	2,9	22,5 à 52,5	10 à 200	$150 \times 170 \mu\text{m}^2$
[56]	CMOS $0,35 \mu\text{m}$	-	7,56	-	-	$200 \times 140 \mu\text{m}^2$
[57]	CMOS $0,5 \mu\text{m}$	20	5	0,7 à 3,3	-	-

inductance passive						
Réf.	Actionnement	$L_{min}$ (nH)	$L_{max}/L_{min}$	Conso. (mW)	Facteur Q	Autre
[58]	électrostatique	1,1	1,88	0	140 @ 6 GHz	4 états
[50]	électrostatique	$38 \cdot 10^3$	5,15	0	1 @ 2 kHz	-
[49]	électrothermique	1,05	1,25	-	> 7	$1 \times 1,5 \text{ mm}^2$
[59]	électrothermique	0,65	1,09	-	8 @ 3 GHz	$600 \times 600 \mu\text{m}^2$
[60]	électrothermique	1,132	1,96	5 mW	> 10	-
[61]	électrothermique	5,6	1,46	-	15 @ 4 GHz	-
[52]	piezoélectrique	0,25	2,4	0	14 @ 3 GHz	$500 \times 500 \mu\text{m}^2$

TABLE 1.4 – Tableau récapitulatif des capacités à variations analogiques MEMS.

## 1.4 Les dispositifs filtrants accordables

Dans la littérature, nous pouvons rencontrer de nombreuses topologies de filtres accordables, utilisant une ou plusieurs des solutions présentées dans la section précédente. Nous allons maintenant présenter un état de l'art des différentes solutions permettant la réalisation d'un filtre accordable intégré pour les radiofréquences.

### 1.4.1 Filtres passifs

Le fort développement des composants MEMS-RF et de leurs performances, particulièrement en terme d'accordabilité ou de reconfigurabilité, en font des composants de choix pour la conception de fonctions accordables RF large bande.

Nous citons d'abord les travaux de J. BRANK, de la compagnie Raytheon qui a mis en œuvre une capacité digitale, présentée dans la section 1.2.2.3 de ce manuscrit, pour réaliser plusieurs filtres accordables. Celui que nous présentons maintenant est un filtre passe-bande 5 pôles pour la bande UHF<sup>3</sup> (figure 1.36).

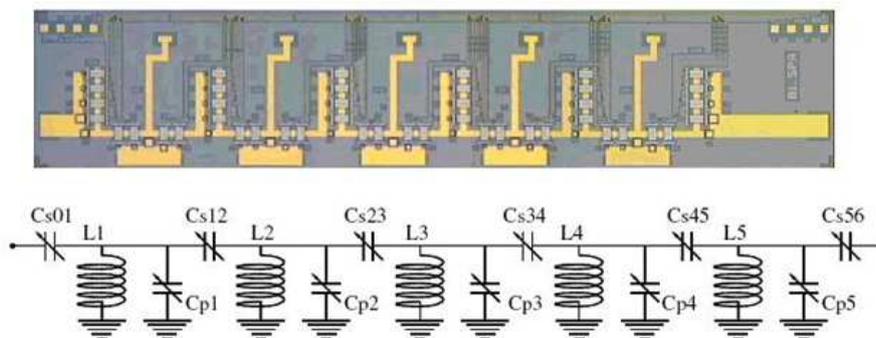


FIGURE 1.36 – Photographie et schéma électrique équivalent du dispositif [20].

L'utilisation de la capacité digitale permet de faire varier la fréquence centrale du filtre de 885 MHz à 986 MHz avec, dans le même temps, une variation de la bande passante allant de 168 à 174 MHz. Les pertes d'insertion sont comprises entre 6,6 et 7,3 dB et les pertes par réflexion sont inférieures à -10 dB dans la bande. Les dimensions de cette solution sont de 3,5 mm x 14 mm. Ces pertes d'insertion, extrêmement fortes, peuvent être expliquées par le fait que les inductances utilisées pour constituer les résonateurs LC sont intégrées, c'est-à-dire qu'elles sont imprimées sur le substrat et donc sujettes aux pertes de ce dernier, ajoutées aux pertes par effet Joule dissipées dans la métallisation. La figure 1.37 présente les résultats de mesure du filtre.

3. Bande du spectre radioélectrique comprise entre 300 MHz et 3 GHz.

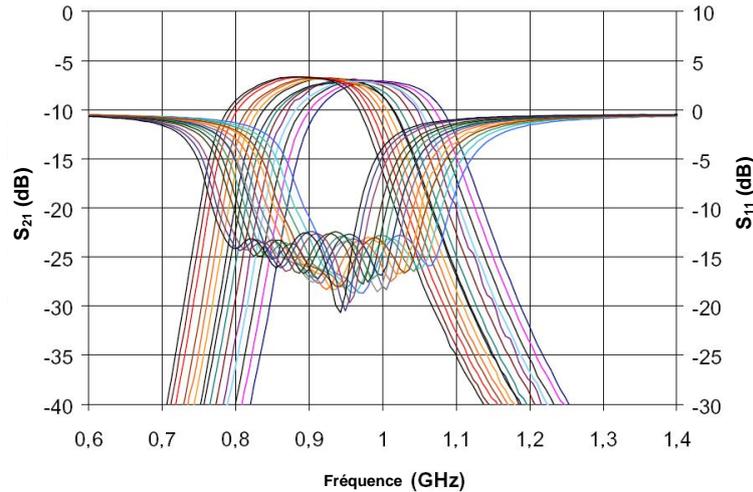


FIGURE 1.37 – Mesure des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  du filtre reconfigurable [20].

M. A. EL-TANANI et G. M. REIBEIZ ont présenté un filtre accordable mettant en œuvre des capacités MEMS-RF utilisant le principe du Zipping (cf. 1.2.2.5) [62]. Le composant MEMS utilisé (figure 1.38(a)) a l'avantage de combiner une capacité digitale et une capacité analogique, comme le montre la variation de la capacité en fonction de la tension d'actionnement (figure 1.38(b)). Ce composant permet d'atteindre un rapport  $C_{min}/C_{max}$  très important grâce au principe de la capacité digitale. La fonction de filtrage passe bande dispose également d'une variation continue de sa fréquence centrale grâce à la technique du Zipping. Pour augmenter encore le domaine de variation de la capacité, les auteurs ont réalisé un réseau 3-bits avec cette capacité.

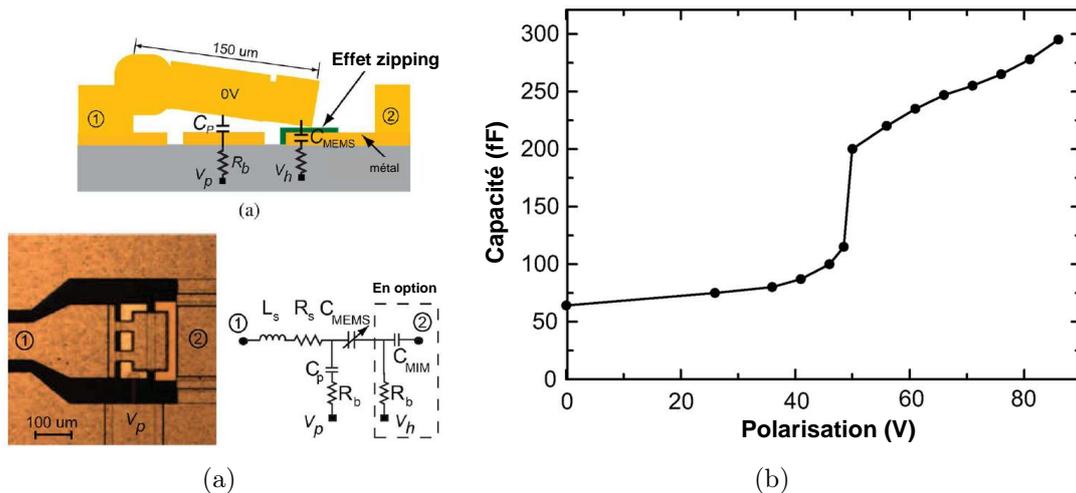


FIGURE 1.38 – (a) Zipping MEMS; (b) Variation de la capacité [62].

Le filtre réalisé, dont la figure 1.39(a) donne le principe utilisé et la figure 1.39(b) une photographie après réalisation, est un filtre planaire à deux résonateurs couplés. Chaque

résonateur dispose d'un réseau de capacités variables afin de faire varier sa fréquence de résonance. De cette façon, le filtre dispose d'une fréquence centrale contrôlable allant de 1,56 GHz à près de 2,5 GHz. Comme nous l'avons vu, la variation est continue grâce au Zipping. La figure 1.40(a) donne l'allure du paramètre  $S_{21}$  de ce filtre dans plusieurs configurations. Le tableau de la figure 1.40(b) présente la bande passante et les pertes d'insertion du filtre pour plusieurs valeurs de fréquence centrale.

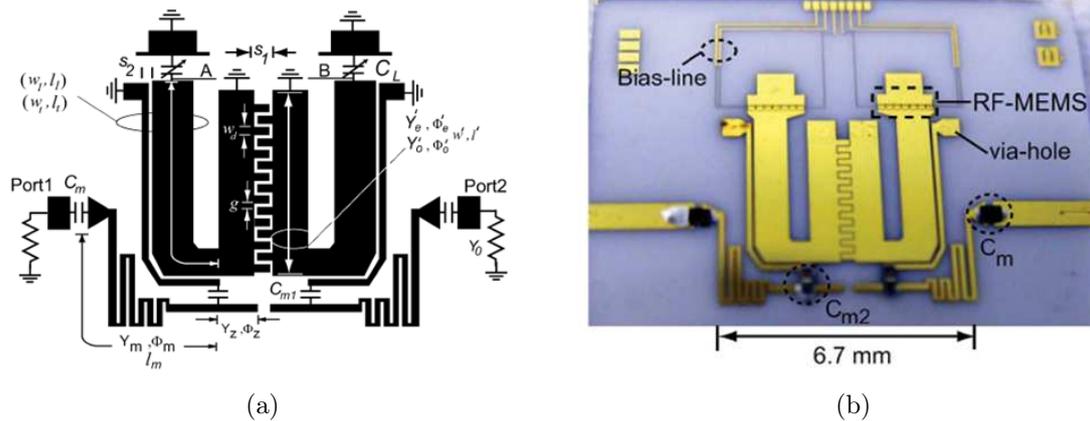
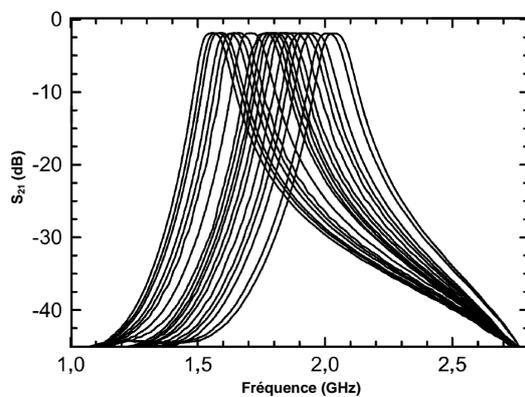


FIGURE 1.39 – (a) Schéma de principe du filtre ; (b) Photo du filtre fabriqué [62].



(a)

$f_o$ (GHz)	1dB/3dB BW	Pertes d'insertions (dB)	$f_o$ (GHz)	1dB/3dB BW	Pertes d'insertions (dB)
1,55	69/101	1,93	1,81	75/112	1,96
1,58	69/102	1,93	1,83	76/111	1,96
1,59	69/105	1,92	1,85	75/112	1,95
1,62	71/110	1,93	1,88	75/111	1,97
1,64	71/110	1,94	1,91	73/105	1,97
1,66	72/110	1,96	1,93	74/112	1,97
1,71	73/110	1,92	1,96	73/111	1,98
1,72	69/111	1,96	2,01	73/110	1,98
1,78	75/111	1,92	2,04	72/109	1,99

(b)

FIGURE 1.40 – (a) Accord du paramètre  $S_{21}$ , (b) Tableau récapitulatif des performances du filtre [62].

### 1.4.2 Filtres actifs

Les composants actifs MMIC sont également utilisés pour réaliser des filtres accordables car ils ont l'avantage d'être plus naturellement intégrables. Le plus souvent, les résonateurs sont employés dans des structures plus complexes comme les filtres transversaux et récursifs ou encore les LNA filtrants, pour ne citer qu'eux.

Dans la suite de cette section, nous présentons quelques structures de ce type permettant d'obtenir une fonction de filtrage accordable.

#### 1.4.2.1 Filtre à résonateur compensé

Les filtres à résonateurs compensés permettent d'augmenter le facteur de qualité des résonateurs. L'amélioration du facteur de qualité est obtenue en compensant les pertes du résonateur grâce à un circuit actif simulant une résistance négative. Le tableau 1.5 regroupe quelques exemples de filtres accordables utilisant une résistance négative et cela, sur différents substrats.

	[63]	[64]	[65]	[66]	[67]
Type	résistance négative	résistance négative	résistance négative	résistance négative	résistance négative
Technologie	AsGa	AsGa	BiCMOS	AsGa	CMOS
$f_0$	1,5 à 2 GHz 2 à 2,6 GHz	2,3 GHz 4,7 GHz	1,6 à 2 GHz	3,6 à 4 GHz 3,2 à 3,6 GHz	816 à 875 MHz
BW relative	4,9% 5,5%	5,2% 8,5%	2,9%	1,1% 1,2%	2,1%
NF	17 dB 18 dB	- 7,5 dB	-	19 dB 11 dB	-
IP1	1 dBm	0 dBm	-	-20 dBm -6 dBm	-18 dBm

TABLE 1.5 – Tableau comparatif de différents filtres actifs accordables utilisant une résistance négative pour compenser les pertes du résonateur [68].

Les substrats à base d'AsGa permettent d'avoir des circuits dont l' $IP_{1dB}$  est supérieur à celui des substrats à base de silicium, mais avec une consommation généralement plus importante. Le NF de ces différents circuits est élevé (supérieur à 10 dB). En effet, la résistance négative n'annule pas les pertes des composants formant le résonateur, mais les compense. Pour utiliser de tels circuits dans une chaîne de réception, il devient impératif d'y associer un LNA en amont (formule de FRIIS).

### 1.4.2.2 Filtre à inductance active

En utilisant une inductance active (dont le principe est présenté à la section 1.3.2) et en lui ajoutant une diode varactor, les concepteurs de circuit MMIC réalisent un résonateur totalement accordable.

K. ALLIDINA utilise une inductance active pour réaliser un filtre passe-bande à grande accordabilité [69]. Le schéma électrique de son filtre est présenté figure 1.41. Le montage différentiel est utilisé de façon à annuler le mode commun et diminuer ainsi le bruit généré par la structure. L'inductance active est réalisée grâce aux transistors  $M1_{a,b}$  et  $M5_{a,b}$ . Les transistors  $M7_{a,b}$  jouent le rôle de compensation de pertes,  $M8_{a,b}$  et  $R_{out(a,b)}$  sont utilisés pour réaliser l'étage buffer de sortie.

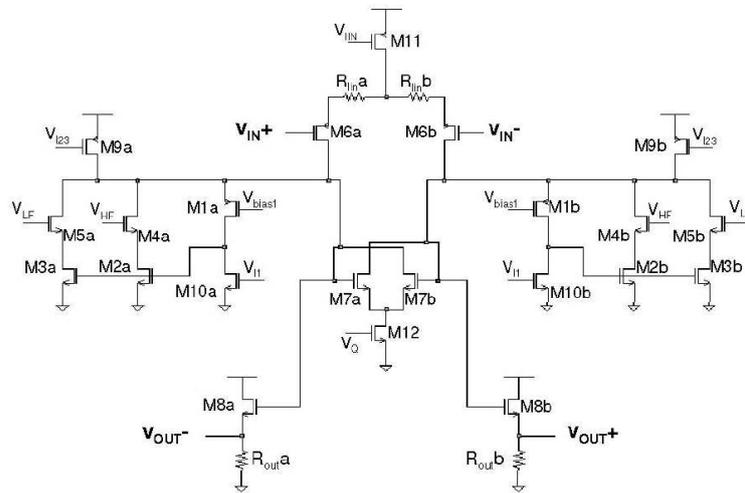


FIGURE 1.41 – Schéma électrique du filtre à inductance active présenté par K. ALLIDINA [69].

La consommation du circuit, très dépendante de la fréquence de résonance choisie, varie entre 12 mW et 26 mW. L'IIP3 est compris entre -12,4 dBm et -21 dBm. Bien que les performances en puissance ne soient pas très importantes, la plage d'accord est, en revanche, très large car la fréquence centrale peut varier entre 880 MHz et 3,7 GHz.

### 1.4.2.3 Filtre récursif et transversal

Les filtres récursifs étaient, à l'origine, utilisés pour la réalisation de filtres numériques aux basses fréquences, cependant C. RAUSCHER a montré en 1985 [70] que le concept pouvait être facilement adapté pour réaliser des filtres analogiques fonctionnant aux radiofréquences et aux microondes. Leur principe est d'obtenir une réponse de filtrage par combinaison de signaux retardés et pondérés.

Les filtres récursifs sont régis par l'équation temporelle 1.6 :

$$y(t) = \sum_{k=0}^N a_k x(t - k\tau) - \sum_{p=1}^P b_p y(t - p\tau) \quad (1.6)$$

où  $x(t)$  et  $y(t)$  représentent respectivement les signaux en entrée et en sortie du système.

On peut schématiser ce type de filtre en utilisant un graphe de fluence comme celui donné figure 1.42.

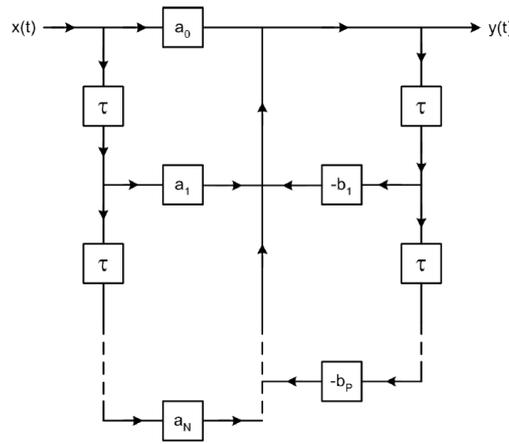


FIGURE 1.42 – Graphe de fluence général d'un filtre récursif [71].

Pour connaître la fonction de transfert de cette structure, on met l'équation 1.6 sous la forme de produits de convolution donné par l'équation 1.7.

$$y(t) * \sum_{p=0}^P b_p \delta(t - p\tau) = x(t) * \sum_{k=0}^N a_k \delta(t - k\tau) \text{ avec } b_0 = 1 \quad (1.7)$$

La fonction de transfert peut ensuite être obtenue par transformée de Fourier (équation 1.8).

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{\sum_{k=0}^N a_k e^{-j2\pi f k \tau}}{\sum_{p=0}^P b_p e^{-j2\pi f p \tau}} = \frac{\sum_{k=0}^N a_k e^{-j2\pi f k \tau}}{1 + \sum_{p=1}^P b_p e^{-j2\pi f p \tau}} \quad (1.8)$$

S. DARFEUILLE présente une topologie de filtre récursif à deux étages successifs [72], dont le circuit de retard (figure 1.43) est rendu accordable grâce à l'utilisation d'une varicap. Le circuit de retard permet de fixer la fréquence centrale de la structure récursive.

Le schéma de la cellule élémentaire est donnée figure 1.44.

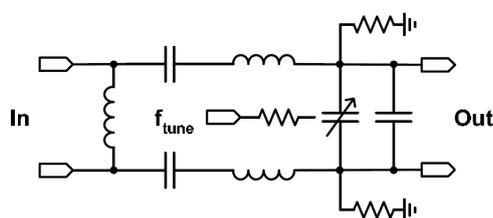


FIGURE 1.43 – Schéma électrique du circuit de retard accordable utilisé par S. Darfeuille [71].

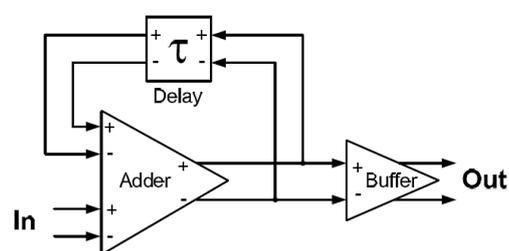


FIGURE 1.44 – Schéma de principe du filtre récursif de S. Darfeuille [71].

La photographie du filtre récursif réalisé est présentée figure 1.45. La fréquence centrale du filtre est accordable de 1,73 à 2,38 GHz avec une bande passante de 60 MHz. Le gain mesuré est de 15 dB et le facteur de bruit est compris entre 3,7 et 5,7 dB alors que l' $IP_{1dB}$  est atteint pour une puissance d'entrée de -25 à -21 dBm. La consommation est comprise entre 45 et 63 mW et la surface occupée est de 1,3 mm<sup>2</sup>.

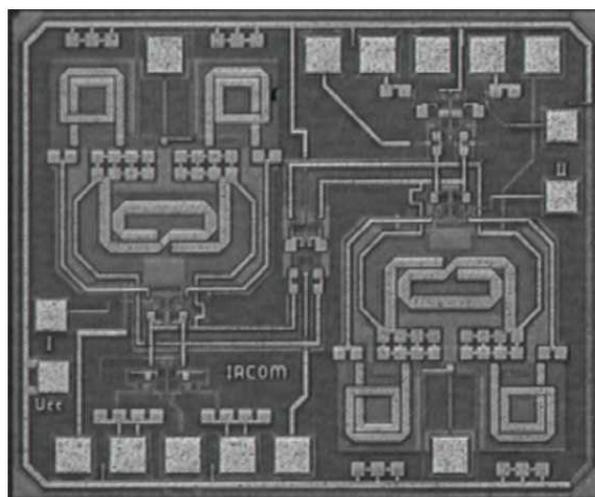


FIGURE 1.45 – Photographie du circuit réalisé [71].

#### 1.4.2.4 LNA filtrant

Les LNA filtrants sont en réalité des amplificateurs à faible bruit avec une bande passante étroite. Généralement les concepteurs utilisent une structure amplificatrice de base (émetteur commun, cascode, etc...) et chargent cette structure par un résonateur LC (figure 1.46). Cette architecture a l'avantage de pouvoir être utilisée à hautes fréquences et de garder une plus forte linéarité que les autres architectures comme le Rm-C<sup>4</sup>, Gm-C<sup>5</sup>, OTA-C<sup>6</sup> ou encore les filtres à inductances actives, ou les filtres récurrents. De par leur architecture, les LNA filtrants à résonateur LC présentent :

- une fonction de filtrage,
- une amplification,
- un faible facteur de bruit.

Cette architecture est donc à recommander pour les premiers étages des récepteurs car elle va apporter le gain nécessaire et fixer le facteur de bruit de la chaîne. La réjection apportée diminue les contraintes de filtrage et de linéarité hors bande des autres fonctions de la chaîne de réception.

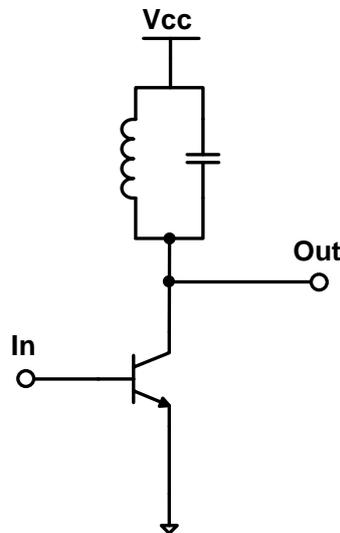


FIGURE 1.46 – Structure de base d'un LNA filtrant à résonateur LC

Z. SASSI, lors de son travail de thèse [73], a utilisé un résonateur LC parallèle différentiel qu'il a compensé à l'aide d'une résistance négative. Afin d'augmenter la sélectivité de son filtre, il y a ajouté un convertisseur d'impédance qui permet d'augmenter le facteur de qualité externe  $Q_{ext}$  du filtre, i.e. augmenter l'impédance de référence

---

4. transresistance-capacitor  
 5. transconductance-capacitor  
 6. opérationnel transconductance amplifier-capacitor

(impédance de source) pour augmenter la sélectivité du filtre autour de la fréquence centrale. Il a ensuite ajouté un amplificateur différentiel, en amont du filtre, afin de diminuer le facteur de bruit de la chaîne. Enfin, on trouve des buffers en sortie pour apporter du gain et faciliter l'adaptation de sortie. Le schéma électrique global du circuit est présenté figure 1.47(a) et une photographie du filtre réalisé est proposée figure 1.47(b).

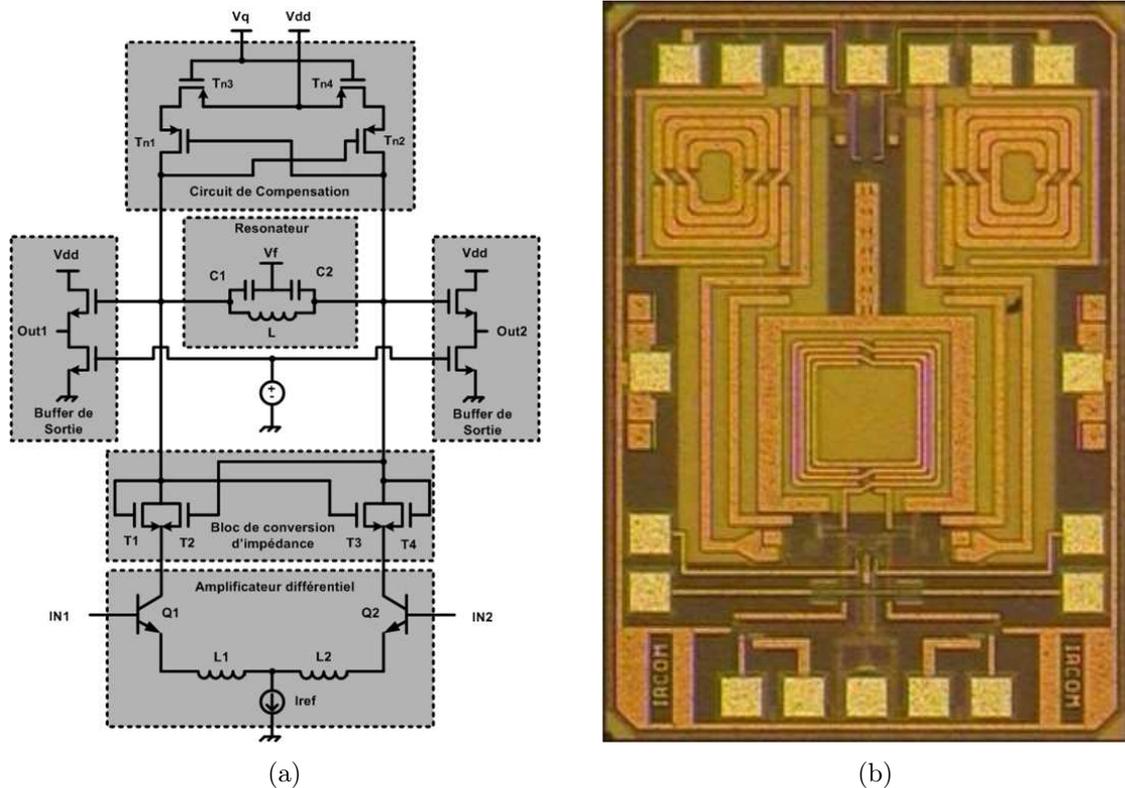


FIGURE 1.47 – (a) Schéma électrique simplifié du LNA filtrant à résonateur LC compensé de Z. Sassi, (b) Photographie du filtre fabriqué [73].

Ce circuit MMIC occupe une surface de 1,51 mm x 1,04 mm soit 1,57 mm<sup>2</sup>. La fréquence centrale de la fonction de filtrage est accordable de 1,8 GHz à 2,4 GHz grâce à l'utilisation de varactors et une bande passante varie de 50 MHz à 300 MHz. Le gain différentiel  $S_{dd21}$  mesuré est de 18,5 dB avec un  $IP_{1dB}$  atteint pour une puissance d'entrée de -25 dBm. La consommation varie entre 7 et 8 mA en fonction de la fréquence centrale choisie, pour une tension d'alimentation de 2,7 V. Le facteur de bruit, non mesuré, a été estimé par simulation à 4,2 dB. La figure 1.48 présente le balayage en fréquence centrale et en bande passante du paramètre  $S_{dd21}$ .

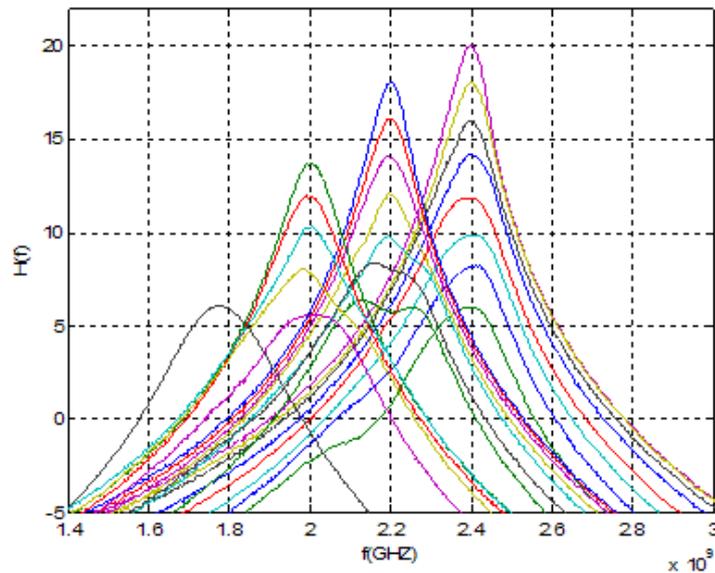


FIGURE 1.48 – Balayage en fréquence centrale et en bande passante du LNA filtrant à résonateur LC compensé de Z. Sassi [73].

#### 1.4.2.5 Etat de l'art des structures filtrantes intégrées et accordables

Le tableau 1.6 présente un état de l'art des structures filtrantes intégrées et accordables. On distingue trois grandes familles :

- les *filtres passifs* accordables. Ces dispositifs ont généralement une taille importante par rapport à la fréquence de fonctionnement. Ils sont simplement constitués de résonateurs en éléments distribués ou localisés. Leur linéarité est forte, ce qui les destinent principalement à être utilisés pour des applications en émission, par exemple dans les stations de base. Les pertes d'insertion de ces dispositifs sont généralement supérieures à 2 dB.
- les *filtres actifs* accordables. Cette catégorie rassemble les filtres constitués de résonateurs accordables dont les pertes sont compensées. Ils ne présentent pas de gain. Ils peuvent être réalisés de la même façon qu'un filtre passif auquel on ajoute un circuit de compensation de pertes afin d'en augmenter le facteur de qualité, ce qui conduit à une diminution de la linéarité (à cause de la partie active).
- les *amplificateurs filtrants* accordables. Ils présentent un gain positif dans la bande. Ils sont réalisés à l'aide de structures amplificatrices bien connues et modifiées pour apporter la fonction filtrage.

En réception, le dispositif amplificateur filtrant est préféré aux autres solutions car il permet de fixer le facteur de bruit de la chaîne à des valeurs faibles. Notre choix se tourne naturellement vers cette architecture.

Il existe un grand nombre de topologies possibles d'amplificateur filtrant. La plus prometteuse, pour l'application que nous visons, est celle du LNA filtrant mettant

en œuvre un résonateur LC compensé. En effet, sa consommation s'avère bien moins importante que celle des topologies utilisant une inductance active. Sa gamme d'accord est dictée par les performances des éléments formant le résonateur, ce qui rend la réponse en fréquence bien plus simple à accorder et bien moins sensible que les structures récursives ou channélisées. Enfin, cette structure permet d'atteindre une valeur de facteur de bruit relativement faible ( $< 4$  dB) tout en garantissant un gain élevé ( $> 12$  dB) et cela pour une surface réduite ( $< 2$  mm<sup>2</sup>).

Réf.	Type	Technologie	$f_0$ (GHz)	BW (MHz)	Gain (dB)	NF (dB)	$IP_{1dB}$ (dBm)	$P_{DC}$ (mW)	Taille (mm <sup>2</sup> )
filtre passif									
[74]	3 résonateurs microstrip	MEMS electrothermal	28 à 33	4000	-2,7	-	(IIP3)	162	1,3 x 8,5
[75]	2 résonateurs de Bragg	commutateurs MEMS-RF	10 - 14	500 à 1000	-2,5 à -5	-	-	0 à 22 V	1,3 x 4
[76]	2 résonateurs microstrip	varactors Skyworks	0,94 à 1,44	9,5 %	-2 à -4	-	-	1 à 8,5 V	10 x 20
filtre actif									
[67]	LC compensé	CMOS 0,8 $\mu$ m	0,816 - 0,875	18	0	6	-18	208	2
[77]	LC compensé	IBM 0,13 $\mu$ m	1,94 à 2,09	144	0	-	-23,5	1	-
[78]	LC compensé	CMOS 0,25 $\mu$ m	1,6 à 2,45	-	-1,75	-	-2,1 (IIP3)	8,6	-
[79]	LC compensé	CMOS 0,18 $\mu$ m	2,33 à 2,575	-	0	15	-0,5 à -2,7	38	-
[69]	inductance active	CMOS 0,18 $\mu$ m	0,88 à 3,72	-	-5 à 5	-	-12 à -21 (IIP3)	12-26	0,008
[80]	récuratif et inductance active	CMOS 0,8 $\mu$ m	0,25 à 0,975	-	27	3	-40	104	0,78
amplificateur filtrant									
[65]	LC compensé	bipolar 0,8 $\mu$ m	1,6 à 2	5 à 600	7	-	-48 (Q = 100)	24,4	0,38
[81]	LC compensé	CMOS 0,18 $\mu$ m	1,48 à 2,635	-	18-26 dBV	3,2	-7 à -3,4 (IIP3)	27,35	-
[82]	LC compensé	BiCMOS 0,25 $\mu$ m	1,5 à 2,1	50	20	4,2	-35	18	-
[72]	récuratif	BiCMOS 0,25 $\mu$ m	1,9 à 2,6	60	15	2,3	-25	63	1,4
[83]	channélisé	BiCMOS 0,25 $\mu$ m	1,6 à 2,25	60	15	3,6 - 5,5	-36 à -26	35-50	-

TABLE 1.6 – Tableau comparatif de différentes solutions de filtrage intégré accordable.

## 1.5 Conclusion

Nous établissons, dans ce chapitre, l'état de l'art des composants capacitifs et inductifs intégrés accordables, ainsi que leur application au filtrage. On constate que les composants MEMS capacitifs ont, en règle générale, une accordabilité aussi importante que les varactors de technologie MMIC. Bien que les capacités variables MEMS ont une taille plus importante que leurs homologues actifs (varactor), elles ont une linéarité bien plus importante. Il reste néanmoins certaines améliorations à apporter à ces composants pour que leur fiabilité et leur reproductibilité atteignent celle des composants MMIC, en particulier pour les composants à actionnement électrostatique à cause des effets de chargement du diélectrique.

Le constat est le même pour les inductances variables. L'inductance active accordable a l'avantage de pouvoir atteindre une large gamme d'accord (capacité de charge et/ou résistance de gyration) avec une faible superficie, mais sa linéarité est très réduite (bien souvent inférieure à -20 dBm), sa consommation est non négligeable et elle génère un bruit important, ce qui peut s'avérer problématique si l'inductance active est utilisée dans les premiers étages du front-end. Les inductances accordables MEMS sont encore peu développées, mais certaines réalisations très prometteuses ont été publiées récemment grâce aux avancées importantes dans le domaine des matériaux composites et notamment multiferroïques.

Dans ce chapitre, nous présentons également les structures filtrantes accordables les plus utilisées. On a pu remarquer que l'accordabilité la plus importante a été obtenue pour un circuit combinant une inductance active à un varactor [69], néanmoins cette solution est inutilisable car la fonction de filtrage ne présente pas de gain et le facteur de bruit est trop important. La seule architecture pouvant satisfaire à la fois aux conditions de gain et de facteur de bruit fixées, est celle du LNA filtrant. La partie amplificatrice du LNA filtrant va apporter le gain recherché et va fixer le facteur de bruit à une valeur faible (typiquement inférieure à 3 dB); un résonateur va apporter la fonction de filtrage et d'accord.

Dans le chapitre suivant, la conception d'un LNA filtrant différentiel dont la fonction de filtrage est accordable sur près d'une octave est présentée.



## Chapitre 2

# Conception d'un LNA Filtrant accordable

### 2.1 Vers un nouveau type de front-end

Le synopsis de la partie réception d'un front-end traditionnel, utilisant des filtres off-chip (SAW) et un LNA (MMIC), est présenté en figure 2.1(a). La figure 2.1(b) montre une solution alternative utilisant un composant MMIC unique : le *filtre actif à résonateur LC compensé*.

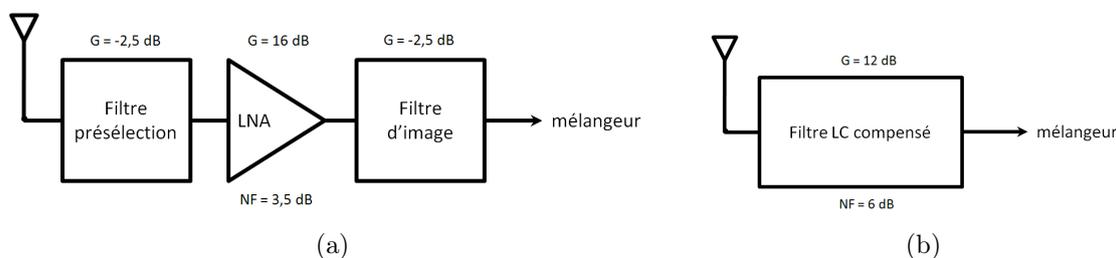


FIGURE 2.1 – (a) Front-end de réception traditionnel; (b) Front-end de réception alternatif

W.B. KUHN montre [67] que l'ensemble filtre de présélection + LNA + filtre d'image (figure 2.1(a)) peut être remplacé par un filtre actif à résonateur LC compensé dont le gain serait de 12 dB et le facteur de bruit de 6 dB (figure 2.1(b)). En calculant un facteur de mérite ( $DR_{traditionnel}$ ) de la solution traditionnelle (équation 2.1) et un facteur de mérite de la solution utilisant un filtre actif à compensation de pertes (équation 2.2), puis en traçant les résultats, W.B. KUHN montre que les performances des filtres actifs à résonateur LC compensé peuvent être équivalentes aux performances de la solution traditionnelle (figure 2.2).

$$DR_{traditionnel} = \frac{P_{1dB}}{kT F_{op} G B_{IF}} \quad (2.1)$$

où  $F_{op}$  et  $G$  représentent respectivement le facteur de bruit et le gain de l'ensemble filtre de présélection + LNA,  $P_{1dB}$  est le point de compression à -1 dB mesuré à la sortie du LNA,  $k$  est la constante de Boltzmann,  $T$  la température absolue du dispositif et  $B_{IF}$  est la bande passante du signal IF (Intermediate Frequency).

$$DR_{\text{filtre LC compense}} = \frac{P_{1dB} Q_0^2}{4kT (F + 1) B_{IF} Q^2} \quad (2.2)$$

où  $Q_0$  et  $Q$  représentent respectivement les facteurs de qualité du résonateur avant et après compensation et  $F$  le facteur de bruit.

En égalisant les équations 2.1 et 2.2 on obtient 2.3.

$$\frac{Q_0}{Q} = \sqrt{\frac{4 (F + 1)}{F_{op} G}} \quad (2.3)$$

L'égalité 2.3 montre qu'un facteur de qualité avant compensation ( $Q_0$ ) faible, va avoir un impact important sur le facteur de mérite de la solution à filtre LC compensé.

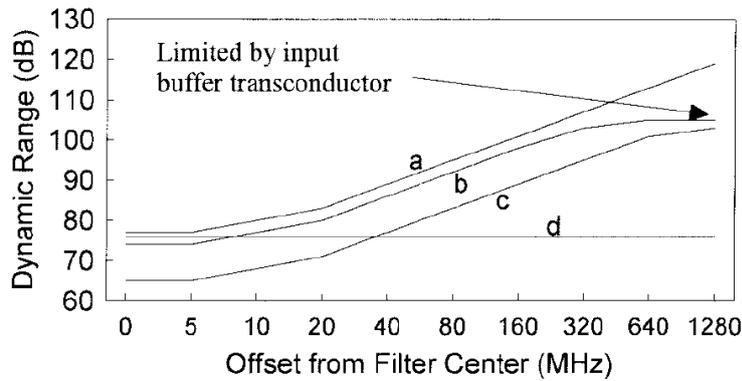


FIGURE 2.2 – DR calculé en fonction de la fréquence pour (a) une conception traditionnelle du front-end, (b) un filtre LC compensé avec  $Q_0 = 8$ , (c) un filtre LC compensé avec  $Q_0 = 3$ , et (d) une conception à conversion directe. [67]

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la meilleure topologie pour réaliser un filtre présentant un gain suffisant, un facteur de bruit faible et une bonne linéarité était la solution *LNA filtrant*.

Les spécifications données dans le tableau 2.1 sont établies en fonction des travaux de W.B. KUHN cités précédemment et de l'application visée pour le LNA filtrant discuté dans ce chapitre.

Paramètre	Valeur
$f_0$	Accordable sur 1 octave
gain	$> 10$ dB
NF	$< 3$ dB
Bande passante	$< 10$ % de $f_0$
Input IP1	$> -20$ dBm
Adaptation d'entrée	Non spécifiée
Consommation	$< 100$ mW
Surface	Non spécifiée

TABLE 2.1 – Tableau récapitulatif des spécifications attendues pour le LNA filtrant accordable discuté dans ce chapitre.

## 2.2 Etude du résonateur accordable

Afin de réaliser un filtre passe-bande accordable pouvant être utilisé dans un contexte de radio opportuniste, nous avons besoin d'un résonateur possédant une large accordabilité. Ce sera l'élément de base de notre démonstrateur. Il imposera les performances d'accordabilité de la structure finale. Il est donc primordial que sa conception soit faite de façon à avoir l'accordabilité la plus importante possible tout en disposant d'un nombre réduit de composants.

Pour cela, nous proposons d'utiliser le résonateur présenté en figure 2.3(a) car il ne compte que deux composants. Ce résonateur est le plus simple à réaliser, il ne dispose que d'un seul pôle et d'aucun zéro de transmission.

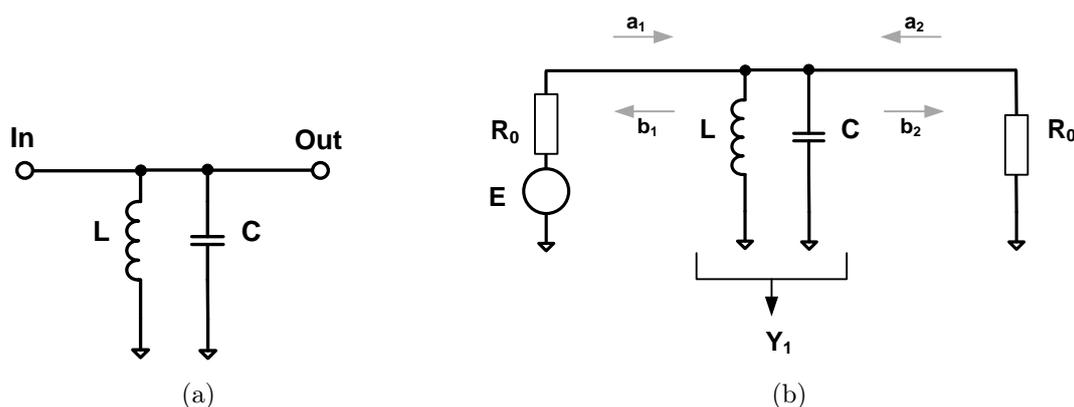


FIGURE 2.3 – (a) Schéma électrique du résonateur ; (b) Schéma électrique du résonateur chargé par  $R_0$ .

En utilisant une charge  $R_0 = 50 \Omega$  et en alimentant par une source adaptée à  $R_0$  (figure 2.3(b)), on peut calculer les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  donnés par les équations 2.4 et 2.5.

$$S_{21} = \frac{2}{1 + R_0 (Y_1 + 1/R_0)} \quad (2.4)$$

$$S_{11} = \frac{1 - R_0 (Y_1 + 1/R_0)}{1 + R_0 (Y_1 + 1/R_0)} \quad (2.5)$$

avec  $Y_1 = jC\omega + \frac{1}{jL\omega}$ .

La fréquence de résonance est donnée par (2.6). En chargeant le résonateur par une charge résistive  $R_0$ , il est possible de connaître la bande passante à -3dB (notée  $BW$ ) de cette structure. La résolution de  $|S_{21}|^2 = 0,5$  donne lieu à deux solutions réelles positives (notées  $f_1$  et  $f_2$ ). La valeur de  $|f_1 - f_2|$  correspond à la largeur de bande passante ( $BW$ ). L'équation (2.7) donne l'expression de la largeur de bande passante en fonction des éléments du circuit.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.6)$$

$$BW = \frac{1}{\pi R_0 C} \quad (2.7)$$

En remplaçant les éléments  $L$  et  $C$  de ce résonateur par les composants accordables présentés aux sections 2.3.1 et 2.3.2 de ce manuscrit et compte tenu des rapports de capacité et d'inductance donnés aux mêmes sections, on peut s'attendre à un rapport  $f_{0\max}/f_{0\min}$  de l'ordre de 2, soit une variation de la fréquence de résonance sur une octave. Pour la bande passante, la relation est un peu moins directe, la figure 2.4 montre la valeur de la bande passante en fonction de la fréquence de résonance pour  $L_{\max}/L_{\min} = 2$  et  $C_{\max}/C_{\min} = 2$ .

Afin de normaliser l'axe des ordonnées, nous utilisons la bande passante minimale réalisable notée  $BW_0$ . Ici,  $BW_0 = 63,6$  MHz. L'axe des abscisses est normalisé à  $f_{0\min}$ .

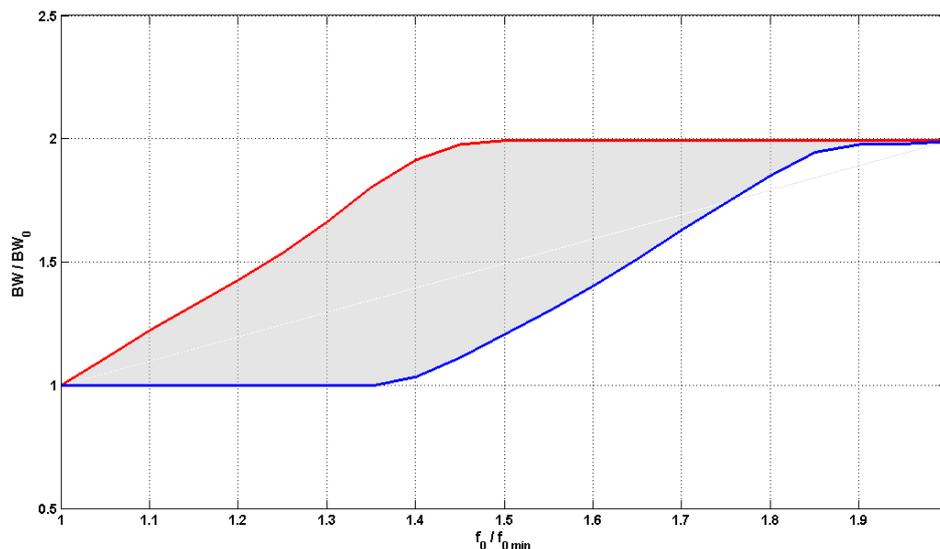


FIGURE 2.4 – Variation de la bande passante à -3dB, en fonction de la fréquence de résonance  $f_0$  ( $BW_{max}$  en bleu,  $BW_{min}$  en rouge et lieu possible en gris).

Le choix des composants utilisés pour réaliser ce résonateur est donc très important car il va avoir un impact sur l'accordabilité globale du filtre. Ce choix doit prendre en compte plusieurs critères :

- ↪ disponibilité des composants,
- ↪ performances RF,
- ↪ accordabilité,
- ↪ surface occupée,
- ↪ consommation
- ↪ reproductibilité.

Les composants que nous avons retenus pour réaliser notre résonateur sont présentées aux sections 2.3.1 et 2.3.2 respectivement pour les composants capacitif et inductif.

## 2.3 Présentation des composants accordables utilisés

### 2.3.1 La capacité accordable

La technologie QUBiC4X SiGeC 0,25  $\mu m$  de NXP que nous avons utilisée présente deux types de capacité contrôlable en tension, la varicapB et la varicapNW toutes les deux étant constituées d'une jonction p+/nwell.

La connexion à la cathode est réalisée grâce à une couche enterrée de type N (BN) afin de diminuer la résistance série, les propriétés de ces deux capacités variables sont résumées dans le tableau 2.2.

	VaricapB (P+ Base Poly/Nwell)	VaricapNW (P+ Active/Nwell)	Unité
$C/A(0V)$	2,636	0,767	$fF/\mu m^2$
$C/P(0V)$	0,0514	0,1	$fF/\mu m$
déviati on standard	2,2	2	% de la moyenne
$C(0,4V)/C(2,5V)$	1,5	1,44	–
parasite Ca	0,081	0,081	$fF/\mu m^2$
parasite Cp	0,36	0,36	$fF/\mu m$

TABLE 2.2 – Tableau récapitulatif des performances des varicaps de la technologie QUBiC4X de NXP [84].

La varicapB a une capacité relative et un rapport  $C_{max}/C_{min}$  plus grand que la varicapNW. Le Design Rule Manual (DRM) [84], fournit par NXP, donne la formule (2.8) pour estimer la résistance de pertes série  $R_s$  de la varicap (à 1GHz).

$$R_s(\Omega) = \frac{12,89}{L W \text{ stripes}} \frac{L^{0,278} + 2,855}{W^{0,9043} + 0,438} + 1,06 \quad (2.8)$$

Cette équation montre qu'il est préférable d'augmenter  $W$  pour diminuer  $R_s$  et ainsi augmenter le facteur de qualité de la capacité. Réduire la longueur de grille,  $L$ , n'a pas un impact très fort sur  $R_s$ . Une autre solution pour diminuer significativement  $R_s$  peut être d'augmenter le nombre de doigts du transistor.

La figure 2.5 montre la variation des deux types de varicap, à taille identique, en fonction de la tension inverse appliquée.

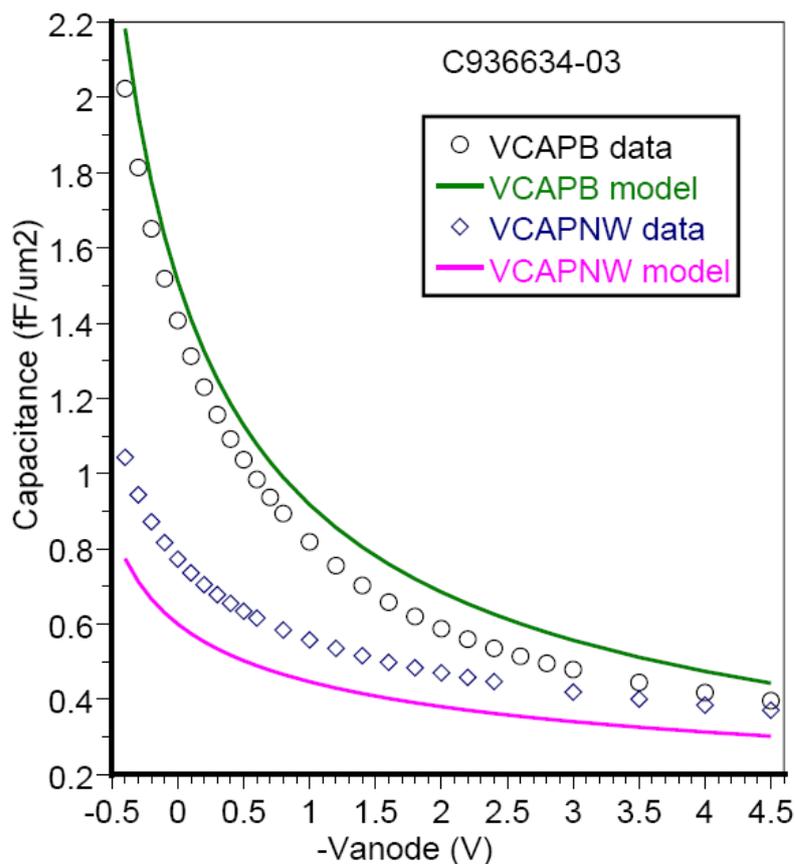


FIGURE 2.5 – Comparatif de l'accord des varicapB et varicapNW, à taille identique, en fonction de la tension inverse appliquée (modèle vs. mesure) [84].

Comme vu dans le tableau 2.2, on constate que la capacité unitaire de la varicapB est plus importante que celle de la varicapNW et que les mesures montrent un rapport  $C_{max}/C_{min}$  plus important pour la varicapB que pour la varicapNW. Pour ces raisons, nous avons fait le choix d'utiliser la varicapB.

### 2.3.2 L'inductance accordable

La bibliographie réalisée à la section 1.3 a permis de montrer que les inductances actives MMIC avaient une accordabilité importante associée à une taille faible. Elles présentent également une consommation non négligeable ainsi qu'une linéarité faible.

Les composants MEMS ont l'avantage d'avoir une bien meilleure linéarité. Les inductances à actionnement électrothermiques sont les plus courantes car plus simples à mettre en œuvre. L'avantage de cette technique est d'autoriser des facteurs de qualité importants ainsi qu'un rapport  $L_{max}/L_{min}$  de l'ordre de 2 [60], mais l'actionnement électrothermique réclame une consommation importante; de plus, nous pouvons nous demander quel est l'impact de cet actionnement sur le facteur de bruit.

Les inductances utilisant des films minces de matériaux ferromagnétiques sont encore peu répandues, mais restent de bonnes candidates car la perméabilité du noyau magnétique peut être modifiée sans qu'aucune partie mécanique ne se déplace, ce qui signifie que les temps de réponse dépendent des propriétés du matériau ferromagnétique et non des constantes de temps mécaniques de la structure. Pour modifier cette perméabilité, il est possible d'utiliser une commande en champ magnétique continu, mais cette méthode nécessite un courant élevé. Une contrainte mécanique peut également entraîner une modification de la perméabilité du matériau ferromagnétique ; c'est l'effet magnétoélastique. L'actionnement piézoélectrique est très avantageux car il permet de générer cet effet magnétoélastique et qui plus est, avec une consommation très faible, de faibles tensions d'activation et une fiabilité très importante.

La combinaison d'une inductance ferromagnétique et d'un substrat piézoélectrique n'a pour le moment été exploitée que pour des structures hybrides [50]. Mais les progrès spectaculaires des dernières années au niveau des dépôts de couches minces (PZT<sup>1</sup> et FeCoB<sup>2</sup>) ont permis la création d'une nouvelle inductance accordable brevetée par le CEA-LETI [53] et dont un schéma de principe est donné en figure 2.6.

On rappelle ici la définition du ferromagnétisme :

*Le ferromagnétisme est la propriété qu'ont certains corps de s'aimanter très fortement sous l'effet d'un champ magnétique extérieur, et pour certains (les aimants, matériaux magnétiques durs) de garder une aimantation importante même après la disparition du champ extérieur. Cette propriété résulte du couplage collectif des spins entre centres métalliques d'un matériau ou d'un complexe de métaux de transition, les moments de tous les spins étant orientés de la même façon au sein d'un même domaine de Weiss.*

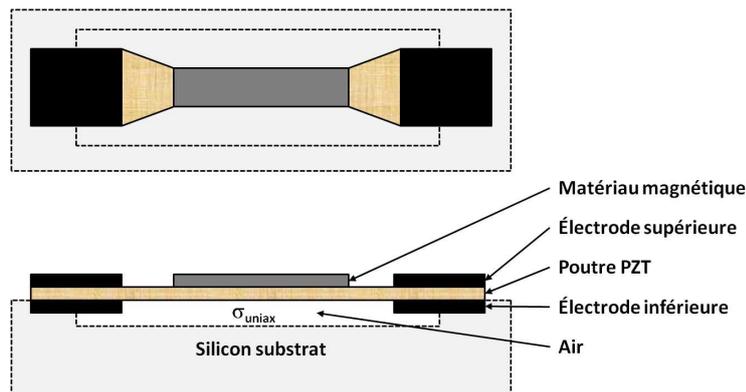


FIGURE 2.6 – Schéma de principe de l'inductance accordable du LETI.

Cette inductance est constituée d'une inductance de type méandre réalisée grâce à une métallisation de  $0,5 \mu\text{m}$  d'épaisseur. Cette métallisation repose sur un noyau

- 
1. Titano-Zirconate de Plomb.
  2. Alliage de Fer et de Cobalt dopé au Bore

composite piézomagnétique, ce qui permet d'avoir un actionnement dont la consommation est négligeable. Le noyau piézomagnétique est composé d'un empilement PZT(200 nm)/FeCoB(200 nm) bimorphe déposé respectivement grâce aux méthodes sol-gel et sputtering (ou pulvérisation cathodique). Le FeCoB a la propriété d'être un matériau magnétique doux, amorphe et uniaxial ; il a une saturation magnétique importante ( $M_s = 1,8$  Tesla), qui lui confère une perméabilité importante. De plus, c'est un matériau à haute résistivité ( $100 \mu\text{Ohm.cm}$ ) ce qui limite les problèmes liés aux courants d'Eddy aux hautes fréquences. Enfin la constante de saturation magnétostrictive,  $\lambda_S$  de ce film est de 20 à 40  $10^{-6}$ . La figure 2.7(a) montre l'actionneur piézomagnétique. Pour plus de clarté, le ruban métallique réalisant l'inductance ainsi que les connexions RF ne sont pas représentés. Une représentation en coupe de l'actionneur dans la zone d'ancrage (anchor zone) est également proposée en figure 2.7(b). La figure 2.7(b) permet de repérer les différentes couches réalisant l'actionneur.

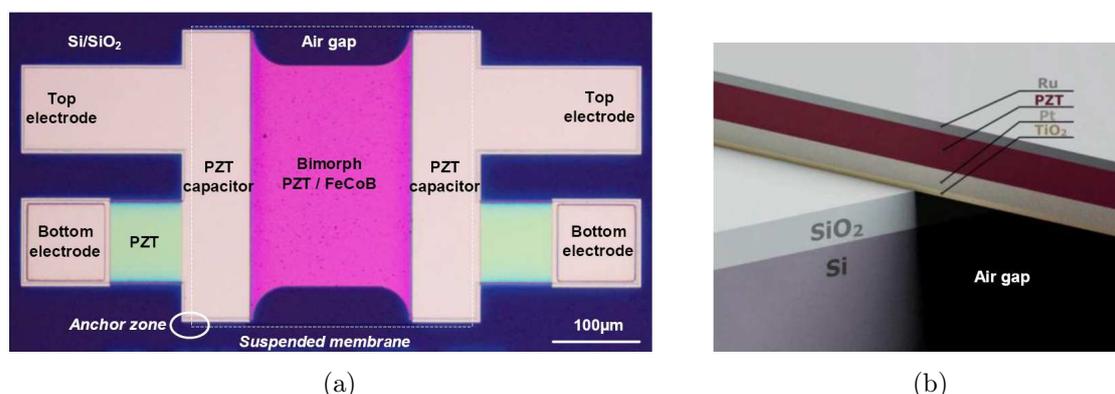


FIGURE 2.7 – (a) Photographie de l'actionneur sans l'inductance méandre ni les connexions RF ; (b) Vue en coupe de l'actionneur dans la zone d'ancrage.

La partie suspendue centrale de l'actionneur (en rose sur la figure 2.7(a)) est comprimée ou dilatée en fonction du signe de la tension de commande appliquée à la couche PZT (typiquement de 1 à 10 Volts). Pour augmenter la déformation (i.e. la contrainte mécanique) le PZT est également partiellement suspendu (figure 2.7(b)) et la forme du pont est optimisée dans le but de maximiser les déformations de ce dernier (en tension et en compression). Ces déformations contrôlent la perméabilité du noyau magnétique. De part les propriétés du cristal piézoélectrique, la déformation est proportionnelle à la tension de polarisation et a été estimée, par le CEA-LETI, à 50 MPa/V grâce au logiciel *Comsol Multiphysics*. Il est courant de trouver, dans les front-end, des tensions de polarisation de l'ordre de  $\pm 10$  V, ce qui correspond, dans notre cas, à des valeurs de contraintes mécaniques de l'ordre de  $\pm 500$  MPa. La contrainte mécanique est appliquée selon l'axe de *facile aimantation* du matériau magnétique. Cette dernière va avoir un impact sur l'anisotropie magnétique induite. L'anisotropie magnétique induite contrôle la perméabilité du matériau magnétique et par voie de conséquence, la valeur de l'inductance.

Afin de simplifier les simulations et de réduire les temps de calculs, un modèle électrique en  $\pi$  de cette inductance a été développé par le CEA-LETI grâce aux travaux menés par O. CASHA [85]. Ce modèle est présenté en figure 2.8.

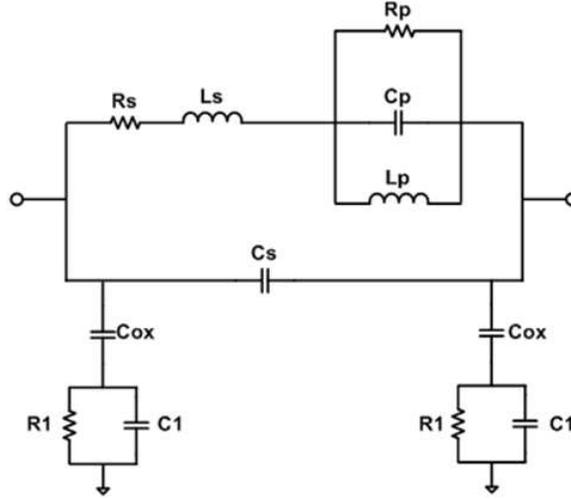


FIGURE 2.8 – Modèle électrique en  $\pi$  de l'inductance ferromagnétique du LETI

Ce modèle est réalisé afin de décrire le fonctionnement phénoménologique de l'inductance. Il peut se décomposer en deux parties distinctes :

- la partie du modèle liée à l'inductance méandre elle-même.  $L_s$ ,  $C_s$  et  $R_s$  modélisent le ruban métallique et  $C_{ox}$ ,  $C_1$  et  $R_1$  prennent en compte le substrat,
- la partie du modèle liée au matériau magnétoélastique est modélisé par  $L_p$ ,  $C_p$  et  $R_p$ .

Une première inductance ferromagnétique fixe, c'est à dire sans couche PZT servant à l'actionnement, a été réalisée par le CEA-LETI, afin de valider la partie statique de ce modèle (i.e. les éléments  $L_s$ ,  $C_s$ ,  $R_s$ ,  $C_{ox}$ ,  $C_1$  et  $R_1$ ).

Chacun des éléments  $L_p$ ,  $C_p$  et  $R_p$  sont liés à un ou plusieurs effets engendrés par la contrainte mécanique imposée par la couche PZT créant une modification des propriétés électriques de la couche FeCoB. Les équations (2.9), (2.10) et (2.11) sont utilisées pour paramétrer le modèle électrique.

$$L_p = A \frac{H_{eff} + Ms}{H_{eff}} \quad (2.9)$$

$$C_p = \frac{A (\alpha^2 + 1)}{H_{eff} L_p R_p \gamma \alpha} \quad (2.10)$$

$$R_p = \frac{A \gamma Ms}{\alpha} \quad (2.11)$$

où  $M_s$  est la saturation de l'aimantation,  $\alpha$  une constante d'amortissement,  $\gamma$  le coefficient gyromagnétique et  $A$  une constante dépendant de la géométrie de l'inductance.  $H_{eff}$  représente le champ magnétique effectif, il est calculable grâce aux équations (2.12) et (2.13).

$$H_{eff} = H_k + H_d + H_p \quad (2.12)$$

$$H_p = -0,31429 P \quad (2.13)$$

où la somme  $H_k + H_d$  constitue le champ magnétique anisotrope fixé par la composition et la fabrication du film FeCoB, et  $H_p$  est un champ magnétique variable en fonction de la contrainte mécanique  $P$  imposée par le cristal PZT. On rappelle que le CEA-LETI a estimé que la contrainte mécanique  $P$  pouvait varier de -500 MPa à +500 MPa, grâce à une tension de commande de -10 V à +10 V appliquée au matériau PZT.

Le tableau 2.3 présente les paramètres que nous avons utilisés pour configurer le modèle électrique de l'inductance. Les figures 2.9, 2.10 et 2.11 montrent respectivement l'évolution de la valeur de l'inductance, des pertes série et du facteur de qualité du composant en fonction de la fréquence.

paramètres	valeur	unité
$\gamma$	$18 \cdot 10^6$	-
$P$	-500 à +500	MPa
$\alpha$	0,001	-
$H_{eff}$	200	
$M_s$	16000	Tesla
$A$	$3 \cdot 10^{-12}$	-
$R_1$	3600	$\Omega$
$C_1$	10	fF
$C_s$	50	fF
$L_s$	0,75	nH
$R_s$	1	$\Omega$

TABLE 2.3 – Récapitulatif des valeurs utilisées pour paramétrer le modèle électrique de l'inductance.

Pour une contrainte de 500 MPa, il se produit une forte augmentation de la valeur de l'inductance et nous avons constaté, dans ce cas, une forte diminution de la fréquence de résonance (ramenée à 2,3 GHz). Pour des valeurs de contraintes plus faibles (inférieures à 250 MPa), cette fréquence de résonance est supérieure à 5 GHz, ce qui implique une valeur relativement plane de  $L$  dans la bande qui nous intéresse (i.e. 1 à 2 GHz).

Les pertes simulées sont tout a fait en accord avec ce que l'on peut trouver dans la littérature pour des inductances fixes planaires MMIC (sur silicium) notamment en terme de valeur [86, 87]. Le facteur de qualité est également cohérent. L'optimum serait d'utiliser l'inductance au maximum de son facteur de qualité. L'accord de l'inductance va entrainer une modification de la fréquence de résonance du filtre ( $f_0$ ), mais également une modification de la fréquence du facteur de qualité maximum ( $f_{Qmax}$ ). L'impact de l'accord de L sur  $f_0$  et sur  $f_{Qmax}$  n'est pas le même. La variation de  $f_{Qmax}$  est bien plus importante ( $> 3$  octaves). Il est donc impossible d'utiliser l'inductance au maximum de son facteur de qualité.

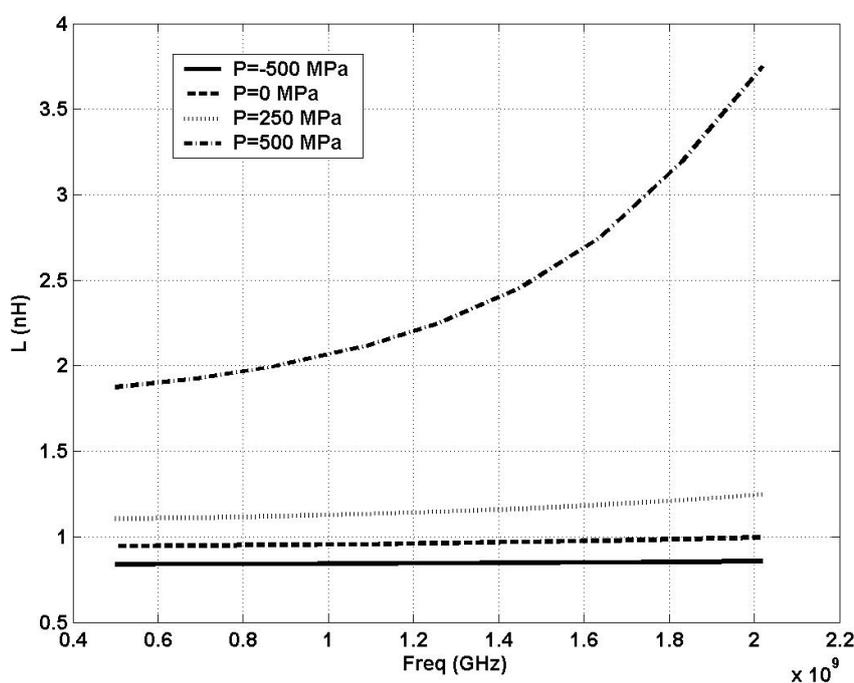


FIGURE 2.9 – Simulation de la partie inductive.

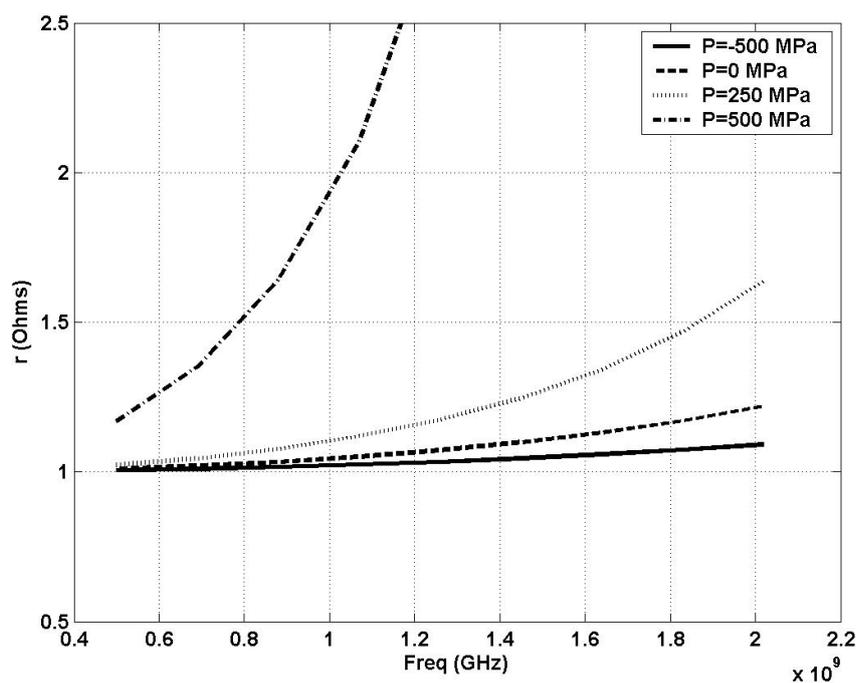


FIGURE 2.10 – Simulation des pertes série de l'inductance.

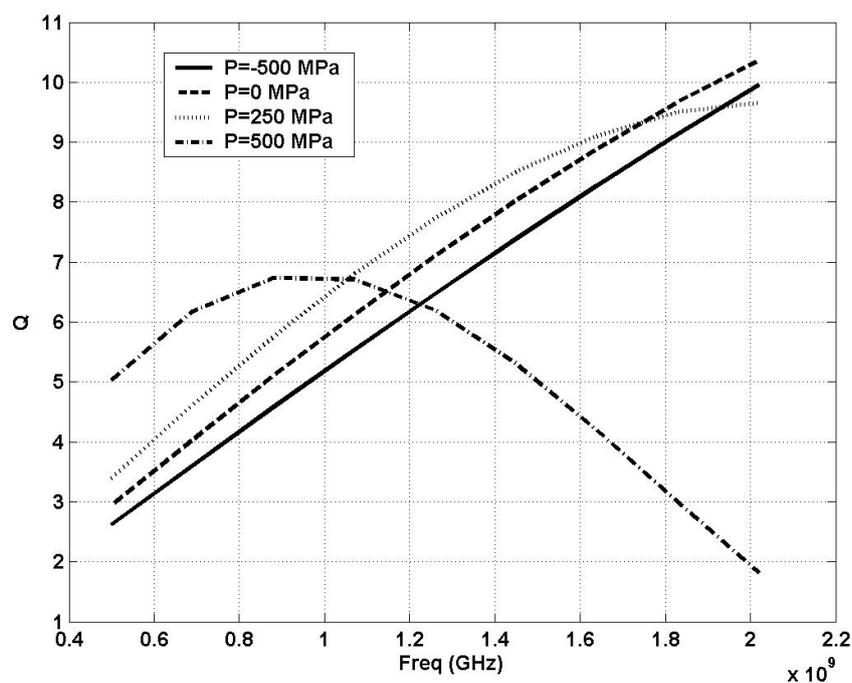


FIGURE 2.11 – Simulation du facteur de qualité de l'inductance.

## 2.4 Le résonateur accordable

On remplace maintenant les éléments  $L$  et  $C$  du résonateur de la figure 2.3 par les composants présentés en section 2.3.1 et 2.3.2.

Malheureusement, la résistance série de l'inductance provoque d'importantes pertes dans la bande et dégrade le facteur de qualité du résonateur. Afin de pouvoir l'utiliser, il est primordial de lui adjoindre un circuit de compensation de pertes (ou encore appelé résistance négative) afin d'améliorer le facteur de qualité du filtre.

### 2.4.1 La compensation de pertes

#### 2.4.1.1 Introduction

La technique de compensation de pertes est très largement utilisée pour la compensation de filtre à fréquence centrale fixe, mais elle peut également être utilisée pour le cas d'un filtrage agile à condition que la compensation soit accordable. Les pertes introduites par la capacité sont très faibles [84] et sont considérées comme étant négligeables. Les pertes dans la bande sont principalement causées par la résistance de pertes de l'inductance.

Si l'on veut augmenter le facteur de qualité d'une inductance à l'aide d'une résistance négative, il existe principalement deux solutions.

- Compenser les pertes de l'inductance par une association série (figure 2.12(a)),
- Compenser les pertes de l'inductance par une association parallèle (figure 2.12(b)).

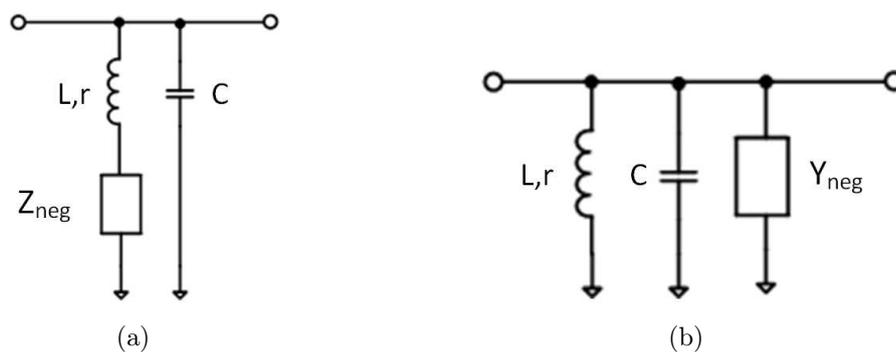


FIGURE 2.12 – Principe de la compensation (a) série ; (b) parallèle

Nous pouvons exprimer l'admittance du résonateur compensé par une association série (2.14) ou parallèle (2.15).

$$Y_{LC \text{ comp serie}} = \frac{1}{Z_{neg} + r + jL\omega} + jC\omega \quad (2.14)$$

$$Y_{LC \text{ comp } \text{parallele}} = \frac{1}{r + jL\omega} + jC\omega + Y_{neg} \quad (2.15)$$

Le but de la compensation est de modifier l'admittance du résonateur à perte de façon à se rapprocher de plus possible de  $Y_{LC \text{ sans } \text{perte}}$  (2.16). Nous pouvons donc exprimer, pour chacun des deux cas, l'expression de la partie réelle et de la partie imaginaire de la compensation.

$$Y_{LC \text{ sans } \text{perte}} = \frac{1 - LC\omega^2}{jL\omega} \quad (2.16)$$

Les pertes de notre résonateur seront donc compensées si nous avons :

- $Y_{LC \text{ comp } \text{serie}} = Y_{LC \text{ sans } \text{perte}}$  pour le cas de la compensation série,
- $Y_{LC \text{ comp } \text{parallele}} = Y_{LC \text{ sans } \text{perte}}$  pour le cas de la compensation parallèle.

C'est-à-dire :

- (2.14) = (2.16) donne le système suivant

$$\begin{cases} \Re(Z_{neg}) = -r \\ \Im(Z_{neg}) = 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

- (2.15) = (2.16) donne le système suivant

$$\begin{cases} \Re(Y_{neg}) = \frac{-r}{r^2 + (L\omega)^2} \\ \Im(Y_{neg}) = \frac{-r^2}{L\omega((L\omega)^2 + r^2)} \end{cases} \quad (2.18)$$

En pratique, ces équations doivent être vérifiées principalement autour de la fréquence centrale  $f_0$  afin de compenser au mieux les pertes dans la bande passante du filtre.

Dans la littérature, il existe une multitude de solutions permettant de réaliser une résistance négative. Risto KAUNISTO [68], en fait une énumération exhaustive. En voici quelques exemples :

- compensation série utilisant un transistor MOS,
- compensation parallèle utilisant un transistor MOS,
- compensation à deux transistors MOS,
- compensation différentielle.

Ces différentes architectures sont analysées au premier ordre en utilisant un modèle simplifié du transistor donné en figure 2.13.

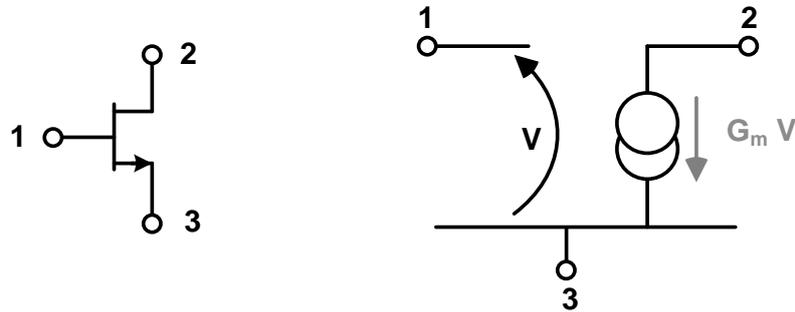


FIGURE 2.13 – Modèle simplifié du transistor utilisé pour réaliser l'analyse, au premier ordre, des différentes structures de compensation.

#### 2.4.1.2 Compensation série utilisant un transistor MOS

La figure 2.14, montre le schéma de principe d'une compensation série utilisant un unique transistor MOS.

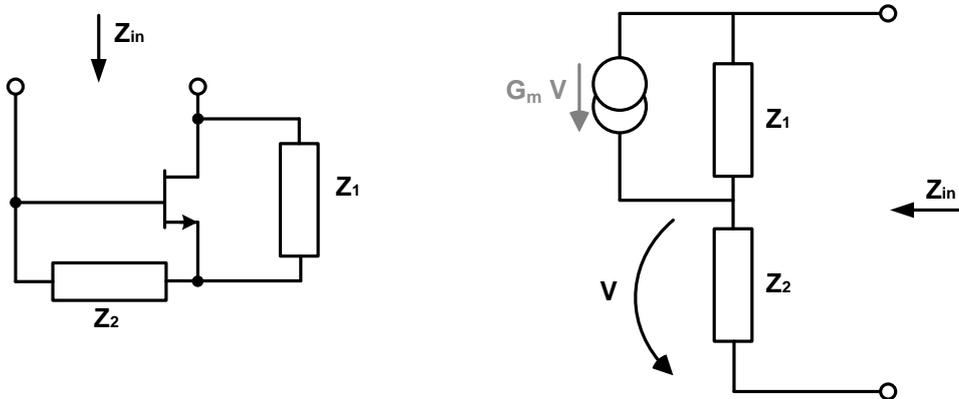


FIGURE 2.14 – Schéma de principe d'une compensation série utilisant un seul transistor MOS.

L'impédance d'entrée de ce montage est donnée par (2.19). Cette équation, fonction des impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$  et de la transconductance  $G_m$  du transistor montre que la partie réelle de  $Z_{in}$  est négative si et seulement si  $Z_1$  et  $Z_2$  sont des impédances de même nature (inductive ou capacitive).

$$Z_{in} = Z_1 + Z_2 + G_m Z_1 Z_2 \quad (2.19)$$

Le calcul de  $Z_{in}$ , dans le cas où  $Z_1$  et  $Z_2$  sont des impédances capacitives, est présenté par les équations du système (2.20). Les équations du système (2.21), correspondent au cas où  $Z_1$  et  $Z_2$  sont des impédances inductives.

Type capacitif pour  $Z_1$  et  $Z_2$  :

$$\begin{cases} \Re(Z_{in}) = -G_m \frac{1}{C_1 C_2 \omega^2} \\ \Im(Z_{in}) = -\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 \omega} \end{cases} \quad (2.20)$$

Type inductif pour  $Z_1$  et  $Z_2$  :

$$\begin{cases} \Re(Z_{in}) = -G_m L_1 L_2 \omega^2 \\ \Im(Z_{in}) = \omega(L_1 + L_2) \end{cases} \quad (2.21)$$

Il est certain que si ces impédances sont réalisées à l'aide de composants intégrés, le type capacitif sera préféré au type inductif pour des questions d'encombrement et de pertes.

Pour que la valeur de la compensation soit accordable, il est possible de modifier la transconductance  $G_m$  en jouant sur la polarisation du transistor ou encore de modifier la valeur des impédances  $Z_1$  et/ou  $Z_2$ . Dans ce cas, le type capacitif est plus adapté grâce à l'utilisation de diodes varactors qui sont plus simples d'utilisation et moins encombrantes qu'une solution à base d'inductances variables.

Le type capacitif permet également de gagner en encombrement car il est possible d'utiliser la capacité  $C_{gs}$  du transistor en lieu et place de l'impédance  $Z_2$  mais dans ce cas, l'accordabilité via  $G_m$  devient inefficace car  $G_m$  et  $C_{gs}$  sont liés.

Ce type de schéma est mieux adapté à la compensation des pertes série d'une inductance de forte valeur. Dans ce cas, la partie imaginaire de  $Z_{in}$  (non nulle), mise en série avec cette inductance, ne modifie pas trop la valeur de la partie imaginaire globale de l'association.

Nous avons vu que pour une compensation série, il est préférable d'avoir une partie imaginaire nulle (2.17). Compte tenu de (2.20) et de (2.21), il est impossible d'y parvenir, que ce soit avec le type inductif ou bien avec le type capacitif.

### 2.4.1.3 Compensation parallèle utilisant un transistor MOS

La figure 2.15, montre maintenant deux schémas de principe d'une compensation parallèle utilisant un transistor MOS unique.

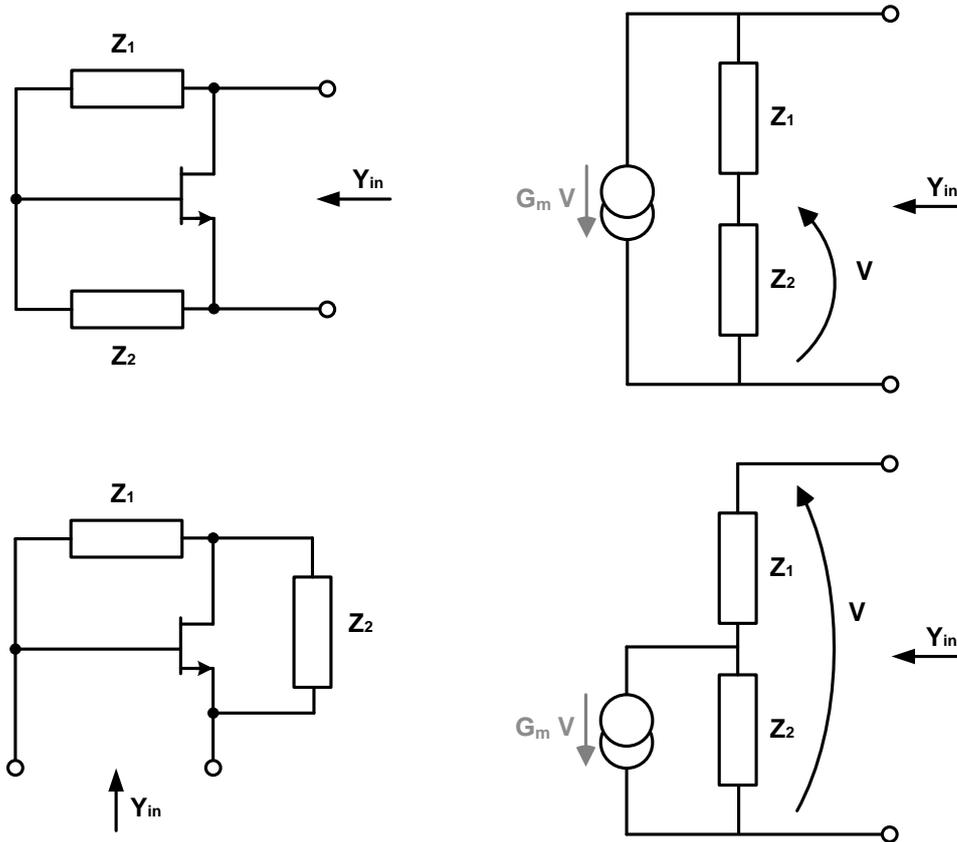


FIGURE 2.15 – Schémas de principe d'une compensation parallèle utilisant un seul transistor MOS.

L'admittance d'entrée de ces deux montages est donnée par (2.22). Cette équation, fonction des impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$  et de la transconductance  $G_m$  du transistor montre que la partie réelle de  $Y_{in}$  est négative dans le cas où  $Z_1$  et  $Z_2$  sont des impédances de nature opposées (inductive/capacitive ou capacitive/inductive).

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_1 + Z_2} + \frac{G_m}{\left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right)} \quad (2.22)$$

Le calcul de  $Y_{in}$ , dans le cas où l'impédance  $Z_1$  est de type capacitif et  $Z_2$  inductif, est présenté par le système d'équation (2.23). Les équations du système (2.24), quant à elles, explicitent  $Y_{in}$  lorsque  $Z_1$  est inductive et  $Z_2$  capacitive.

Type capacitif pour  $Z_1$  et inductif pour  $Z_2$  :

$$\begin{cases} \Re(Y_{in}) = -\frac{G_m C_1 L_2 \omega^2}{C_1 L_2 \omega^2 - 1} \\ \Im(Y_{in}) = -\frac{C_1 \omega}{C_1 L_2 \omega^2 - 1} \end{cases} \quad (2.23)$$

Type inductif pour  $Z_1$  et capacitif pour  $Z_2$  :

$$\begin{cases} \Re(Y_{in}) = \frac{G_m}{L_1 C_2 \omega^2 - 1} \\ \Im(Y_{in}) = -\frac{C_2 \omega}{L_1 C_2 \omega^2 - 1} \end{cases} \quad (2.24)$$

Grâce à ces équations, on constate que la partie réelle de l'admittance d'entrée,  $\Re(Y_{in})$ , est négative si  $L_{(1,2)} C_{(2,1)} \omega^2 > 1$ .

Tout comme pour l'exemple précédent, la valeur de la résistance négative peut être modifiée en jouant sur  $G_m$  ou en remplaçant les impédances  $Z_1$  et/ou  $Z_2$  par un composant accordable.

#### 2.4.1.4 Compensation à deux transistors MOS

Les deux topologies précédentes ont le désavantage d'avoir une partie réelle négative très dépendante de la fréquence.

L'utilisation de deux transistors pour réaliser la compensation permet d'annuler (ou au moins de diminuer) cette dépendance fréquentielle de la partie réelle de la compensation. La figure 2.16 présente le schéma de principe d'une compensation réalisée à l'aide de deux transistors. Il est important de noter que ces deux transistors doivent être identiques (ou twin-transistor).

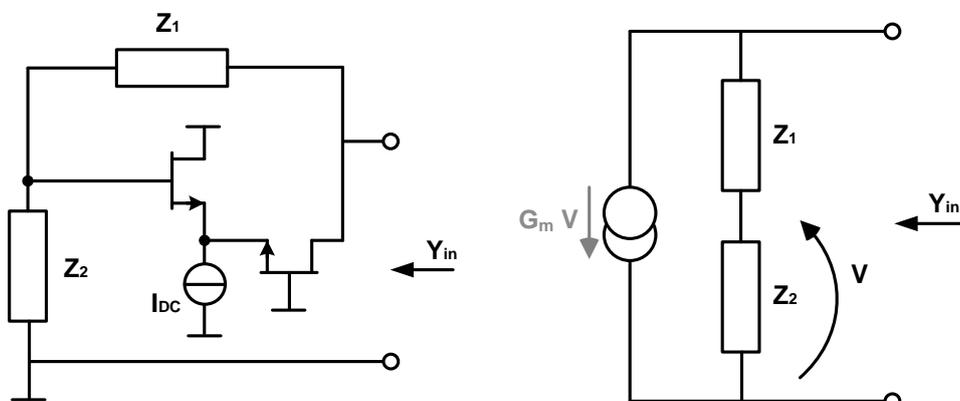


FIGURE 2.16 – Schéma de principe d'une compensation utilisant deux transistors MOS.

L'équation (2.25) correspond à l'expression de l'admittance d'entrée :  $Y_{in}$  d'un tel montage, elle est fonction des impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$  et de la transconductance équivalente de l'association des deux transistors.

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_1 + Z_2} - \frac{G_m}{\left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right)} \quad (2.25)$$

avec

$$G_m = \frac{G_{m1} G_{m2}}{G_{m1} + G_{m2}} \quad (2.26)$$

L'expression (2.25) est identique à (2.22), au signe près devant  $G_m$ . On constate que la partie réelle de  $Y_{in}$  devient négative lorsque les impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  sont de même type (inductif ou capacitif). Cela donne donc lieu à deux schémas électriques possibles, présentés en figure 2.17.

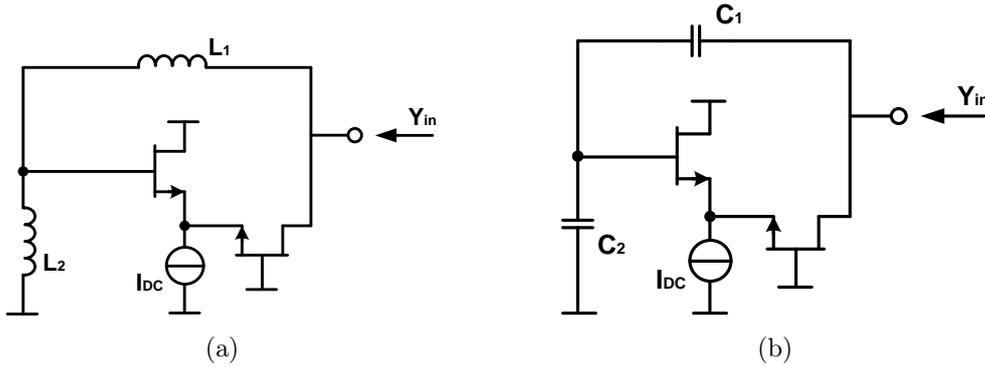


FIGURE 2.17 – Schémas électriques d'une compensation à deux transistors MOS (a) type inductif; (b) type capacitif.

Type inductif pour  $Z_1$  et  $Z_2$  :

$$\begin{cases} \Re(Y_{in}) = -\frac{G_m}{1 + \frac{L_1}{L_2}} \\ \Im(Y_{in}) = \frac{1}{(L_1 + L_2)\omega} \end{cases} \quad (2.27)$$

Type capacitif pour  $Z_1$  et  $Z_2$  :

$$\begin{cases} \Re(Y_{in}) = \frac{G_m}{1 + \frac{C_2}{C_1}} \\ \Im(Y_{in}) = \omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \end{cases} \quad (2.28)$$

Les équations des systèmes (2.27) et (2.28) montrent qu'il est possible d'obtenir une partie imaginaire faible. Dans le même temps, le choix des rapports  $L_1/L_2$  ou  $C_2/C_1$ , permet d'obtenir un réglage complémentaire à  $G_m$  pour fixer la valeur de la résistance négative.

#### 2.4.1.5 Compensation différentielle

En considérant le schéma de la figure 2.16 et en annulant les impédances  $Z_1$  et  $Z_2$ , ce schéma peut se mettre sous la forme du schéma électrique présenté en figure 2.18, qui correspond à une structure différentielle.

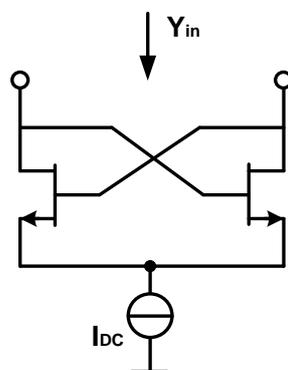


FIGURE 2.18 – Schéma électrique simplifié d'une compensation différentielle.

La relation (2.25) donne le système suivant :

$$\begin{cases} \Re(Y_{in}) = -\frac{G_m}{2} \\ \Im(Y_{in}) = \omega \frac{C_{gs1} + C_{gs2}}{4} \end{cases} \quad (2.29)$$

Où  $C_{gs1}$  et  $C_{gs2}$  représentent les capacités grille/source des deux transistors MOS utilisés.

Il est également possible de remplacer les transistors MOS par des transistors bipolaires (BJT). L'admittance d'entrée  $Y_{in}$  devient donc :

$$\begin{cases} \Re(Y_{in}) = -\frac{\beta-1}{2 r_b} \\ \Im(Y_{in}) = 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

Avec  $\beta$  le gain en courant du transistor et  $r_b$  sa résistance de base.

Le modèle de transistor utilisé pour exprimer (2.30) est un modèle simplifié ne prenant pas en compte les capacités base/émetteur et collecteur/émetteur du transistor, ce qui explique le fait que (2.30) donne une partie imaginaire nulle.

Ici, l'accordabilité de la partie réelle de la compensation se fait uniquement via une modification de la polarisation permettant de faire varier le gain en courant  $\beta$  sur une large plage de valeur.

La structure différentielle possède les avantages suivants :

- une partie réelle peu dépendante de la fréquence (décroissance de  $\beta$  en fonction de la fréquence),
- un accord de la partie réelle de la compensation pouvant se faire sur une grande plage et de façon simple (polarisation),
- un fonctionnement aux radio-fréquences,
- une partie imaginaire de la compensation théoriquement nulle.

## 2.5 Etude de la compensation différentielle des pertes

On a vu dans la section précédente que la compensation différentielle des pertes était appropriée pour compenser un résonateur RLC parallèle. Elle est d'ailleurs largement employée pour la conception d'oscillateurs contrôlés en tension (VCO) intégrés [88, 89, 90, 91]. Nous allons nous inspirer de ces conceptions pour réaliser le résonateur compensé.

La figure 2.19 montre le schéma électrique simplifié d'un résonateur compensé utilisé pour réaliser un VCO.

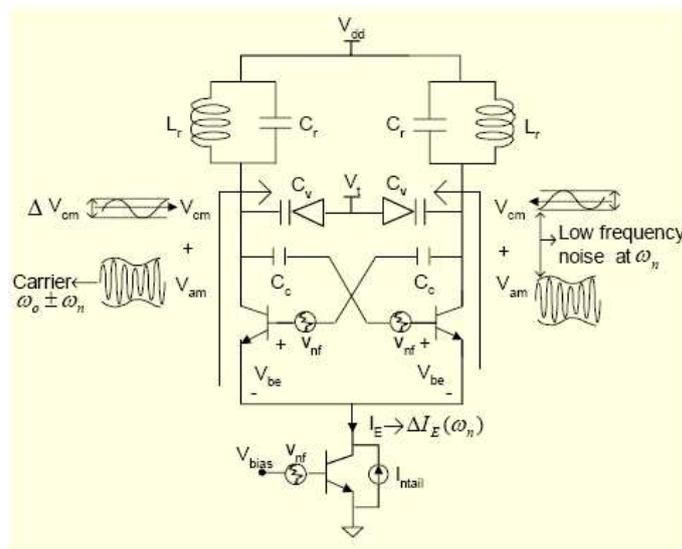


FIGURE 2.19 – Schéma électrique simplifié d'un résonateur compensé utilisé pour réaliser un VCO [88].

Compenser les pertes, revient à retrouver de l'expression du résonateur sans perte autour de la fréquence de résonance  $f_0$ . Le résonateur sans perte est présenté en figure 2.20 et son admittance est donnée par (2.31).

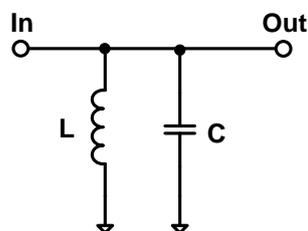


FIGURE 2.20 – Schéma électrique d'un résonateur sans perte.

$$Y_{LC \text{ sans perte}} = \frac{1 - LC\omega^2}{jL\omega} \quad (2.31)$$

On a vu que, les composants que nous utilisons pour concevoir notre résonateur présentent des pertes. En première approximation, nous considérons que les pertes introduites par la capacité sont négligeables [84], nous pouvons donc assimiler le résonateur à celui présenté en figure 2.21(a). Comme la compensation est placée en parallèle du résonateur, il est plus pertinent de le transformer comme indiqué en figure 2.21(b).

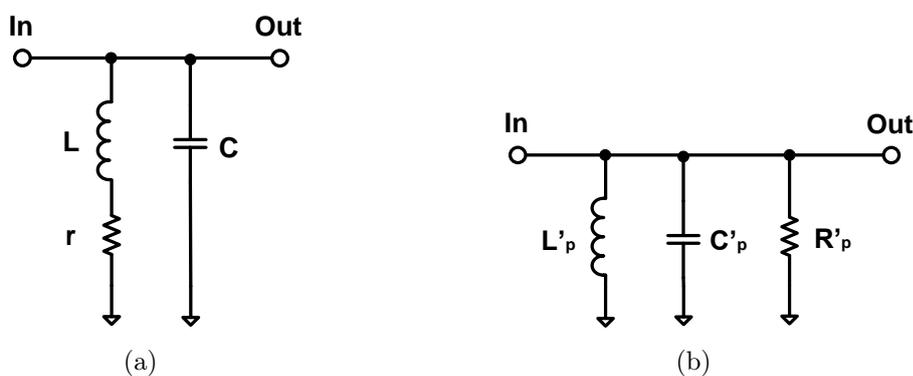


FIGURE 2.21 – (a) Modèle du résonateur ; (b) Modèle équivalent du résonateur après transformation parallèle.

avec

$$R'_p = \frac{(L\omega)^2 + r^2}{r} \quad (2.32)$$

$$L'_p = \frac{(L\omega)^2 + r^2}{L\omega^2} \quad (2.33)$$

$$C'_p = C \quad (2.34)$$

Les pertes, ici représentées par  $R'_p$ , doivent être compensées à la fréquence de résonance  $f_0$ .

En couplant la formule (2.32) aux équations (2.9) et (2.11) il est possible de calculer les extremums de  $R'_p$ . Ainsi :

$$\begin{cases} R'_{p \min} = 89 \Omega \\ et \\ R'_{p \max} = 107 \Omega \end{cases}$$

Nous transformons maintenant le résonateur pour qu'il fonctionne sur le mode différentiel (figure 2.22).

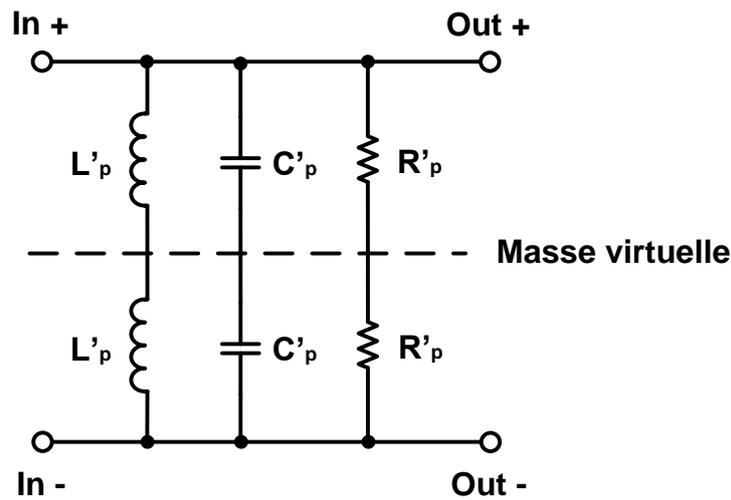


FIGURE 2.22 – Schéma du résonateur fonctionnant sur le mode différentiel.

Puis, le circuit de compensation est placé en parallèle par rapport au résonateur (figure 2.23).

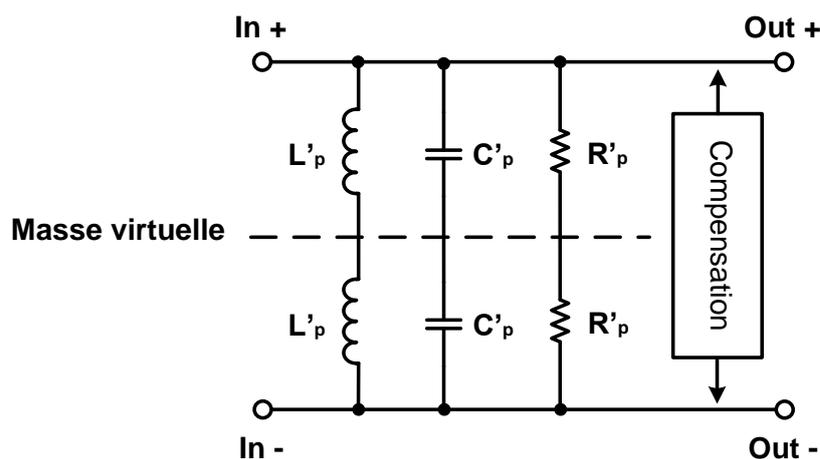


FIGURE 2.23 – Schéma de principe du résonateur différentiel compensé en parallèle.

La figure 2.24(a) donne un schéma simplifié du circuit de compensation et la figure 2.24(b) donne le modèle simplifié du transistor bipolaire utilisé pour faire une première approximation de la valeur de la compensation.  $\beta$  représente le gain en courant du transistor et  $r_b$  la résistance base-émetteur.

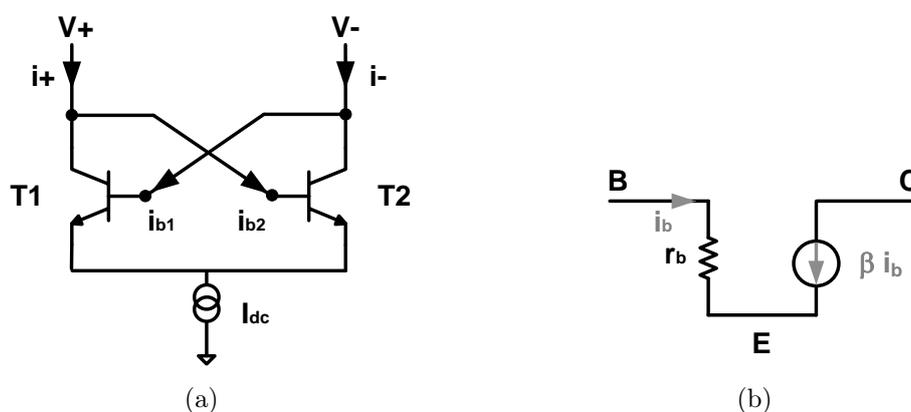


FIGURE 2.24 – (a) Schéma simplifié du circuit de compensation ; (b) Modèle du transistor bipolaire

Les courants  $i_{(+)}$  et  $i_{(-)}$  peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} i_{(+)} = \beta i_{b1} + i_{b2} = \beta \frac{v_{(-)}}{r_b} + \frac{v_{(+)}}{r_b} \\ i_{(-)} = \beta i_{b2} + i_{b1} = \beta \frac{v_{(+)}}{r_b} + \frac{v_{(-)}}{r_b} \end{cases}$$

Et donc :

$$i_{(+)} - i_{(-)} = [v_{(+)} - v_{(-)}] \left[ \frac{1}{r_b} + \frac{\beta}{r_b} \right]$$

Nous en déduisons maintenant l'impédance d'entrée du circuit sur le mode différentiel notée  $Z_{dd11}$ .

$$Z_{dd11} = \frac{v_{(+)} - v_{(-)}}{i_{(+)} - i_{(-)}} = \frac{2 r_b}{1 - \beta} \approx \frac{-2 r_b}{\beta}$$

Cette impédance  $Z_{dd11}$  correspond à l'impédance négative créée par le circuit de compensation, par la suite nous l'appellerons  $Z_{neg\ diff}$ .

$$Z_{dd11} = Z_{neg\ diff} = \frac{-2 r_b}{\beta}$$

Pour compenser les pertes du résonateur nous devons vérifier l'équation suivante :

$$Z_{neg\ diff} = -2 R'_p$$

et par conséquent :

$$\frac{r_b}{\beta} = \frac{(L \omega)^2 + r^2}{r}$$

soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left( \frac{r_b}{\beta} \right)_{min} = 89 \Omega \\ et \\ \left( \frac{r_b}{\beta} \right)_{max} = 107 \Omega \end{array} \right.$$

Cette approximation permet de dimensionner les transistors de façon à atteindre ces valeurs tout en réalisant un compromis entre facteur de bruit, consommation et encombrement.

Les figures 2.25 et 2.26 montrent respectivement une simulation des paramètres  $S_{dd21}$  puis  $S_{dd11}$  et  $S_{dd22}$  du filtre compensé, pour plusieurs valeurs de fréquence centrale. Les paramètres  $S_{dd11}$  et  $S_{dd22}$  sont confondus car le circuit est symétrique.

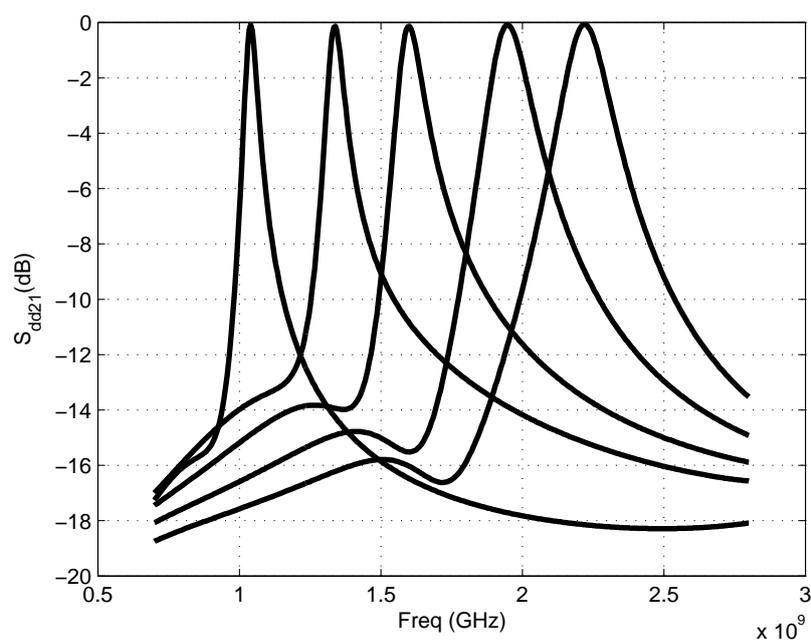


FIGURE 2.25 – Simulations du paramètre  $S_{dd21}$  du filtre compensé pour plusieurs valeurs de fréquence centrale.

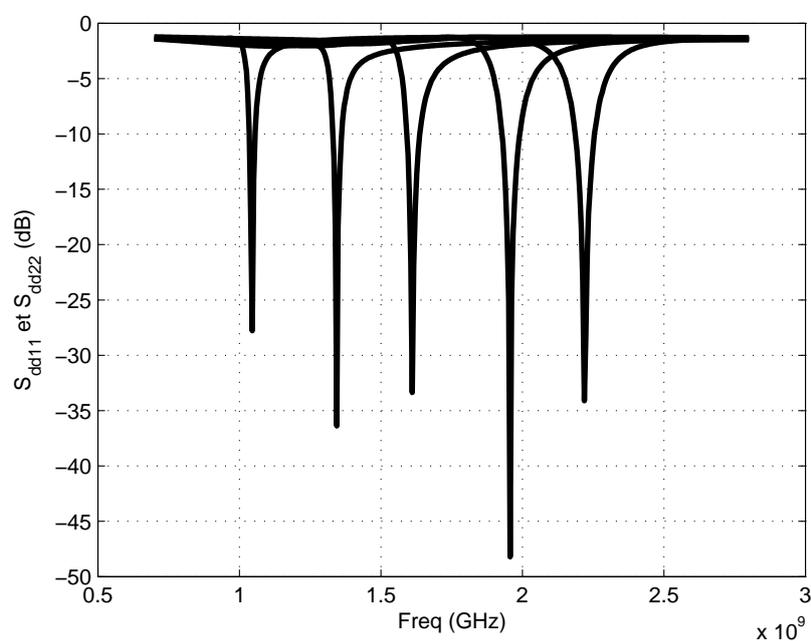


FIGURE 2.26 – Simulations des paramètres  $S_{dd11}$  et  $S_{dd22}$  du filtre compensé pour plusieurs valeurs de fréquence centrale.

Pour permettre une modification du niveau de compensation, nous modifions la polarisation des transistors constituant le circuit de compensation, cette modification se

fait via la source de courant d'émetteur et entraîne une modification du gain en courant  $\beta$  des transistors et donc, par voie de conséquence, un accord de la résistance négative.

## 2.6 Topologie de la partie amplification différentielle faible bruit

Afin de garantir un faible facteur de bruit et un gain suffisant pour la structure finale, nous utilisons un LNA différentiel en tête de la chaîne pour minimiser le facteur de bruit [92] (formule de FRIIS).

La structure différentielle retenue possède de nombreux avantages comparée aux systèmes simple accès (single-ended) avantages parmi lesquels on peut citer [93, 94] :

- une meilleure immunité au bruit ainsi qu'aux interférences apportées par le mode commun,
- une distorsion améliorée,
- une tolérance aux masses RF non-idéales,
- une puissance de sortie plus importante que pour les systèmes simple accès.

La figure 2.27 présente une topologie de paire différentielle non chargée qui constitue la brique de base de l'amplificateur. Par la suite, le LNA différentiel sera chargé par le résonateur compensé présenté dans la section 2.5.

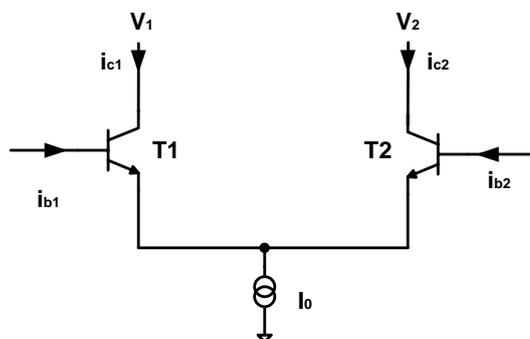


FIGURE 2.27 – Topologie de l'amplificateur différentiel.

Il est à noter que les transistors T1 et T2 doivent être identiques pour bénéficier des propriétés de la fonction différentielle.

### 2.6.1 Dimensionnement des transistors de l'amplificateur

Le modèle petit signal du transistor NPN est donné en figure 2.28. Ce modèle décrit le comportement en fréquence du transistor. Comme nous l'utilisons à des fréquences

relativement faibles ( $< 3\text{GHz}$ ), il est possible de négliger certains éléments.

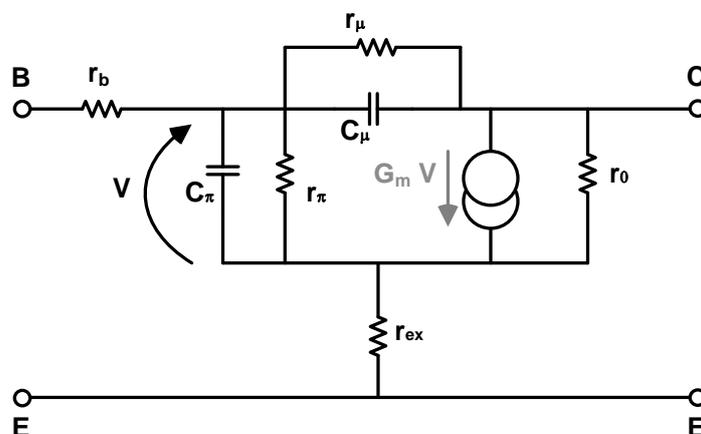


FIGURE 2.28 – Modèle petit signal du transistor NPN.

Physiquement, les zones C et B sont très éloignées et séparées par des couches de poly SiGe et de mono SiGe,  $C_\mu$  et  $r_\mu$  sont donc négligeables aux fréquences pour lesquelles cette étude est menée.

Pour ce modèle,  $r_{ex}$ , qui représente la résistance de la connexion d'émetteur, peut être négligée car sa valeur n'est que de quelques Ohms. La résistance introduite par la connexion de base est représentée par la résistance  $r_b$ . Cette connexion est réalisée grâce à un dépôt de polysilicium dopé, sa valeur est donc négligeable devant  $r_\pi$ .

La jonction PN entre base et émetteur présente une capacité équivalente fonction de la zone de charge d'espace et de la capacité dû à la diffusion de cette jonction (polarisée en inverse), on nomme cette capacité équivalente  $C_\pi$ .

En prenant en compte ces considérations, le modèle simplifié obtenu est donné en figure 2.29.

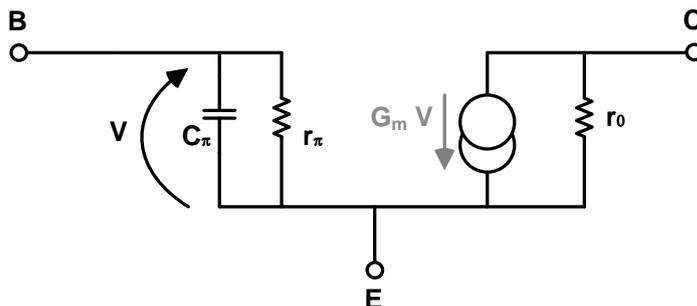


FIGURE 2.29 – Modèle petit signal simplifié du transistor NPN.

On se propose maintenant de faire le calcul de la matrice  $[Z_{mat}]$  de la paire différentielle en utilisant ce modèle petit signal. Le schéma électrique est donné en figure 2.30.

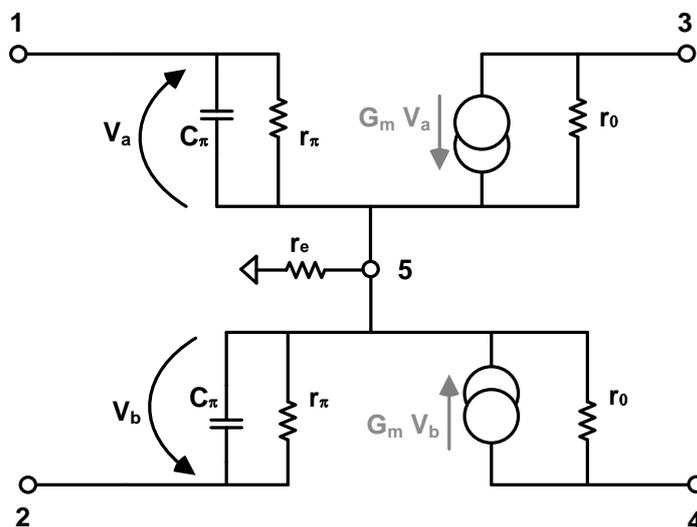


FIGURE 2.30 – Schéma électrique étudié – paire différentielle en petit signal.

Dans un premier temps, on va exprimer la matrice  $[Y_{std}]$  de l'octopôle obtenu. Pour cela il faut résoudre le système (2.35).

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{15} V_5 \\ I_2 = Y_{22} V_2 + Y_{25} V_5 \\ I_3 = Y_{33} V_3 + Y_{35} V_5 \\ I_4 = Y_{44} V_4 + Y_{45} V_5 \\ I_5 = Y_{55} V_5 + Y_{54} V_4 + Y_{53} V_3 + Y_{52} V_2 + Y_{51} V_1 \end{array} \right. \quad (2.35)$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_{11} = Y_{22} = \frac{1 + jC_\pi r_\pi w}{r_\pi} \quad , \quad Y_{15} = Y_{25} = -\frac{1 + jC_\pi r_\pi w}{r_\pi} \\ Y_{33} = Y_{44} = \frac{1}{r_0} \quad , \quad Y_{35} = Y_{45} = \frac{-1}{r_0} + G_m \\ Y_{51} = Y_{52} = -\frac{1 + jC_\pi r_\pi w}{r_\pi} - G_m \quad , \quad Y_{53} = Y_{54} = -\frac{1 + jC_\pi r_\pi w}{r_\pi} \\ Y_{55} = \frac{1}{r_e} + \frac{2 + 2jC_\pi r_\pi w}{r_\pi} + \frac{2}{r_0} + 2 G_m \end{array} \right. \quad (2.36)$$

Il est maintenant possible d'exprimer la matrice  $[Y_{std}]$  de l'octopôle.

$$[Y_{std}] = \begin{bmatrix} Y_{T11} & Y_{T12} & Y_{T13} & Y_{T14} \\ Y_{T21} & Y_{T22} & Y_{T23} & Y_{T24} \\ Y_{T31} & Y_{T32} & Y_{T33} & Y_{T34} \\ Y_{T41} & Y_{T42} & Y_{T43} & Y_{T44} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

L'expression des éléments de la matrice  $[Y_{std}]$  est donnée en annexe A.

Les tensions et les courants relatifs aux modes différentiel (d) et commun (c) du dispositif peuvent être définis de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{c1} \\ V_{c2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

$$\begin{pmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{c1} \\ I_{c2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & -1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I1 \\ I2 \\ I3 \\ I4 \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

Cela nous donne la matrice de passage entre le vecteur de tension du mode mixte et du mode standard  $[M_v]$  et la matrice de passage entre le vecteur de courant du mode mixte et du mode standard  $[M_i]$ .

$$[M_v] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_i] = \begin{bmatrix} 1/2 & -1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Par définition, on a :

$$(I) = [Y_{std}] (V)$$

et

$$(I_{mixt}) = [Y_{mixt}] (V_{mixt})$$

On peut donc écrire la relation (2.41).

$$[Y_{mixt}] = [M_i] [Y_{std}] [M_v]^{-1} \quad (2.41)$$

or, on sait que

$$[Z_{mixt}] = [Y_{mixt}]^{-1}$$

Donc, finalement, on peut exprimer la matrice impédance mixte,  $[Z_{mixt}]$ , de la paire différentielle. La matrice (2.42) donne  $[Z_{mixt}]$  en fonction des éléments du circuit.

$$[Z_{mixt}] = \begin{bmatrix} \frac{2 r_{\pi}}{1+jC_{\pi}r_{\pi}w} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 r_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{2} \frac{r_{\pi}+2r_e+2jr_eC_{\pi}r_{\pi}w}{(2 G_m r_e - 1)(1+jC_{\pi}r_{\pi}w)} & \frac{-r_e}{2 G_m r_e - 1} \\ 0 & 0 & -\frac{(1+r_0 G_m)(1+jC_{\pi}r_{\pi}w+G_m r_{\pi})r_e}{(2 G_m r_e - 1)(1+jC_{\pi}r_{\pi}w)} & \frac{-1}{2} \frac{r_0+2 r_e}{2 G_m r_e - 1} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

L'impédance d'entrée différentielle de la structure est donnée par  $Z_{dd11}$ .

$$Z_{dd11} = \frac{2 r_{\pi}}{1 + j C_{\pi} r_{\pi} \omega}$$

Cette expression permet de mieux évaluer l'impact des dimensions du transistor sur les impédances d'entrée et de sortie de la paire différentielle. Par exemple, l'augmentation de la longueur de la base va conduire à une augmentation de  $r_{\pi}$  et de  $C_{\pi}$ , ce qui aboutit à une faible diminution de  $Z_{dd11}$ . A l'inverse, une augmentation du nombre de transistors en parallèle va entraîner une diminution de  $r_{\pi}$  couplée à une augmentation de  $C_{\pi}$ , ce qui va se traduire par une forte diminution de l'impédance d'entrée.

L'amplificateur différentiel présenté en figure 2.27 est un montage *émetteur commun*, le gain en boucle ouverte d'un tel montage est donnée par l'équation 2.43.

$$Gv = \frac{-\beta r_o}{r_{\pi}} = -G_m r_o \quad (2.43)$$

Le dimensionnement du transistor est une étape cruciale, c'est principalement elle qui va imposer les performances de l'amplificateur. La taille du transistor va avoir un impact sur sa fréquence de transition, sur la polarisation et sur la linéarité.

A noter que l'amplificateur est polarisé en *classe A* afin de privilégier la linéarité.

On utilise maintenant le kit de conception fournit par le fondeur et donc le modèle comportemental complet développé par NXP.

Le transistor NPN de la technologie QuBIC4X possède 4 paramètres :

- la longueur de la base (notée  $L$ ),
- la largeur de la base (notée  $W$ ),
- le nombre d'émetteurs dont dispose le transistor unitaire (noté  $n_E$ ),
- le nombre de transistors unitaire en parallèle (noté  $n_{//}$ ).

Chacun de ces paramètres va avoir un impact sur les performances du transistor et donc sur celles de l'étage amplificateur.

Le tableau 2.4 présente la fréquence de transition et le gain disponible (Ga) à 2 GHz, de plusieurs transistors NPN de dimensions différentes. Pour ces simulations, le gain en courant au DC, noté  $\beta_{DC}$ , est fixé à 290. Le nombre de transistors en parallèle est volontairement choisi supérieur à 5 afin de garantir une meilleure linéarité.

$n^o$	W en $\mu\text{m}$	L en $\mu\text{m}$	$n_E$	$n_{//}$	$f_T$ en GHz	Ga en dB
1	0,5	5	1	7	31,5	26
2	0,5	5	2	7	19	24
3	0,5	5	1	5	39	27
4	0,5	5	1	10	24,6	25,3
5	0,7	5	2	7	16	23
6	0,7	10	2	7	7,4	13,5
7	0,5	10	2	7	11	21,5
8	0,5	10	2	10	8,2	19,5

TABLE 2.4 – Tableau récapitulatif des variations de la fréquence de transition  $f_T$  et du gain disponible du transistor NPN en fonction de ses dimensions.

La solution  $n^o6$  est écartée car elle ne présente pas un gain disponible suffisant à 2 GHz. Les solutions  $n^o1$  à 4 sont également écartées pour privilégier la linéarité. Les solutions  $n^o5$ , 7 et 8 sont retenues, le choix final se porte sur la  $n^o7$  car cette solution aura une plus grande linéarité que la  $n^o5$  et l'adaptation d'entrée sera plus aisée que la solution  $n^o8$ .

La figure 2.31 montre l'évolution du gain disponible, Ga, du transistor retenu, en fonction de la fréquence. Ce tracé illustre la décroissance du gain disponible entre 1 GHz et 2 GHz (due à l'expression de  $G_m$ ) qui peut être problématique si l'on souhaite disposer d'une fonction de filtrage à gain constant sur toute la plage d'accord.

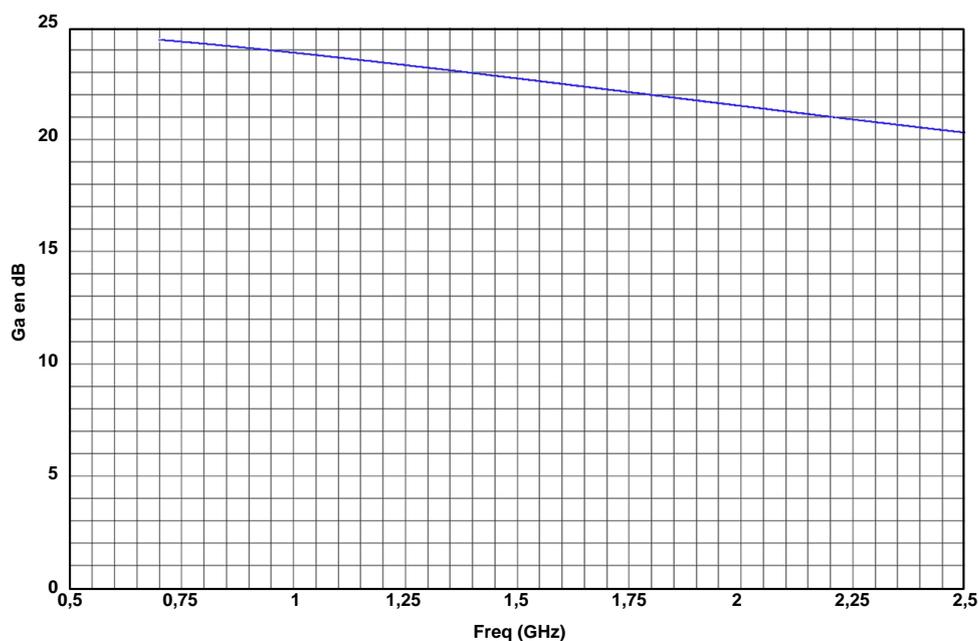


FIGURE 2.31 – Evolution en fréquence du gain disponible Ga du transistor NPN sélectionné.

### 2.6.2 La contre réaction R-C et l'inductance de dégénérescence

Les amplificateurs faible bruit et large bande (UWB LNA) ont également la même problématique. Pour atténuer ce phénomène et obtenir un gain plat dans la bande de travail, on rencontre dans la littérature une solution consistant à mettre en œuvre une contre réaction R-C entre base et collecteur [95, 96]. Cette solution permet d'obtenir un gain plat dans la bande désirée, facilite l'adaptation et atténue les risques d'instabilité. Une optimisation de la valeur des éléments R et C de cette contre réaction permet d'obtenir le tracé du gain disponible présenté en figure 2.32. Cette optimisation donne le paramétrage suivant :  $R = 2,6 \text{ k}\Omega$  et  $C = 2,4 \text{ pF}$ .

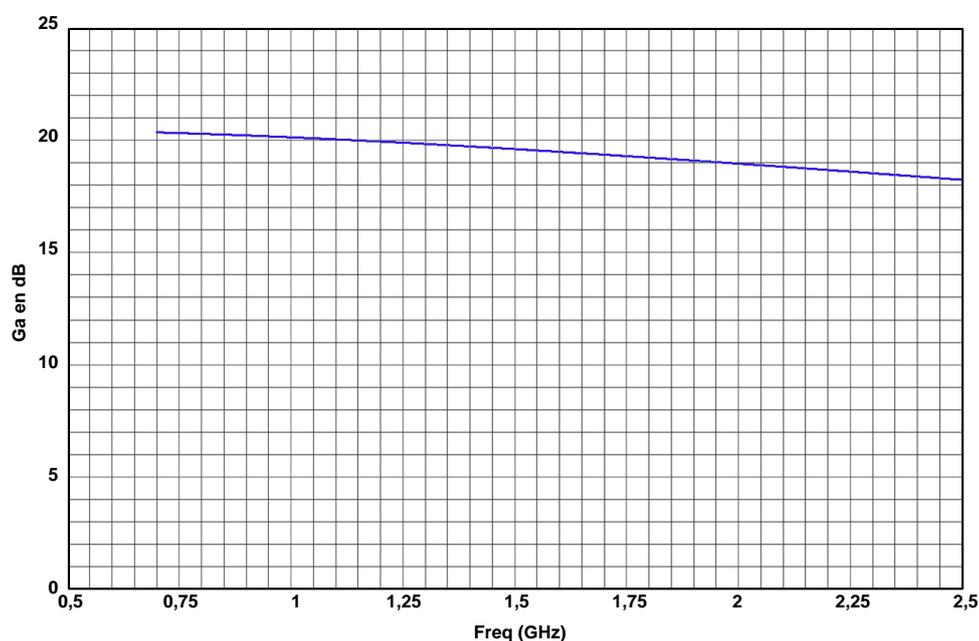


FIGURE 2.32 – Evolution en fréquence du gain disponible  $G_a$  avec  $R = 2,6 \text{ k}\Omega$  et  $C = 2,4 \text{ pF}$ .

Les conditions d'adaptation en puissance et en bruit sont différentes, l'ajout d'une inductance de dégénérescence sur l'émetteur du transistor permet de résoudre ce problème. La figure 2.33 montre, sur un même abaque de Smith, les variations de l'impédance d'entrée de la structure (schéma électrique donné en figure 2.36) pour une valeur d'inductance de dégénérescence d'émetteur allant de 0,5 à 1,4 nH.

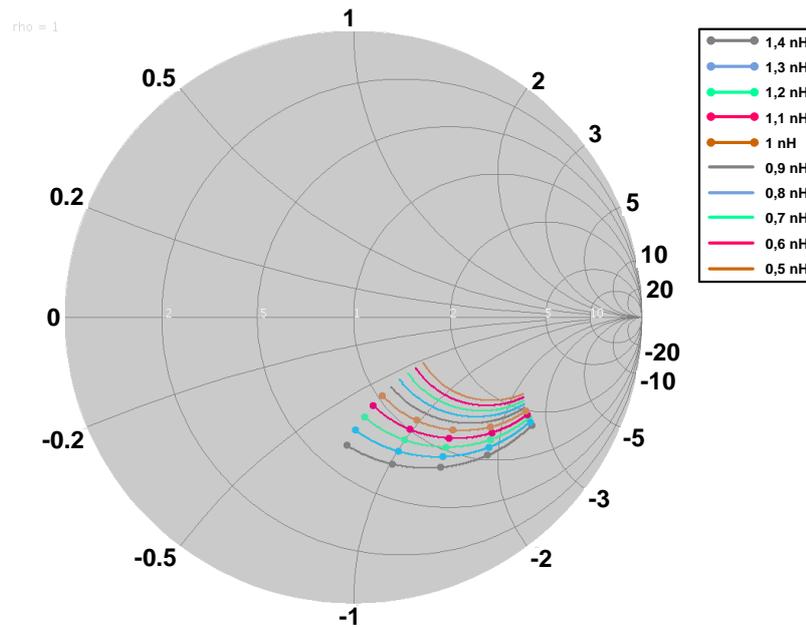


FIGURE 2.33 – Simulation de l'impédance d'entrée du montage pour une inductance de dégénérescence d'émetteur allant de 0,5 à 1,4 nH. Abaque de Smith normalisé sur  $100\Omega$ .

La figure 2.34 présente l'impédance optimale en bruit de la structure. Cette simulation est réalisée entre 0,7 et 2,5 GHz, pour une inductance de dégénérescence allant de 0,5 à 1,4 nH. Elle permet de constater que l'impédance optimale varie peu en fonction de la valeur de l'inductance.

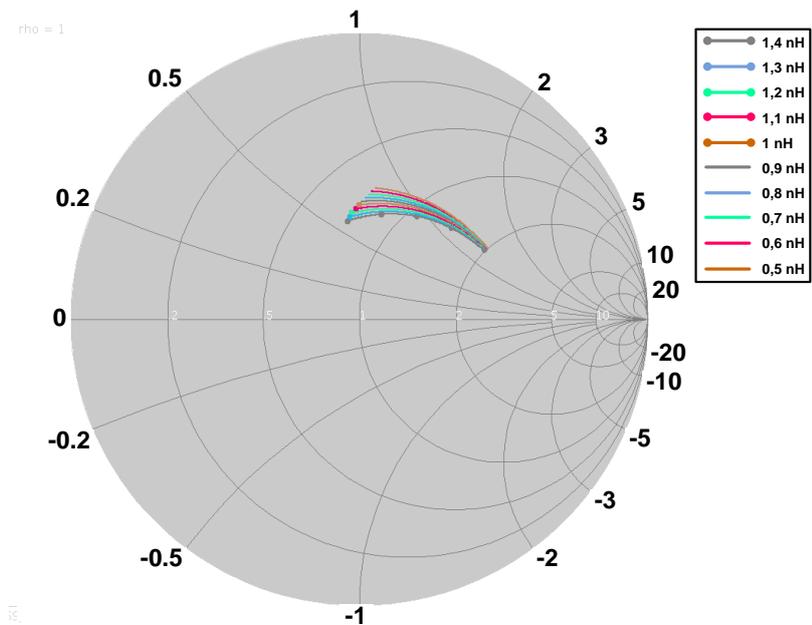


FIGURE 2.34 – Simulation de l'impédance d'entrée optimale en bruit du montage pour une inductance de dégénérescence d'émetteur allant de 0,5 à 1,4 nH. Abaque de Smith normalisé sur  $100\Omega$ .

Par ailleurs cette inductance permet également de modifier le facteur de bruit. La figure 2.35 montre le facteur de bruit (NF) du montage en fonction de la valeur de l'inductance de dégénérescence d'émetteur. Si l'impédance d'entrée représente le conjugué de l'impédance optimale en bruit, le facteur de bruit est égal au facteur de bruit minimal (noté  $NF_{min}$ ).

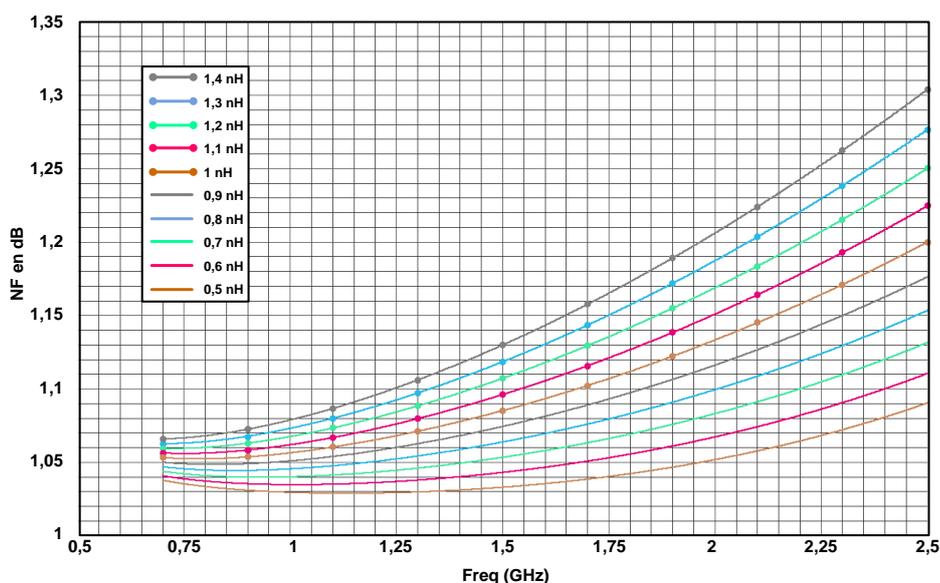


FIGURE 2.35 – Simulation du facteur de bruit du montage pour une inductance de dégénérescence d'émetteur allant de 0,5 à 1,4 nH.

En traçant les cercles de gain constant et de facteur de bruit constant sur un même abaque de Smith, on peut choisir graphiquement l'impédance optimale à présenter permettant d'optimiser le compromis entre gain et facteur de bruit [97, 98]. La figure 2.36 montre le schéma électrique de la partie amplificatrice après ajout de la contre réaction et de l'inductance de dégénérescence. L'inductance de dégénérescence est fixée à 0,5 nH.

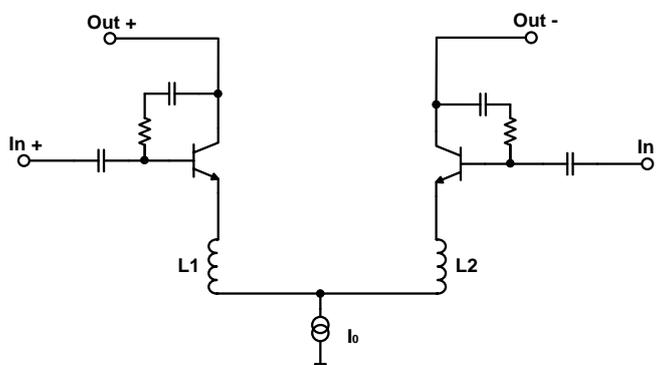
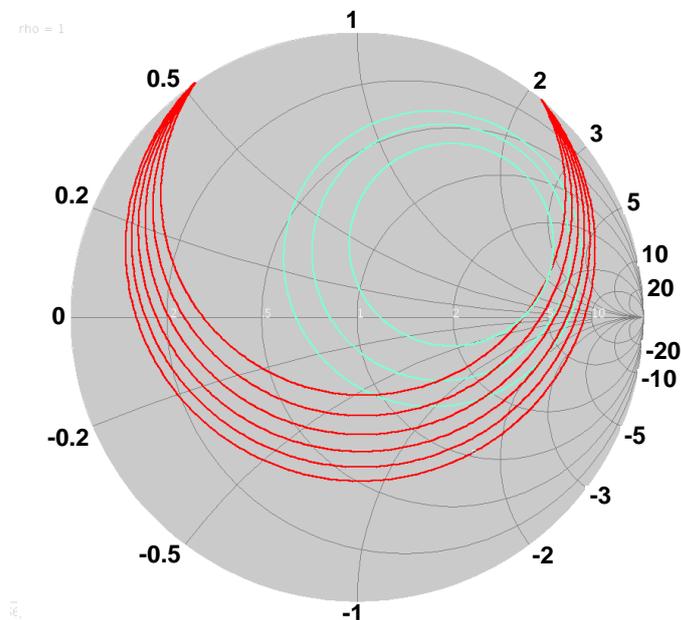


FIGURE 2.36 – Topologie de notre LNA différentielle (la charge n'est pas représentée).

Les figures 2.37 et 2.38 présentent respectivement une simulation des cercles iso-gain et iso-bruit, à 1 et 2 GHz, de la structure amplificatrice.



Pour ces deux simulations, en se plaçant au centre de l'abaque de Smith, on constate que l'on obtient un facteur de bruit inférieur à 1,3 dB avec un gain supérieur à 15 dB et cela à 1 GHz comme à 2 GHz.

### 2.6.3 La structure finale

En associant cette structure amplificatrice à sa charge (i.e. au résonateur accordable) nous obtenons le schéma d'un LNA filtrant accordable. Le schéma électrique global est présenté en figure 2.39 (les circuits de polarisation de base ne sont pas représentés pour rendre le schéma électrique plus lisible).

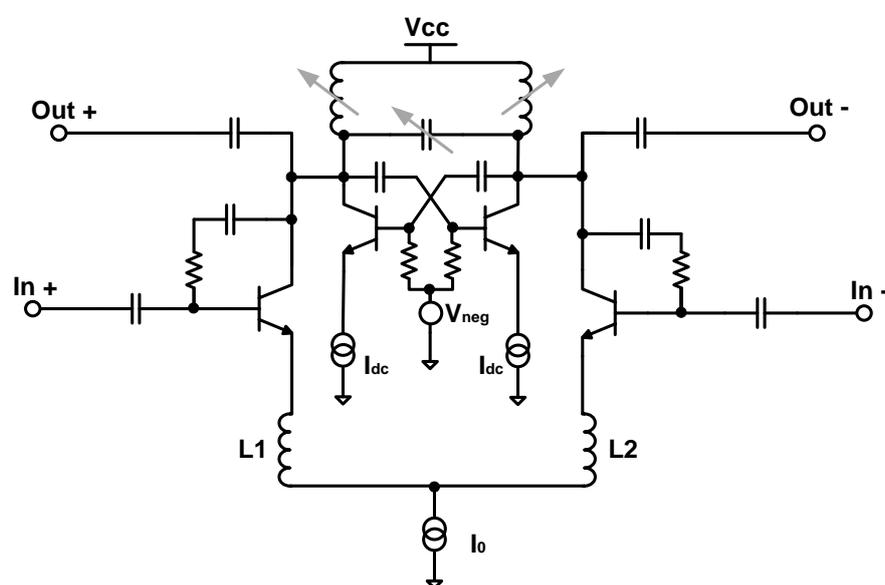


FIGURE 2.39 – Topologie de notre LNA différentielle avec sa charge.

*A noter :* La source de courant  $I_0$  imposant la polarisation est fixée à 15 mA.

## 2.7 Les sources de courant

A ce stade, les polarisations d'émetteurs des différents montages à transistors que nous avons présentés (i.e. la compensation et le LNA) sont fixées par des sources de courants idéales.

Nous allons maintenant remplacer les sources de courants idéales par des circuits réels. Il existe de nombreuses façons de réaliser ces sources de courants, mais la plus simple et la plus couramment utilisée est le *miroir de courant*. Nous avons choisi cette solution plutôt qu'une polarisation classique par résistance car le courant imposé par le miroir de courant peut être contrôlé en tension, ce qui s'avère judicieux compte tenu du fait que le

courant de polarisation d'émetteur de la compensation doit impérativement varier pour modifier la valeur de la résistance négative réalisée.

### 2.7.1 Approche théorique du miroir de courant

Le miroir de courant est un bloc de base en conception de circuit intégré analogique. Idéalement, l'impédance de sortie de ce montage est infinie et le courant généré est constant. De façon générale, ces circuits sont utilisés pour imposer un courant dans une branche. Le courant de sortie  $I_{out}$  est fonction du courant de référence  $I_{ref}$ . La figure 2.40 donne le schéma électrique du miroir de courant traditionnel.

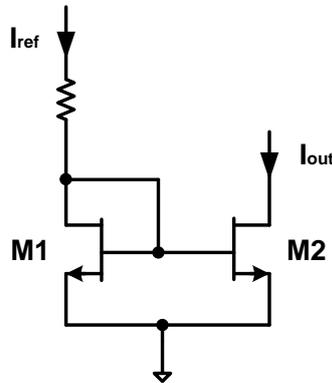


FIGURE 2.40 – Schéma de principe du miroir de courant.

Le miroir de courant se décompose en deux branches :

- une branche de référence (transistor M1),
- une branche de sortie (transistor M2).

Le courant  $I_{ref}$  traversant M1 impose  $V_{gs1}$ . Or, compte tenu du schéma électrique (figure 2.40), on peut dire que :

$$V_{gs1} = V_{gs2} \quad (2.44)$$

Donc, si M2 est identique à M1, on a :

$$I_{out} = I_{ref}$$

Prenons maintenant M1 et M2 de dimensions différentes et exprimons les courants  $I_{out}$  et  $I_{ref}$ .

$$I_{ref} = \frac{K W_1}{2 L_1} (V_{gs1} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{K W_2}{2 L_2} (V_{gs2} - V_{TH})^2$$

L'équation 2.44 étant toujours vraie, on peut écrire :

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1} = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \quad (2.45)$$

Cette dernière équation montre qu'en ajustant le rapport  $W/L$  des deux transistors  $M1$  et  $M2$ , il est possible d'imposer un courant  $I_{out}$  différent de  $I_{ref}$  mais restant proportionnel à  $I_{ref}$ . De façon générale, il n'est pas conseillé de concevoir un miroir de courant avec des transistors de longueur ( $L$ ) différentes pour des questions d'adaptation et de sensibilité (e.g. différence de tension  $V_{gs}$ ). Si  $L_1 = L_2$  l'équation 2.45 devient :

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{W_2}{W_1} \quad (2.46)$$

Ou encore,

$$I_{out} = I_{ref} \frac{W_2}{W_1}$$

Le dimensionnement des transistors constituant la source de courant doit être optimisé afin que le rapport  $I_{out}/I_{ref}$  ne fluctue pas en fonction de la valeur de  $I_{ref}$  ou des variations de la technologie utilisée.

Pour garantir que ces sources de courant soient les plus stables et les plus précises possible, nous avons réalisé une étude statistique, que nous présentons aux sections 2.7.2 et 2.7.3 respectivement pour la source de courant du LNA et celle de la compensation, visant à définir la taille optimale des transistors à utiliser.

### 2.7.2 Conception et simulation du miroir de courant du LNA

Nous fixons le rapport  $I_{out}/I_{ref}$  à 25, ce qui implique que  $W_2 = 25 W_1$  c'est-à-dire que le transistor  $M2$  est constitué d'un réseau de 25 transistors, identiques à  $M1$ , mis en parallèle. Ce rapport de 25 est issu d'un compromis entre taille de la source de courant et consommation de la branche de référence.

Pour cette étude, nous choisissons de comparer les performances de deux solutions utilisant une taille de transistor unitaire différente :

- une 1<sup>re</sup> solution avec  $W = 20 \mu\text{m}$  et  $L = 2,5 \mu\text{m}$ ,
- une 2<sup>e</sup> solution avec  $W = 40 \mu\text{m}$  et  $L = 5 \mu\text{m}$ .

De nombreux couples  $W/L$  ont été testés, mais nous ne présentons ici que les deux solutions les plus significatives. Les tailles des grilles sont choisies volontairement grandes afin de diminuer la contribution en bruit apportée par le miroir de courant. La figure 2.41 montre le schéma électrique des deux solutions et rappelle la taille des transistors utilisés.

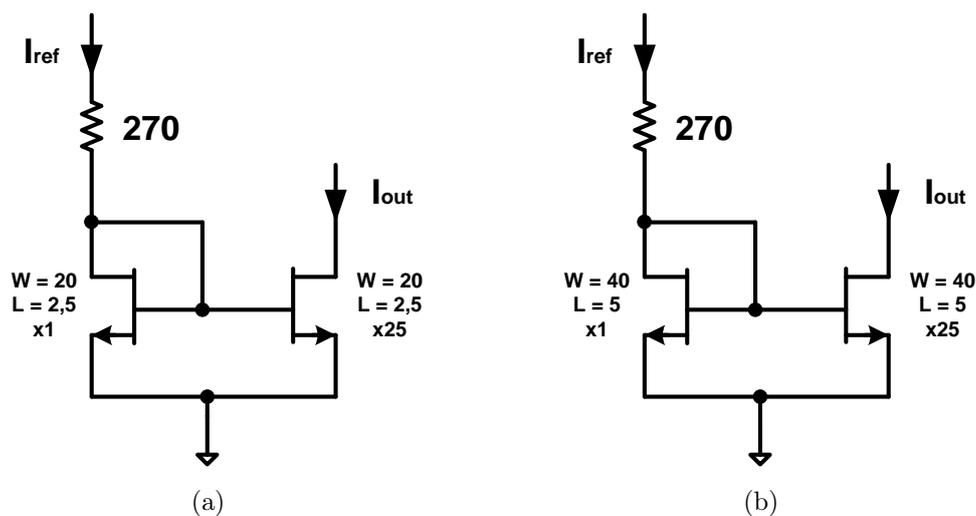


FIGURE 2.41 – Schéma électrique du miroir de courant de l'amplificateur différentiel (a) solution 1; (b) solution 2

Nous réalisons maintenant une étude statistique de la valeur du rapport  $I_{out}/I_{ref}$  en fonction de la valeur du courant  $I_{ref}$  et des variations imputables à la technologie. Pour cela nous utilisons une analyse Monte-Carlo.

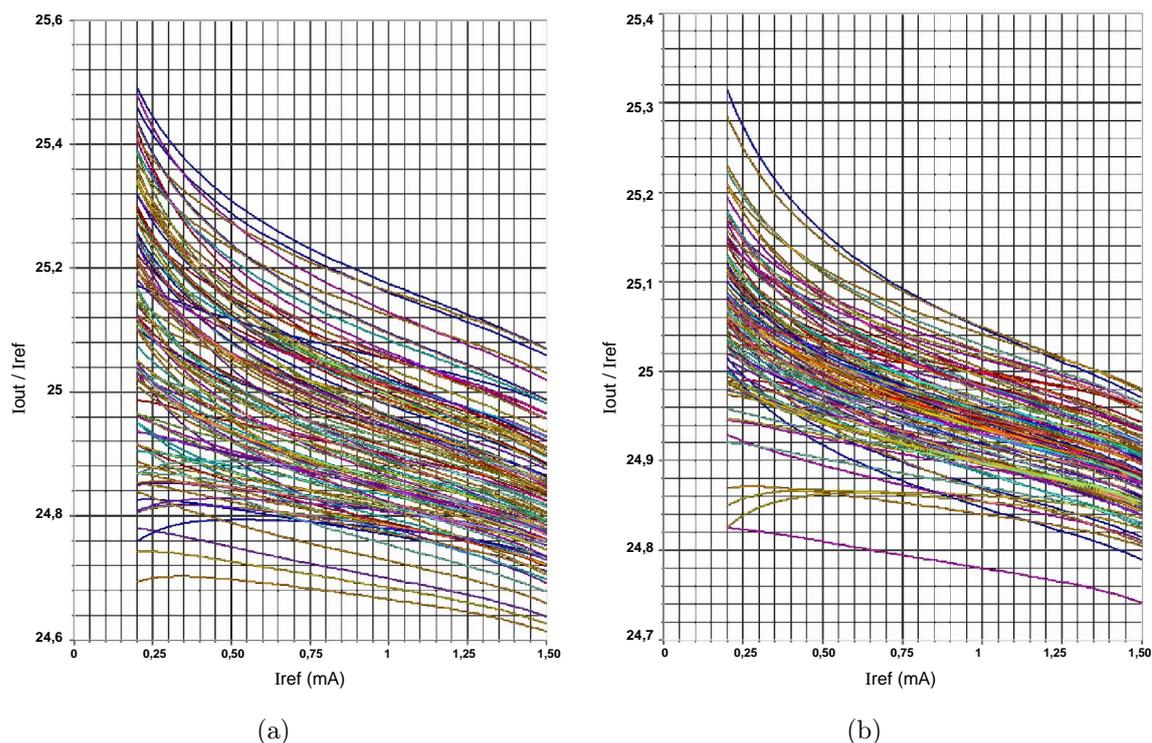


FIGURE 2.42 – Résultat de la simulation Monte-Carlo du rapport  $I_{out}/I_{ref}$  pour un courant  $I_{ref}$  allant de  $250 \mu A$  à  $1,5 mA$  (a) solution 1 ; (b) solution 2

On constate que la solution 2 a une dispersion bien moins importante que la solution 1. Le tableau 2.5 présente ces résultats sous la forme de paramètres d'une loi normale.

	W en $\mu m$	L en $\mu m$	espérance $\mu$	écart type $\sigma$
solution 1	20	2,5	24,93	0,139
solution 2	40	5	24,96	0,082

TABLE 2.5 – Tableau récapitulatif des variations du ratio  $I_{out}/I_{ref}$ .

L'augmentation de la largeur  $W$  du transistor constitue donc un avantage certain s'agissant de la stabilité et de la précision du miroir de courant. Néanmoins, compte tenu du rapport  $W_2/W_1 = 25$  que nous avons choisi, avec un transistor unitaire de  $W > 40 \mu m$  (par exemple  $80 \mu m$ ), les effets parasites, engendrés par les interconnexions nécessaires pour relier les 25 transistors représentant M2, deviendraient trop importants et dégraderaient les performances de la source de courant. L'optimum dépend également du dessin des masques de la source.

### 2.7.3 Conception et simulation du miroir de courant de la compensation

Nous procédons ici de la même façon que précédemment, bien que le schéma électrique du miroir de courant soit différent (figure 2.43).

Afin de réaliser le meilleur compromis entre taille de la source de courant et consommation de la branche de référence, le rapport  $I_{out}/I_{ref}$  est fixé à 18.

Pour cette étude, nous choisissons de comparer les performances des deux meilleures solutions.

- une 1<sup>re</sup> solution avec  $W = 10 \mu\text{m}$  et  $L = 2 \mu\text{m}$ ,
- une 2<sup>e</sup> solution avec  $W = 20 \mu\text{m}$  et  $L = 4 \mu\text{m}$ .

Tout comme pour l'exemple précédent, les tailles de grilles sont choisies volontairement grandes afin de diminuer la contribution en bruit apportée par le miroir de courant. La figure 2.43 montre le schéma électrique des deux solutions et rappelle la taille des transistors utilisés.

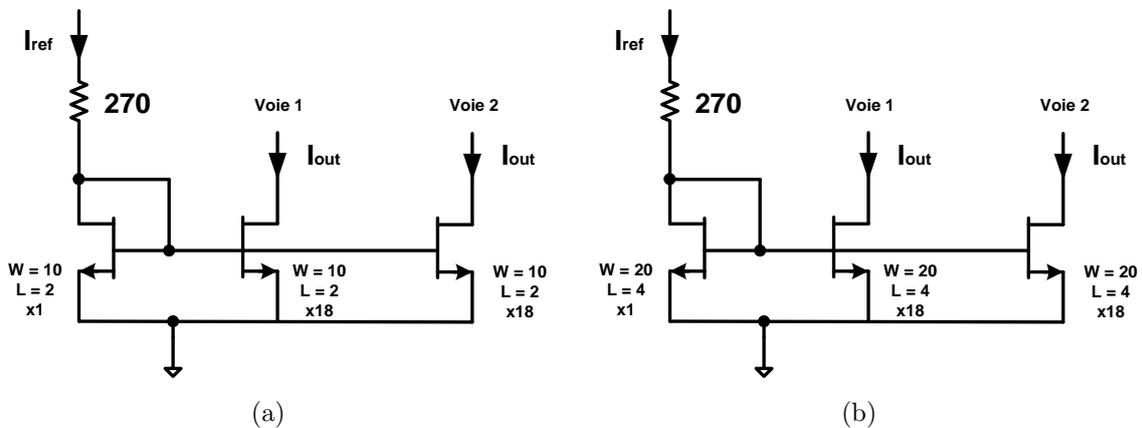


FIGURE 2.43 – Schéma électrique du miroir de courant de la compensation de pertes (a) solution 1; (b) solution 2

Nous réalisons maintenant une étude statistique de la valeur du rapport  $I_{out}/I_{ref}$  en fonction de la valeur du courant  $I_{ref}$ . Pour cela nous utilisons une analyse Monte-Carlo.

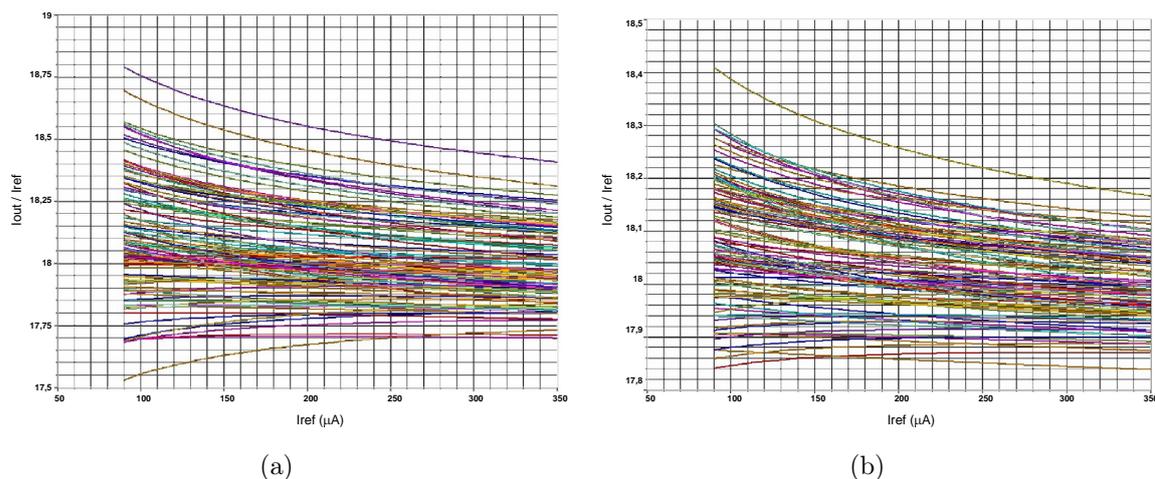


FIGURE 2.44 – Résultat de la simulation Monte-Carlo du rapport  $I_{out}/I_{ref}$  pour un courant  $I_{ref}$  allant de  $90 \mu A$  à  $350 \mu A$  – voie 1 – (a) solution 1 ; (b) solution 2

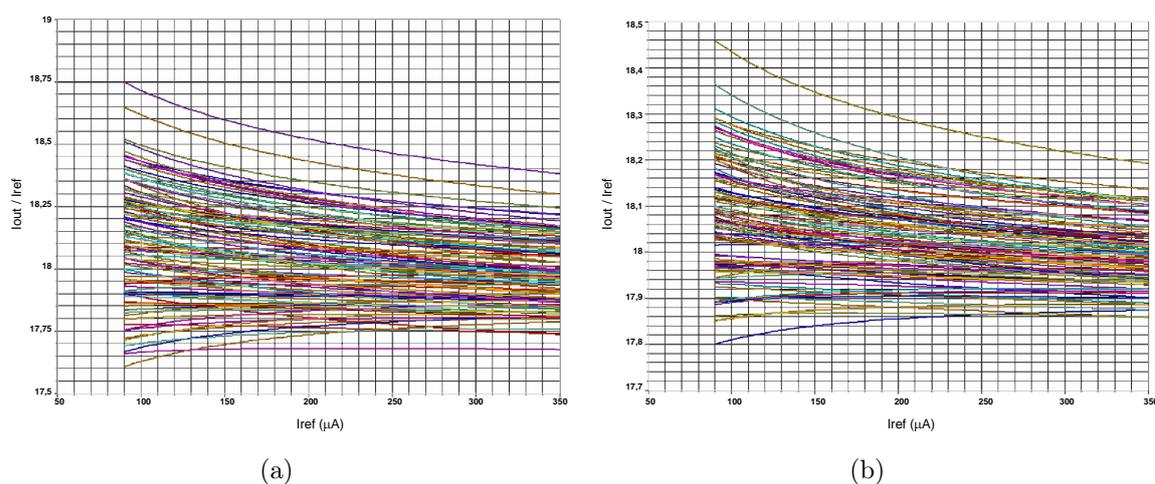


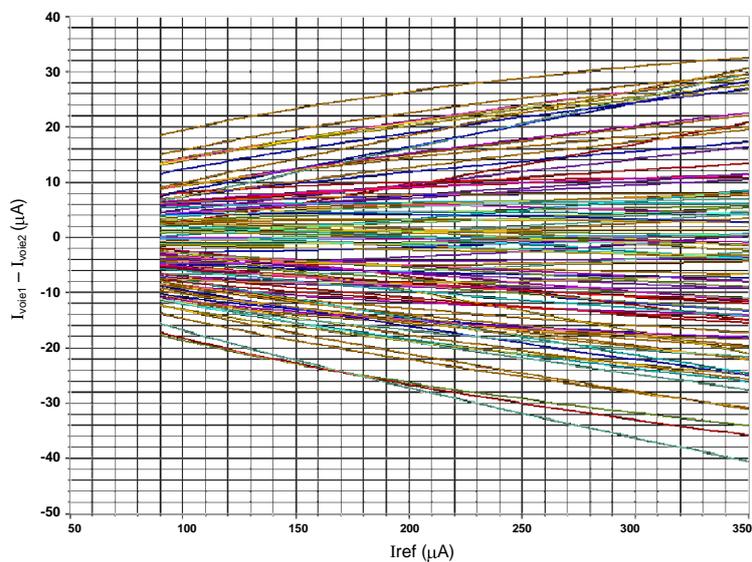
FIGURE 2.45 – Résultat de la simulation Monte-Carlo du rapport  $I_{out}/I_{ref}$  pour un courant  $I_{ref}$  allant de  $90 \mu A$  à  $350 \mu A$  – voie 2 – (a) solution 1 ; (b) solution 2

On constate que la solution 2 a une dispersion bien moins importante que la solution 1. Le tableau 2.6 présente ces résultats sous la forme de paramètres d'une loi normale.

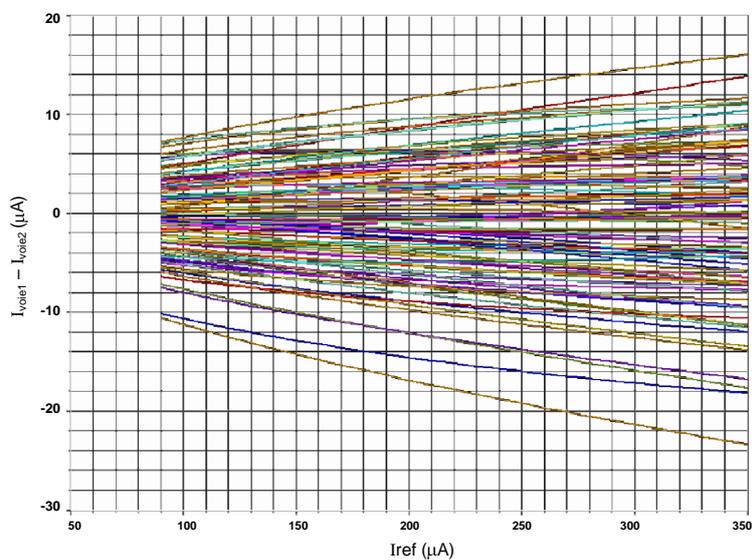
		W en $\mu m$	L en $\mu m$	espérance $\mu$	écart type $\sigma$
solution 1	voie 1	10	2	18,01	0,186
	voie 2	10	2	18,02	0,175
solution 2	voie 1	20	4	18,02	0,086
	voie 2	20	4	18,02	0,094

TABLE 2.6 – Tableau récapitulatif des variations du ratio  $I_{out}/I_{ref}$ .

Pour savoir si le courant débité par les deux voies d'une même solution sont différents (figure 2.43), il faut tracer leur différence. La figure 2.46 montre le résultat de cette étude pour les deux solutions proposées.



(a)



(b)

FIGURE 2.46 – Résultat de la simulation Monte-Carlo du miroir de courant de la compensation de pertes – différence de recopie entre les deux voies – (a) solution 1 ; (b) solution 2

La densité de probabilité de la différence entre les courants débités par les deux voies suit une distribution gaussienne dont les paramètres sont donnés dans le tableau suivant.

	W en $\mu m$	L en $\mu m$	espérance $\mu$	écart type $\sigma$
solution 1	10	2	0	12,87 $\mu A$
solution 2	20	4	0	6,01 $\mu A$

TABLE 2.7 – Tableau récapitulatif des variations de la différence du courant de sortie entre les deux voies de la source.

L'espérance des deux solutions est nulle, cela montre que les courants ont une valeur médiane identique sur les deux voies, En revanche, l'écart type de la solution 2 est plus faible, ce qui montre un meilleur fonctionnement.

Une étude du bruit que génèrent ces sources dans le circuit final est maintenant nécessaire pour terminer le dimensionnement des ces sources.

## 2.8 Architecture finale

### 2.8.1 Présentation de la technologie QUBiC4X SiGeC 0,25 $\mu m$ de NXP

La technologie BiCMOS QUBiC4X de NXP Semiconductors comporte un ensemble de composants destinés à la conception de circuit fonctionnant à haute fréquence ; incluant des transistors NPN dont la fréquence de transition  $F_T$  est de 140 GHz, des transistors CMOS 0,25  $\mu m$ , un grand nombre de types de résistances, une capacité d'oxyde de 5,7 fF/ $\mu m^2$  ainsi qu'une capacité MIM de 5 fF/ $\mu m^2$ . La taille minimale de la grille des MOS est de 0,25  $\mu m$  compatible C050 et présente un oxyde de grille de 5 nm et utilise le *cobalte salicide* ( $CoSi_2$ ) pour diminuer les dimensions de la grille, les interconnexions et les résistances de diffusion. La taille minimale de l'émetteur des transistors NPN est de 0,5 x 1  $\mu m$ . Les transistors bipolaires NPN à hétérojonction sont réalisés sur un substrat SiGe :C. Leur forme (à entretoise en forme de L entre base et émetteur) permet de réduire les connections d'émetteur, élimine l'étape de gravure sèche du silicium ce qui augmente la fiabilité du composant. Le NPN est fabriqué avec un émetteur monocristalin. La technologie QUBiC4X est conçue pour fonctionner entre 1,0 et 2,5 V. Cette dernière dispose de cinq niveaux de métallisation. L'espace minimal entre deux pistes de M1 est de 0,8  $\mu m$  sans contact et de 0,9  $\mu m$  avec contacts. Les couches M1 à M3 utilisent du tungstène pour diminuer l'électromigration. Les technologies d'interconnexion avancées utilisant le tungstène et le CMP<sup>3</sup> permettent l'empilement des contacts et des vias afin d'augmenter l'intégration. Une capacité MIM de haute densité peut être créée (en utilisant un masque additionnel) entre les deux couches supérieures de métal.

---

3. Chemical Mechanical Polisher – procédé de planarisation

### 2.8.2 Dessin des masques

Le circuit actif (i.e. le LNA filtrant sans les inductances magnétique du CEA-LETI) est réalisé grâce à la technologie QUBiC4X. Le dessin des masques, réalisé sous Cadence Design Systems, est présenté en figure 2.47, ses dimensions sont de  $1,4 \times 1,3 \text{ mm}^2$ .

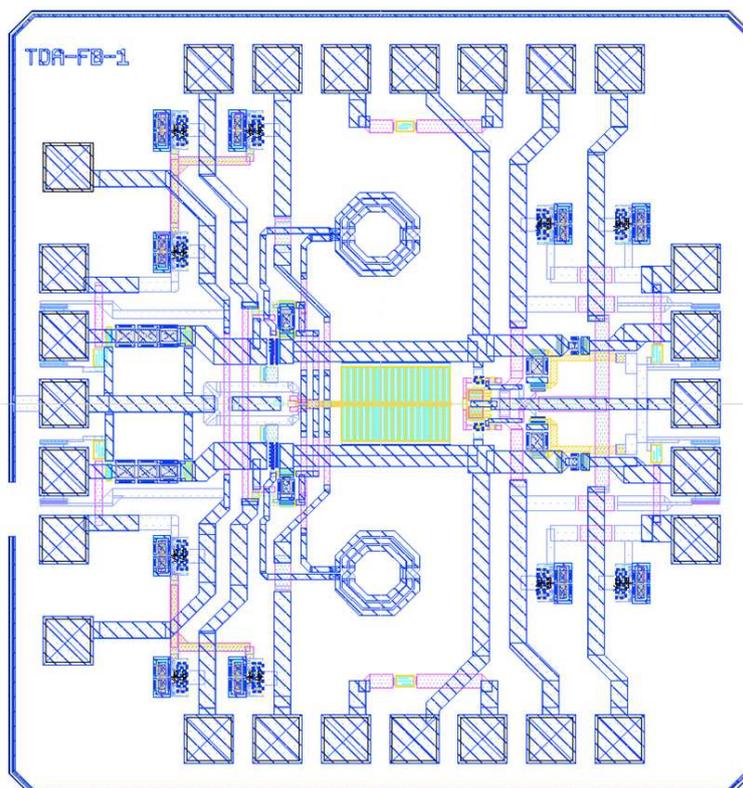


FIGURE 2.47 – Dessin des masques du LNA filtrant.

### 2.8.3 Assemblage du circuit actif avec les inductances accordables

Les deux inductances accordables ne sont pas sur le même substrat que le circuit actif. Un substrat d'accueil sera utilisé afin d'effectuer le report de tous les éléments (inductances LETI et circuit actif) sur un même circuit de report. Il existe de nombreuses méthodes permettant de réaliser les interconnexions entre les inductances et le circuit QUBiC4X. Le tableau 2.8 donne les deux techniques les plus utilisées en microélectronique ainsi que leurs différentes qualités et défauts.

	les $\oplus$	les $\ominus$
Bump	-Couverture omnidirectionnelle -Faible pas entre les plages d'accueil -Temps d'assemblage court -Peut de composant parasites	-Assemblage à haute température -Prix
Wire	-Faible température -Prix -Faible pas entre les plages d'accueil	-Assemblage fil par fil -Composant parasites importants et fonction du matériau et des ses dimensions

TABLE 2.8 – Tableau récapitulatif des avantages et des inconvénients des deux techniques de report les plus utilisées en microélectronique – le bump-bonding et le wire-bonding.

On constate que la technique de report par *bump* est la plus intéressante car elle génère peu de composants parasites. La connexion entre les inductances et la puce active est très problématique. Une connexion par *wire* va introduire une inductance fixe parasite qui va avoir pour conséquence de diminuer l'accordabilité globale de la partie selfique du résonateur. En conséquence, un report par *wire* va diminuer l'accordabilité du LNA filtrant étudié. De plus, la valeur des parasites est difficilement estimable car ils dépendent de la longueur du fil, de sa section, de sa courbure et du matériau utilisé.

Fu-Yi HAN et al. [99] ont réalisé une comparaison entre les performances RF d'un LNA mis en boîtier grâce à ces deux méthodes (wire et bump), la conclusion de cette étude montre que le report par bump engendre moins de parasites que le report par fil d'or (inductance série divisée par 10 et résistance série divisée par 800).

Néanmoins, le report par *bump* nécessite une haute température d'assemblage. L'inductance du LETI, de par sa constitution, ne doit pas être soumise à des températures supérieures à 200°C pour conserver ses propriétés d'accordabilité<sup>4</sup>.

La température utilisée pour réaliser l'assemblage dépend du matériau constituant le bump. Dans la littérature, on rencontre de nombreux articles présentant des alliages permettant de faire diminuer la température nécessaire à la fusion du bump, on peut par exemple citer Y. WANG qui présente un alliage AuSn nécessitant une température comprise entre 100 et 200°C [100]. Mais ces techniques, qui nécessitent des traitements par plasmas, sont encore à l'état de développement et ne sont pas encore industrialisées.

Par conséquent, bien que générant plus de parasites et diminuant l'accordabilité du LNA filtrant, la technique de report par fil d'or est choisie.

4. Au delà de 200°C l'empilement ferromagnétique constituant le noyau subit une fusion qui va annuler ses propriétés magnétoélastiques.

La figure 2.48 montre une représentation schématique du report.

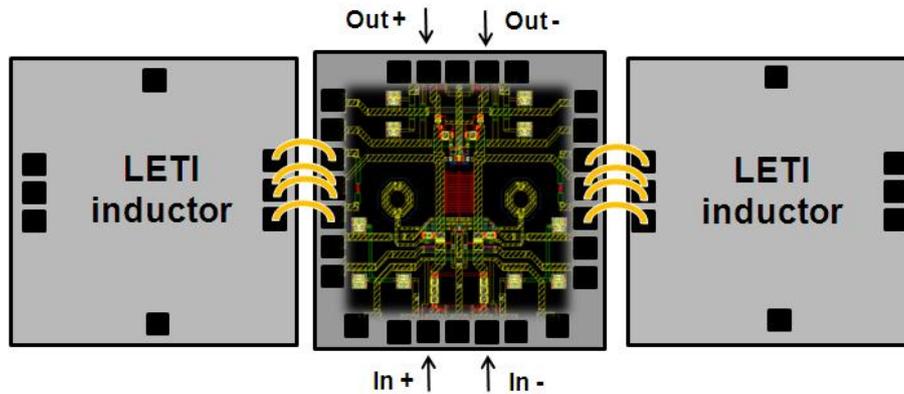


FIGURE 2.48 – Représentation du report envisagé pour la connexions des éléments *inductances accordables* et *puce active*.

Il est important que les trois parties constituant le LNA filtrant soient aussi proches que possible afin de minimiser la longueur des interconnexions et les effets parasites introduits. En respectant cet espacement minimal, la surface finale occupée par le LNA filtrant accordable est estimée à  $1,5 \times 5,5 \text{ mm}^2$ .

## 2.9 Résultats de simulations

Nous présentons ici les résultats de simulations du dessin des masques. Le modèle électrique de l'inductance magnétique du CEA-LETI est utilisé pour réaliser ces simulations. Le report est pris en compte et les parasites liés à l'interconnexions des circuits sont représentés par l'association série d'une inductance de  $0,5 \text{ nH}$  et d'une résistance de  $0,5 \Omega$ .

Le tableau 2.9 rappelle les différents degrés de liberté dont nous disposons.

Variable	Rôle	Emplacement
$P$	contrôle la valeur de l'inductance	résonateur
$V_{cap}$	tension de commande des varicaps	résonateur
$V_{comp}$	contrôle la compensation	miroir de courant (compensation)
$V_{gain}$	contrôle le gain de l'amplificateur	miroir de courant (amplificateur)

TABLE 2.9 – Tableau récapitulatif des degrés de libertés du LNA filtrant.

En réglant ces différents paramètres nous pouvons :

- modifier le gain du LNA,
- modifier la fréquence de résonance de la fonction de filtrage,
- modifier la bande passante de la fonction de filtrage.

Le simulateur que nous utilisons (Cadence Design System) ne permet pas de simuler directement les paramètres S mixtes d'un quadripôle différentiel. Nous devons donc utiliser une transformation matricielle afin d'avoir accès aux valeurs des paramètres S mixtes de notre structure. Cette transformation est expliquée en annexe B.

Nous choisissons de régler ces quatre variables de façon à obtenir une fréquence de résonance de 1,77 GHz, une bande passante de 150 MHz et un gain de 17 dB. La figure 2.49 montre les paramètres S mixtes en mode différentiel du LNA dans cette configuration. Ils permettent de vérifier la bonne adaptation, en entrée comme en sortie, du mode différentiel.

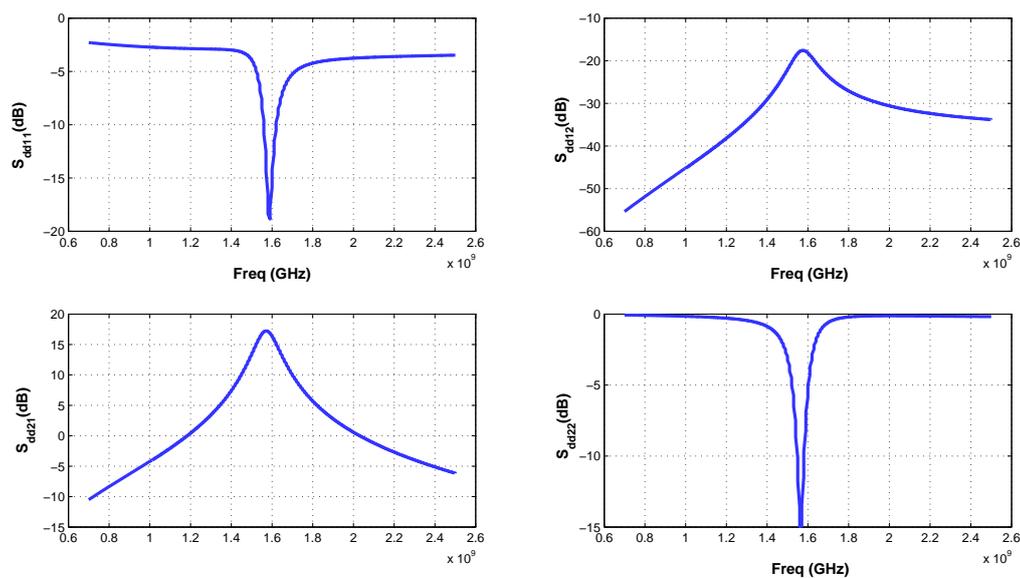
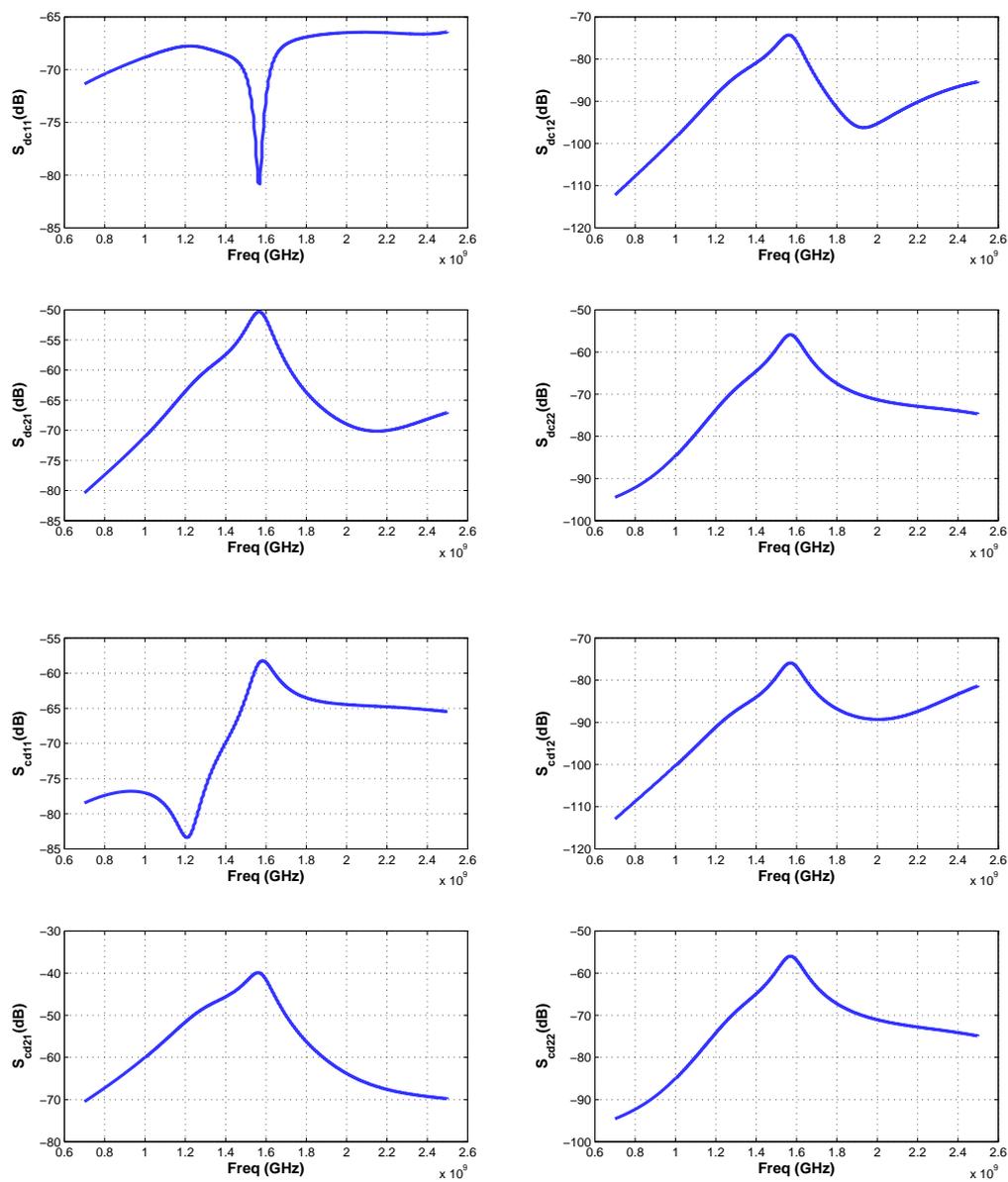


FIGURE 2.49 – Paramètres S mixtes – mode différentiel– .

Un fonctionnement différentiel correct implique des modes de conversions très faibles (ils sont théoriquement nuls si la symétrie de la structure est parfaite). La figure 2.50 présente la simulation de ces paramètres dans les mêmes conditions que précédemment.

FIGURE 2.50 – Paramètres S mixtes –  $S_{dc}$  et  $S_{cd}$  – .

Ces paramètres montrent une conversion de mode très faible car inférieure à -40 dB.

### 2.9.1 Reconfigurabilité du LNA filtrant

Tout l'intérêt de ce LNA filtrant réside dans sa capacité d'accord. La figure 2.51 présente plusieurs simulations du paramètre  $S_{dd21}$  et permet de quantifier la capacité d'accord en fréquence centrale. Pour cette simulation, nous réglons les différentes tensions de commande du circuit afin de présenter une fonction de filtrage à gain constant. Il est également possible d'obtenir un accord semblable à bande passante constante et gain fixe, comme le montre la figure 2.52.

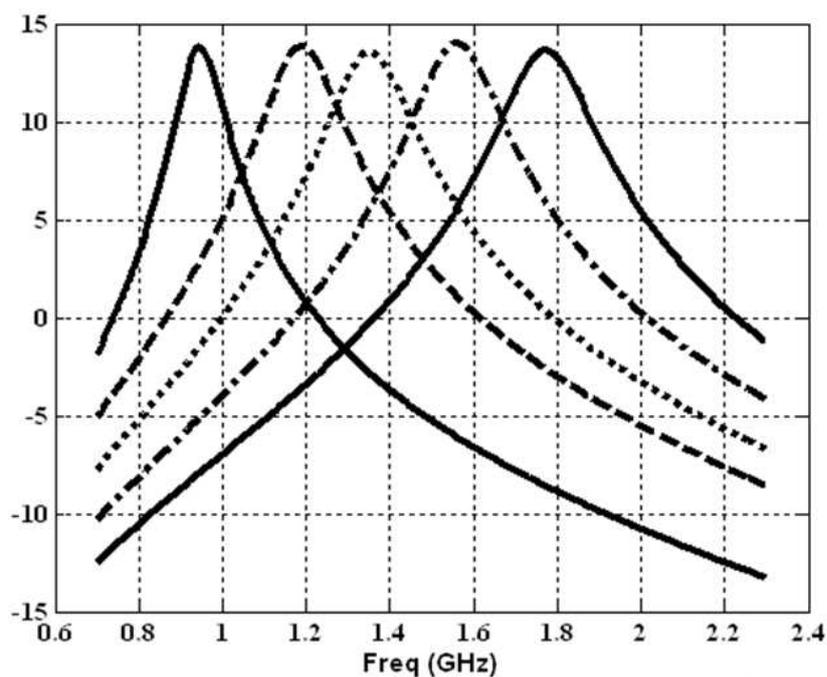


FIGURE 2.51 – Accord en fréquence centrale à gain fixe (12 dB) – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$ .

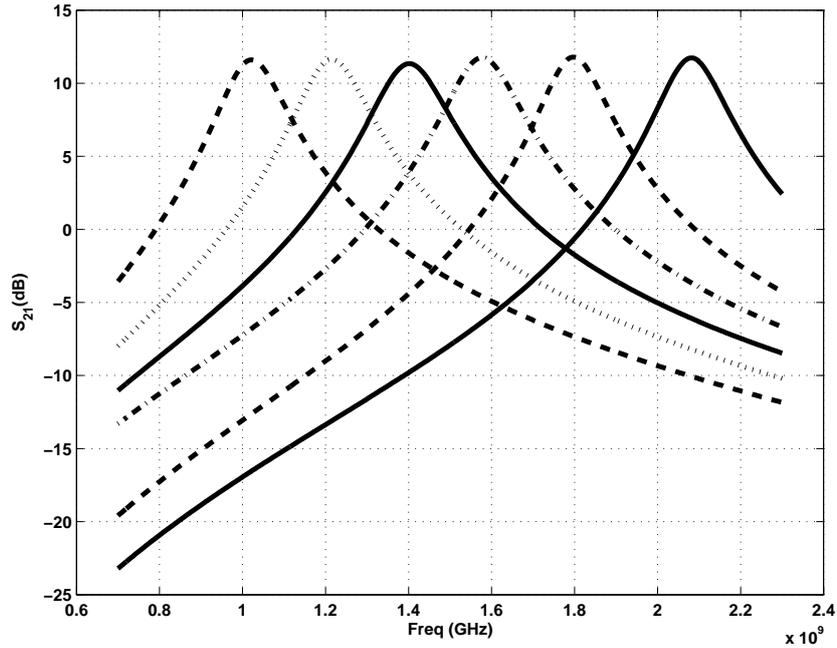


FIGURE 2.52 – accord en fréquence centrale à bande passante fixe (150 MHz) – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$ .

Il est également possible d'obtenir une fréquence centrale fixe et une bande passante variable, sans pour cela modifier le gain (figure 2.53), ce qui est généralement difficile à obtenir pour les filtres LC utilisant un circuit de compensation de pertes [67, 65, 81, 82, 77, 78, 79].

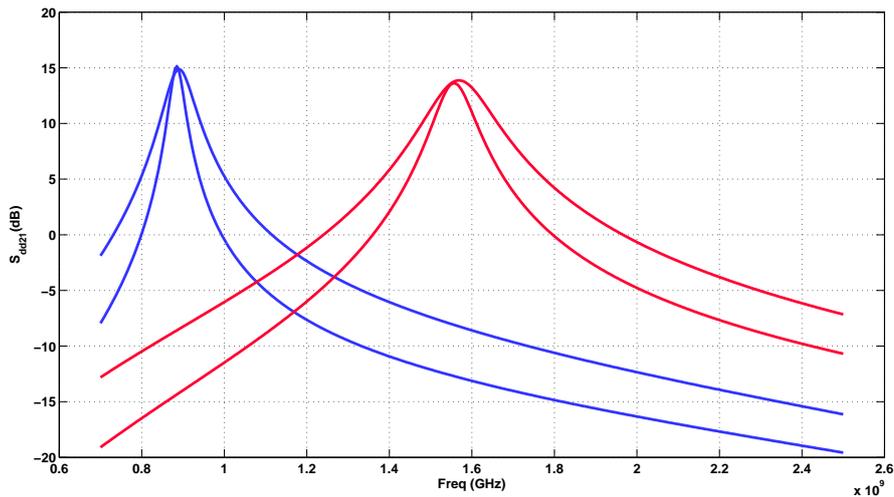


FIGURE 2.53 – Accord en bande passante à fréquence centrale fixe.

L'estimation de  $BW_{max}/BW_{min}$ , faite dans la section 2.2 de ce manuscrit, annonçait un accord théorique possible de 2 :1 par variation des composants L et C. Ici, nous

présentons un accord de la bande passante réalisé par réglage du circuit de compensation. En ne compensant pas parfaitement les pertes du résonateur et en augmentant le gain du LNA, il est possible de modifier la largeur de bande passante, l'avantage de cette méthode est que le ratio théorique n'est pas fonction de la fréquence centrale contrairement à celui obtenu par modification des composants L et C. En cumulant ces deux méthodes, nous atteignons un rapport maximum proche de 2,5 :1.

Nous avons également la possibilité de modifier le gain tout en conservant une fréquence centrale fixe, pour cela nous modifions le courant de polarisation d'émetteur de l'amplificateur différentiel. La figure 2.54 montre une simulation du paramètre  $S_{dd21}$  lorsque la tension de commande  $V_{comp}$  varie de 2,2 à 2,4 V.

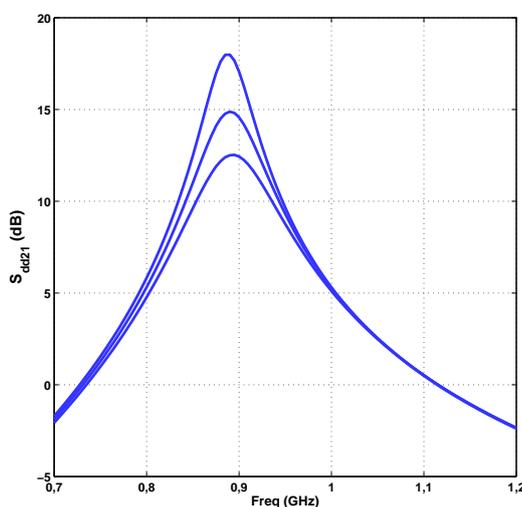


FIGURE 2.54 – Accord en gain à fréquence centrale fixe.

On constate que le gain varie de 12 dB à près de 17 dB, sans modification de la fréquence centrale. En revanche, la bande passante est modifiée, ce qui est normal car  $V_{comp}$  influe sur la compensation, donc en compensant moins les pertes du résonateur, son facteur de qualité diminue (i.e. augmentation de la bande passante) et les pertes d'insertion augmentent (i.e. diminution du gain).

## 2.9.2 Analyse de la stabilité

Pour étudier la stabilité nous utilisons le facteur Stern (K) et le facteur B, respectivement donnés par les équations (2.47) et (2.48).

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|} \quad (2.47)$$

avec  $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2 \quad (2.48)$$

Le circuit est inconditionnellement stable si  $K > 1$  et  $B > 0$ .

Un gain résiduel hors de la bande peut engendrer une instabilité de l'amplificateur, il est donc primordial d'effectuer cette analyse de stabilité sur une bande de fréquence bien supérieure à la bande de travail qui nous intéresse. De plus, ces facteurs sont conçus pour déterminer la stabilité d'un système simple accès. Comme le LNA filtrant est différentiel, nous utilisons deux baluns idéaux (vérilog) pour nous permettre de les calculer.

La figure 2.55 montre la simulation des facteurs B et K sur une bande de fréquence allant de 70 MHz à 13 GHz. Cette simulation permet de constater que B reste toujours strictement positif et que K présente son minimum autour de la fréquence  $f_0$ . Elle permet de vérifier que le facteur K reste bien strictement supérieur à 1.

*A noter :* Pour estimer la stabilité inconditionnelle, nous nous sommes placés dans le cas le plus défavorable. Ce cas de figure se produit lorsque l'on est à  $L_{max}$ ,  $C_{min}$  et à facteur de qualité maximal.

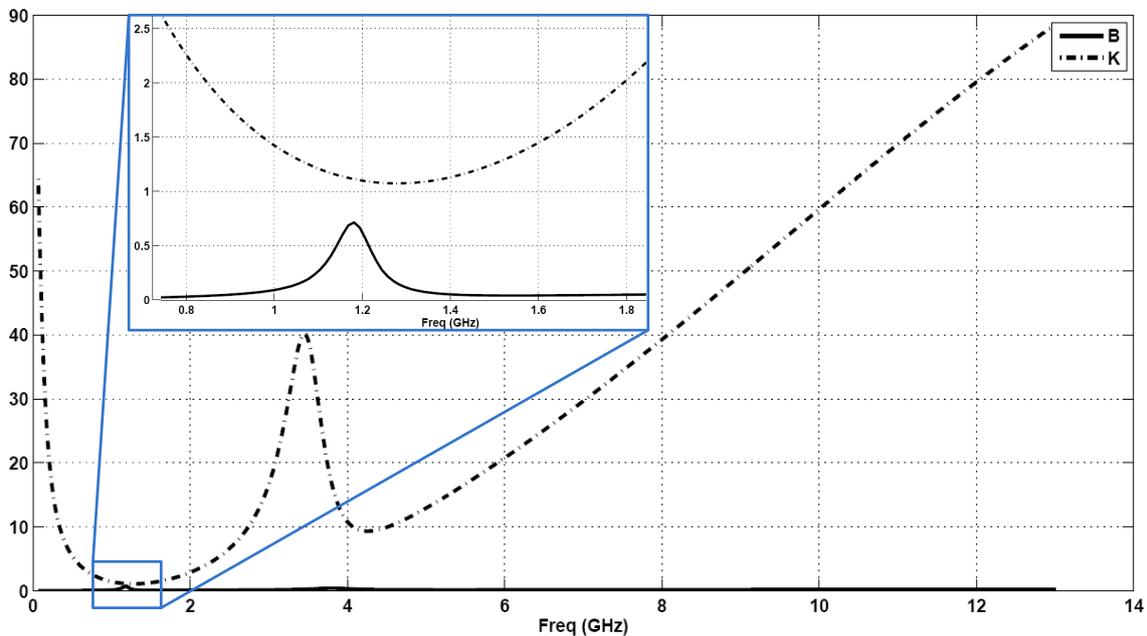


FIGURE 2.55 – Simulation de la stabilité du LNA filtrant entre 70 MHz et 13 GHz.

### 2.9.3 Facteur de bruit

Tout comme pour les paramètres  $[S_{mxt}]$ , le paramètre  $NF$  n'est pas directement calculable par le simulateur. En revanche, si les modes de conversion sont faibles, il est possible d'obtenir une valeur approchée du facteur de bruit en utilisant des baluns idéaux [101, 102].

La figure 2.56 montre la simulation du  $NF$  de la structure pour  $f_0 = 1280$  MHz,  $BW = 176$  MHz et  $S_{dd21} = 10$  dB. Cette simulation est réalisée à l'aide de baluns d'entrée/sortie idéaux (vérilog).

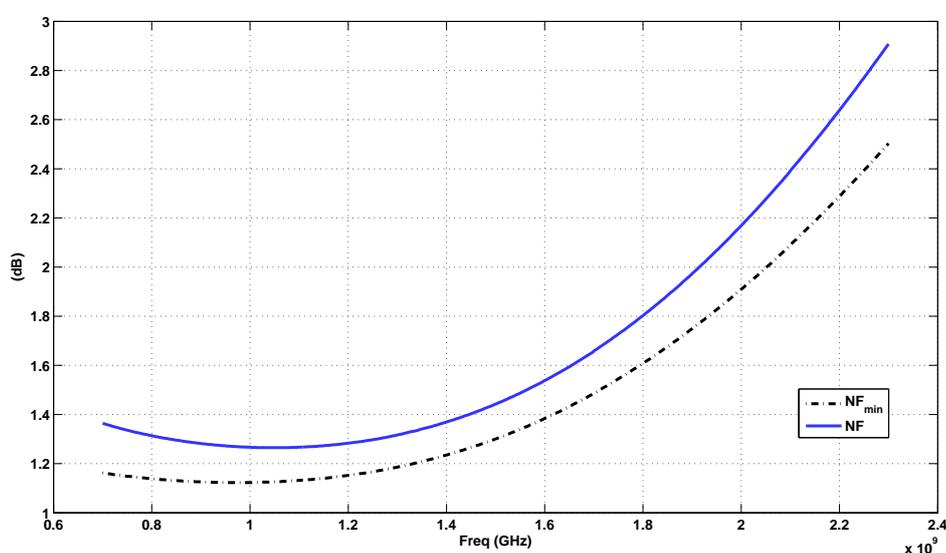


FIGURE 2.56 – Simulation du facteur de bruit ( $NF$ ) ainsi que du facteur de bruit minimal ( $NF_{min}$ ) pour  $f_0 = 1280$  MHz,  $BW = 176$  MHz et  $S_{dd21} = 10$  dB.

On remarque que le facteur de bruit est extrêmement faible pour une telle structure (cf. état de l'art de la section 1.4.2.5), et cela malgré un gain relativement faible. Il est important de préciser que ce facteur de bruit va, bien entendu, dépendre de la fréquence centrale, de la bande passante et du gain que nous allons régler. A la fréquence centrale, dans le cas le plus défavorable, le bruit atteint 1,9 dB alors que dans le cas le plus favorable il est de 1,1 dB.

### 2.9.4 Linéarité et intermodulation

Nous réalisons maintenant une analyse non linéaire de notre circuit. Le point de compression à -1 dB (IP1) correspond à la puissance du signal d'entrée pour laquelle le gain chute de 1 dB (figure 2.57). Typiquement, les LNA intégrés dans les front-end RF

ont un IP1 compris entre -25 et -20 dBm [103].

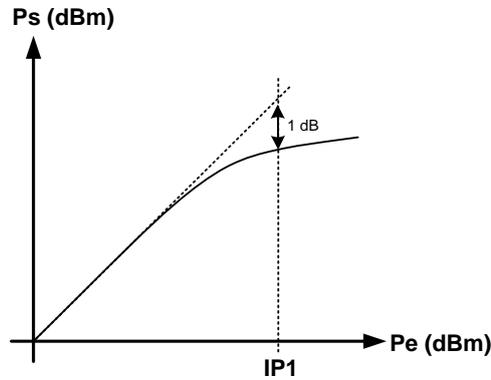


FIGURE 2.57 – Représentation de la compression d'ordre 1.

La figure 2.58 présente le point de compression IP1 simulé. La compression est fonction de la compensation, c'est pourquoi nous choisissons de représenter la courbe de puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs niveaux de compensation différents.

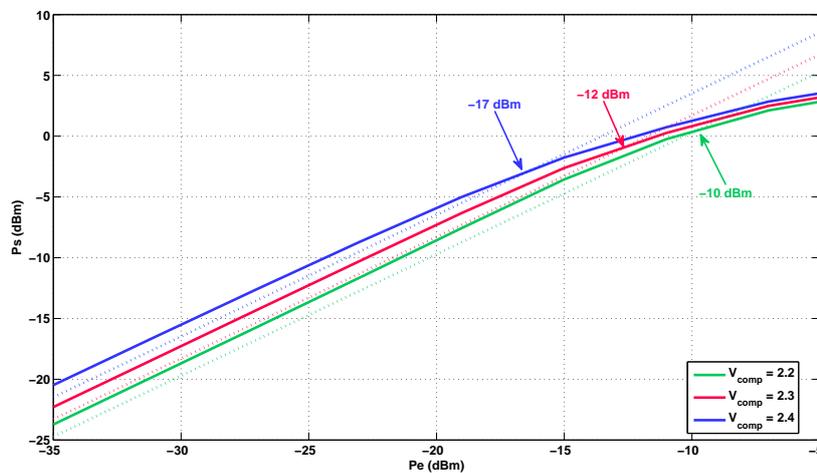


FIGURE 2.58 – Simulation de l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée – compression de gain.

On constate que compensation et compression sont étroitement liées. Lorsque tous les autres paramètres sont fixes, une augmentation de la compensation engendre, bien entendu, une diminution de la bande passante, mais également, une augmentation du gain et donc une diminution de la linéarité.

Cette simulation est réalisée à la fréquence centrale  $f_0$ . La linéarité hors bande est une

donnée importante car elle détermine l'immunité du circuit aux signaux perturbateurs extérieurs. La réjection apportée par le filtre permet d'augmenter la linéarité hors bande. Cette dernière se voit augmentée de la valeur de la réjection à la fréquence donnée.

Dans les récepteurs différentiels, si la symétrie est parfaite, l'intermodulation d'ordre 2 est annulée. Mais l'intermodulation d'ordre 3 doit être simulée. L'IP3 (point d'interception d'ordre 3) représente la distorsion engendrée par la présence de signaux parasites adjacents au signal utile. Pour le mesurer (ou le simuler), le signal d'entrée est remplacé par un signal à deux fréquences séparées par quelques MHz. Cette caractéristique permet de quantifier la sensibilité du récepteur à la présence de signaux parasites proches fréquentiellement (canaux adjacents). Le point d'interception d'ordre 3, en entrée (IIP3), est estimé à environ -5 dBm. Pour cette simulation, la deuxième porteuse est placée à  $f_0 + 40$  MHz.

## 2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous présentons un LNA filtrant différentiel accordable. L'originalité de la structure est d'utiliser un résonateur totalement accordable. Ce résonateur est constitué d'une varicap et d'un nouveau type de self inductance variable MEMS. Il est aussi possible de faire varier la fréquence centrale du LNA sur près d'une octave. La bande passante et le gain sont également accordables grâce aux différentes tensions de commande. Une optimisation de la structure a permis d'atteindre une valeur du facteur de bruit très faible, tout en conservant l'accordabilité de la structure.

La valeur du gain peut être réglée entre 10 et 18 dB. A fréquence centrale fixe, le rapport  $BW_{max}/BW_{min}$  peut atteindre 2,5. Le facteur de bruit est compris entre 1,1 dB et 1,9 dB. La linéarité est supérieure à -20 dBm et peut atteindre -10 dBm. La consommation du circuit dépend des tensions de commande  $V_{gain}$  et  $V_{comp}$ . Dans le cas le moins favorable, i.e.  $V_{gain} = 2,5 V$  et  $V_{comp} = 2,4 V$ , elle reste inférieure à 60 mW.

Le tableau 2.10 dresse un récapitulatif des performances atteintes par la structure étudiée dans ce chapitre.

Paramètre	Valeur
$f_0$	accordable sur 1 octave
gain	accordable de 10 à 17 dB
NF	1,1 à 1,9 dB
BW	7 % de $f_0$
$\Delta BW$	2,5 :1
Input IP1	> -20 dBm
Consommation	60 mW
Superficie	8,25 mm <sup>2</sup>

TABLE 2.10 – Tableau récapitulatif des performances atteintes par le LNA filtrant accordable discuté dans ce chapitre.

Le tableau 2.11 compare le circuit présenté dans ce chapitre avec des structures équivalentes rencontrées dans l'état de l'art.

Réf.	[78]	[79]	[80]	[83]	[82]	[81]	ce travail
$f_0 \text{ min}$ (MHz)	1600	2330	250	1600	1500	1480	1000
$f_0 \text{ max}$ (MHz)	2450	2575	975	2250	2100	2635	2000
Gain (dB)	-1,75	0	27 (max)	15	20	18 à 26 dBV	10 à 17
NF (dB)	-	15	3	3,6 à 5,5	4,2	3,2	1,1 à 1,9
Input IP1 (dBm)	-2,1 (IIP3)	-2,7 à -0,5	-31	-36 à -26	-35	-7 à -3,4	> -20
Topologie	compensé et inductance active	compensé à base de transformateur	récuratif et inductance active	channéllisé	compensé	-	compensé
Technologie	CMOS 0,25 $\mu\text{m}$	CMOS 0,18 $\mu\text{m}$	CMOS 0,8 $\mu\text{m}$	BiCMOS SiGe 0,25 $\mu\text{m}$	BiCMOS SiGe 0,25 $\mu\text{m}$	CMOS 0,18 $\mu\text{m}$	BiCMOS SiGeC 0,25 $\mu\text{m}$
Single ou différentiel	single	différentiel	single	différentiel	différentiel	différentiel	différentiel
Mode de variation	continu	continu	continu	continu	continu	discontinu	continu

TABLE 2.11 – Tableau comparatif avec des structures équivalentes dans l'état de l'art.



## Chapitre 3

# Etude de filtres accordables multi-pôles

### 3.1 Introduction

Nous venons de présenter, dans le chapitre précédent, les résultats de simulation d'un LNA filtrant accordable. Ce dispositif ne constitue qu'un premier pas vers l'implémentation du nouveau type de radio que nous visons. En effet, la réjection présentée par ce dispositif n'offre pas une immunité suffisante aux signaux perturbateurs adjacents. Les parties réception des front-ends actuels utilisent *bloqueurs* pour obtenir la réjection nécessaire au bon fonctionnement de l'amplificateur faible bruit. La figure 3.1 montre le profil du blocage pour un standard GSM.

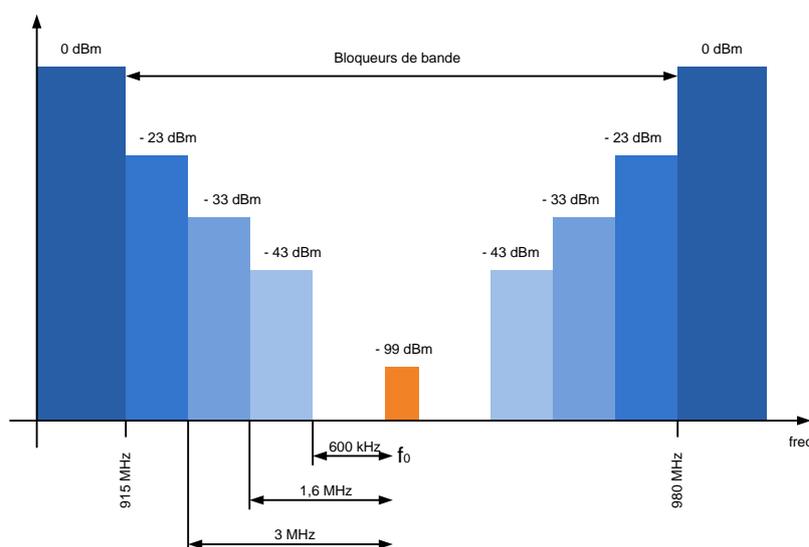


FIGURE 3.1 – Profil du blocage du standard GSM 900 [104].

Ces filtres bloqueurs sont en général des filtres SAW dont le nombre de pôles est bien souvent supérieur à six. Nous étudions, dans la suite de ce rapport, les solutions permettant d'améliorer la réjection des dispositifs étudiés dans cette thèse.

### 3.2 Evaluation des architectures résultants d'une mise en cascade de LNA filtrant et de filtres compensés

Dans un premier temps, afin d'augmenter la sélectivité de la fonction de filtrage, il est possible de cascader deux étages identiques au LNA filtrant présenté au chapitre 2 de ce manuscrit. La figure 3.2 montre le schéma de principe de cette structure.

En considérant que les conditions d'adaptation entre les deux étages (point A sur la figure 3.2) sont respectées, on obtient, à  $f_0$ , un gain de l'ordre de 30 dB et un point de compression (input IP1) inférieur à -35 dBm. La réjection est bien entendu améliorée par rapport au LNA seul, mais les performances en termes de linéarité, d'encombrement et de consommation sont insuffisantes au regard de la faible amélioration apportée sur la sélectivité. Il est donc impératif de trouver une autre solution.

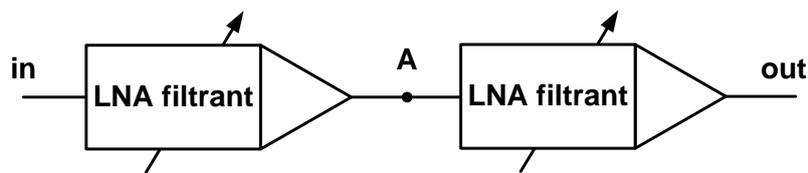


FIGURE 3.2 – Schéma de principe de la mise en cascade de deux LNA filtrant.

Pour rester dans des valeurs de gain modérés (i.e. 15 à 20 dB) et de linéarité acceptables (i.e. -20 à -10 dBm en entrée), il est possible de cascader un filtre LC compensé avec un LNA filtrant, comme le montre la figure 3.3. Dans ces conditions, comme le filtre compensé ne présente pas de gain, le gain, ainsi que la linéarité de l'ensemble, sont proches de celles simulées pour le LNA filtrant seul (chapitre 2). En revanche, pour le bruit, la formule de FRIIS montre que le facteur de bruit total de la chaîne est plus élevé que pour le LNA seul. De plus, les conditions d'adaptation à respecter au point B (figure 3.3) en inter étage varient en fonction de la fréquence de résonance  $f_0$ . Un circuit d'adaptation accordable, placé entre les deux étages, est nécessaire.

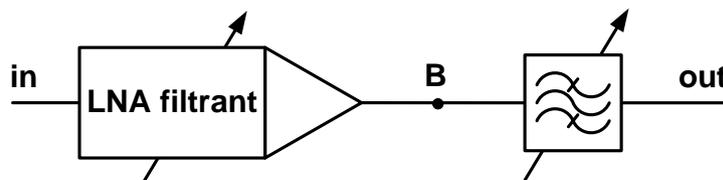


FIGURE 3.3 – Schéma de principe de la mise en cascade d'un LNA filtrant et d'un filtre LC compensé.

Ce circuit d'adaptation accordable s'avère trop encombrant, il entraîne également une augmentation de complexité ainsi qu'une augmentation des pertes du circuit global, il n'est donc pas envisageable de l'implémenter. Pour augmenter la sélectivité, il est inévitable de concevoir un nouveau filtre plus sélectif, par exemple un filtre possédant deux pôles, que l'on se propose d'étudier par la suite.

### 3.3 Filtre passe bande à 1 pôle

#### 3.3.1 Etude analytique du filtre 1 pôle

Considérons en premier lieu le résonateur différentiel à un pôle, vu au chapitre 2 de ce manuscrit, dont le schéma est rappelé en figure 3.4. Les capacités  $C_x$  sont des capacités de couplage, elles servent à régler le facteur de qualité externe  $Q_e$  du filtre, c'est-à-dire le couplage entre l'entrée (ou la sortie) et le résonateur.

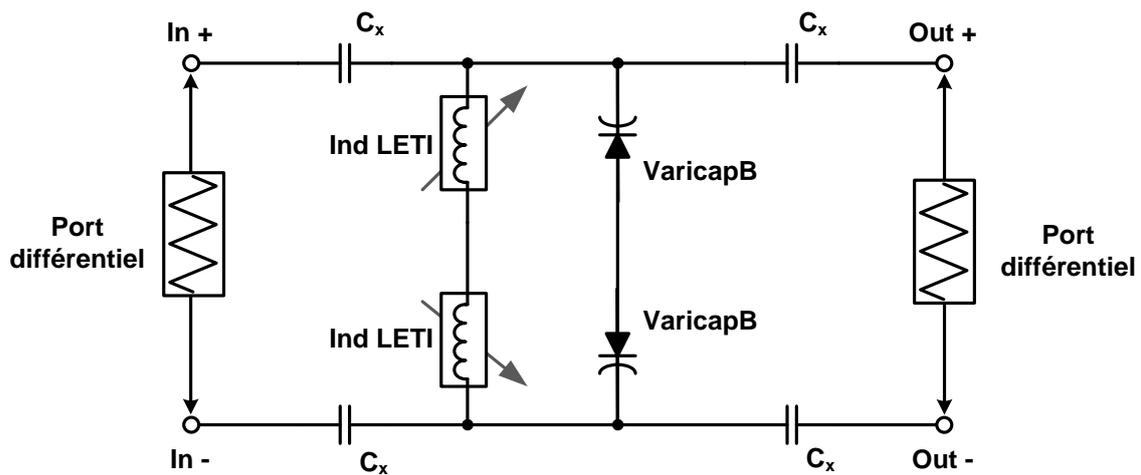


FIGURE 3.4 – Schéma électrique du filtre 1 pôle différentiel.

Afin d'identifier analytiquement l'impact des différents composants sur la réponse de filtrage, la matrice  $[S_{mxt}]$  de ce quadripôle différentiel doit être extraite. Les différents composants sont remplacés par des impédances complexes notées  $Z_1$  à  $Z_5$  (figure 3.5), ce qui permet de faire l'étude d'un cas plus général.

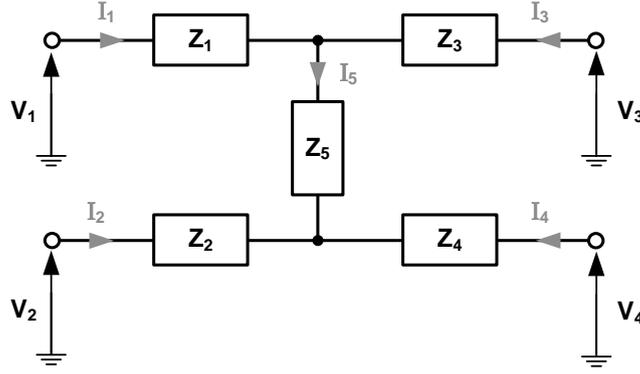


FIGURE 3.5 – Schéma simplifié du filtre 1 pôle.

Dans un premier temps, nous exprimons les lois des mailles et des nœuds de ce circuit (3.1).

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_1 - V_3 + Z_3 I_3}{Z_1} \\ I_2 = \frac{V_2 - V_4 + Z_4 I_4}{Z_2} \\ I_3 = \frac{-V_3 Z_1 + Z_5 V_1 - Z_5 V_3 + V_2 Z_1 - Z_2 I_2 Z_1}{-Z_1 Z_3 - Z_5 Z_3 - Z_5 Z_1} \\ I_4 = -I_1 - I_2 - I_3 \end{cases} \quad (3.1)$$

En résolvant ce système d'équations, nous exprimons la matrice admittance standard  $[Y_{std}]$  du circuit (3.2). On procède à une simplification en remplaçant  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  et  $Z_4$  par  $Z_{cx}$ .

$$[Y_{std}] = \begin{bmatrix} \frac{3 Z_{cx} + 2 Z_5}{4 Z_{cx} + Z_5} & \frac{-1/4}{Z_{cx} + Z_5} & \frac{-Z_{cx} - 2 Z_5}{4 Z_{cx} + Z_5} & \frac{-1/4}{Z_{cx} + Z_5} \\ \frac{-1/4}{Z_{cx} + Z_5} & \frac{3 Z_{cx} + 2 Z_5}{4 Z_{cx} + Z_5} & \frac{-1/4}{Z_{cx} + Z_5} & \frac{-Z_{cx} - 2 Z_5}{4 Z_{cx} + Z_5} \\ \frac{-Z_{cx} - 2 Z_5}{4 Z_{cx} + Z_5} & \frac{-1/4}{Z_{cx} + Z_5} & \frac{3 Z_{cx} + 2 Z_5}{4 Z_{cx} + Z_5} & \frac{-1/4}{Z_{cx} + Z_5} \\ \frac{-1/4}{Z_{cx} + Z_5} & \frac{-Z_{cx} - 2 Z_5}{4 Z_{cx} + Z_5} & \frac{-1/4}{Z_{cx} + Z_5} & \frac{3 Z_{cx} + 2 Z_5}{4 Z_{cx} + Z_5} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Il est possible d'obtenir directement la matrice  $[S_{std}]$  standard de cet octopôle grâce à la formule suivante [105] :

$$[S_{std}] = \sqrt{[Z_0]} \{ [Y_0] - [Y_{std}] \} \{ [Y_0] + [Y_{std}] \}^{-1} \quad (3.3)$$

avec

$$[Z_0] = \begin{bmatrix} Z_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [Y_0] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z_0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{Z_0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{Z_0} \end{bmatrix}$$

En appliquant la transformation vu en annexe B et rappelée ci-dessous, on obtient la matrice  $[S_{mxt}]$  du quadripôle différentiel.

$$[S_{mxt}] = [M] [S_{std}] [M]^{-1} \quad (3.4)$$

L'expression analytique de  $[S_{mxt}]$  est donnée ci-dessous.

$$[S_{mxt}] = \begin{bmatrix} \frac{Z_{cx}^2 + Z_{cx} Z_5 - 50^2}{(Z_{cx} + Z_5 + 50)(Z_{cx} + 50)} & \frac{50 Z_5}{(Z_{cx} + Z_5 + 50)(Z_{cx} + 50)} & 0 & 0 \\ \frac{50 Z_5}{(Z_{cx} + Z_5 + 50)(Z_{cx} + 50)} & \frac{Z_{cx}^2 + Z_{cx} Z_5 - 50^2}{(Z_{cx} + Z_5 + 50)(Z_{cx} + 50)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{Z_{cx}}{Z_{cx} + 50} & \frac{50}{Z_{cx} + 50} \\ 0 & 0 & \frac{50}{Z_{cx} + 50} & \frac{Z_{cx}}{Z_{cx} + 50} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Les cadrants  $S_{dc}$  et  $S_{cd}$  sont nuls, ce qui prouve qu'il n'y a pas de conversion entre les modes. D'autre part,  $S_{dd11}=S_{dd22}$ ,  $S_{dd21}=S_{dd12}$ ,  $S_{cc11}=S_{cc22}$  et  $S_{cc21}=S_{cc12}$ , ce qui montre que ce quadripôle différentiel est symétrique et réciproque.

Avec des rapports  $L_{max}/L_{min}$  et  $C_{max}/C_{min}$  de 2, on obtient un accord de la fréquence de résonance sur 1 octave.

Cette matrice permet également de donner une expression simplifiée de la bande passante  $BW$  de ce filtre. Cette expression est obtenue en trouvant les racines de l'équation  $|S_{dd21}|^2 = 0,5$ .

$$BW \approx \frac{R_0}{\pi C (R_0^2 + (\frac{1}{2\pi C_x f_0})^2)} \quad (3.6)$$

### 3.3.2 Etude du couplage externe

La bande passante est fonction de  $C$ , de  $C_x$  mais aussi de la fréquence de résonance du filtre. A  $f_0$  fixée, pour diminuer la bande passante, nous disposons de deux possibilités qui sont :

- augmenter  $C$  (ce qui implique de diminuer  $L$  du même rapport pour conserver  $f_0$  fixe),
- diminuer  $C_x$ .

En traçant l'évolution de BW en fonction de  $f_0$  (figure 3.6), on vérifie que l'augmentation de la fréquence de résonance engendre une forte augmentation de la bande passante (augmentation en  $f_0^2$ ).

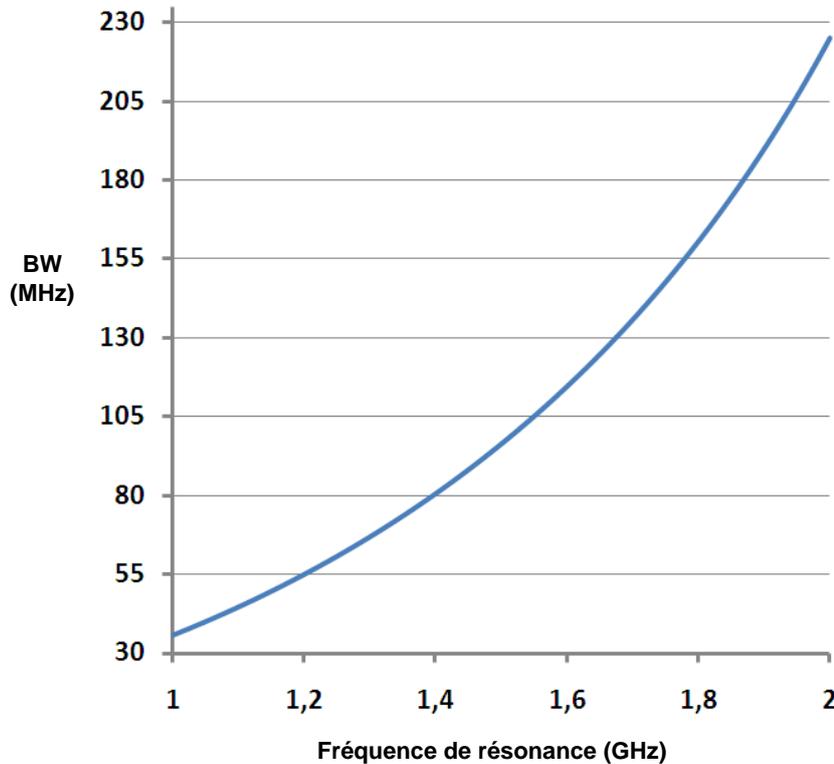


FIGURE 3.6 – Evolution de BW en fonction de  $f_0$  avec  $C_x = 1$  pF.

Le facteur de qualité du filtre est inversement proportionnel à sa fréquence de résonance. Il faut tenir compte de cette propriété si l'on désire disposer d'une bande passante identique sur toute la plage spectrale d'accord. De façon calculatoire, on déduit que le rapport  $BW_{2\text{ GHz}}/BW_{1\text{ GHz}}$  est de près de 6,3 ( $C_x = 1$  pF et  $R_0 = 50$  Ohms).

Pour obtenir une bande passante constante sur la bande d'accord, les capacités  $C_x$  doivent être remplacées par des capacités variables. Ainsi, en fixant  $C_{x\text{ max}}$  à la fréquence  $f_{0\text{ min}}$  et  $C_{x\text{ min}}$  à la fréquence  $f_{0\text{ max}}$ , on obtient  $BW_{2\text{ GHz}}/BW_{1\text{ GHz}} = 2$ .

Pour illustrer cette étude, le filtre idéal présenté en figure 3.7 est simulés. Dans cette simulation, on fixe  $C_{\text{max}} = 8$  pF et  $L_{\text{max}} = 2,8$  nH.

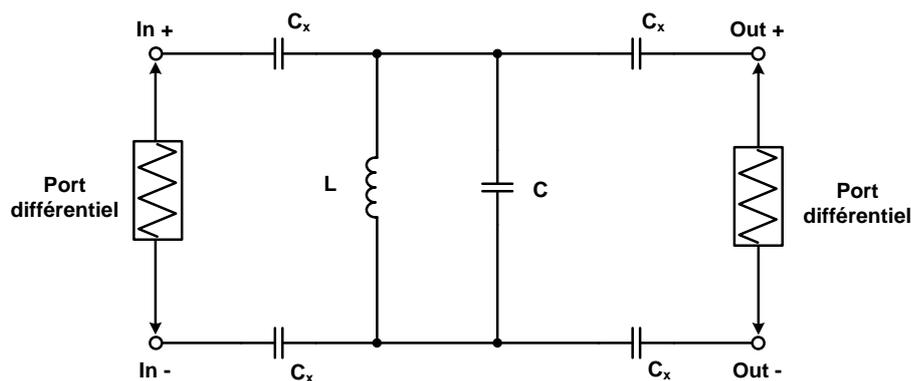
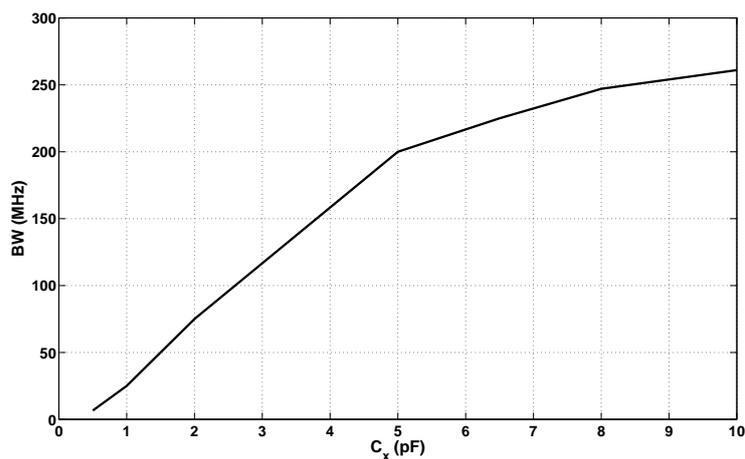


FIGURE 3.7 – Schéma électrique du filtre 1 pôle différentiel idéal.

La figure 3.8 présente l'évolution de la largeur de bande passante en fonction de la valeur de  $C_x$  à  $f_0 = 1$  GHz. Ce tracé montre qu'une grande sélectivité implique forcément une faible valeur pour  $C_x$ .

FIGURE 3.8 – Evolution de la largeur de bande passante en fonction de  $C_x$  ( $f_0 = 1$  GHz).

Le filtre réel est constitué de composants à pertes (inductance LETI, varicapB de la technologie QuBIC4X, etc...). Ces pertes sont compensées par un circuit simulant une résistance négative (circuit vu au paragraphe 2.5).

Dans ce cas, le facteur de bruit est un critère à prendre en compte. La figure 3.9 donne une représentation du circuit étudié et la figure 3.10 donne l'évolution du facteur de bruit (NF) du filtre en fonction de la valeur de  $C_x$  pour une fréquence de résonance de 1 GHz.

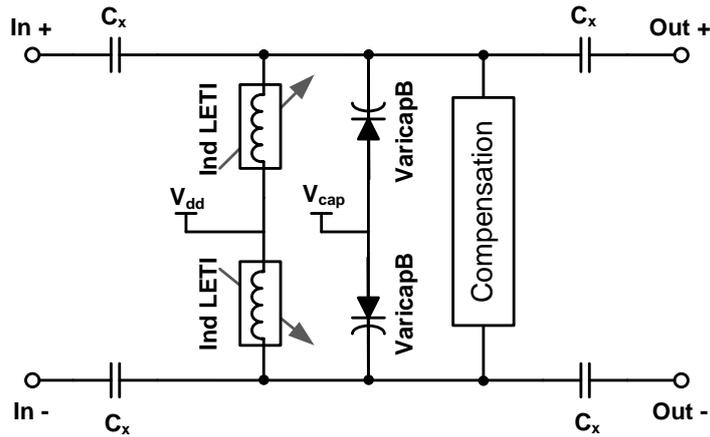
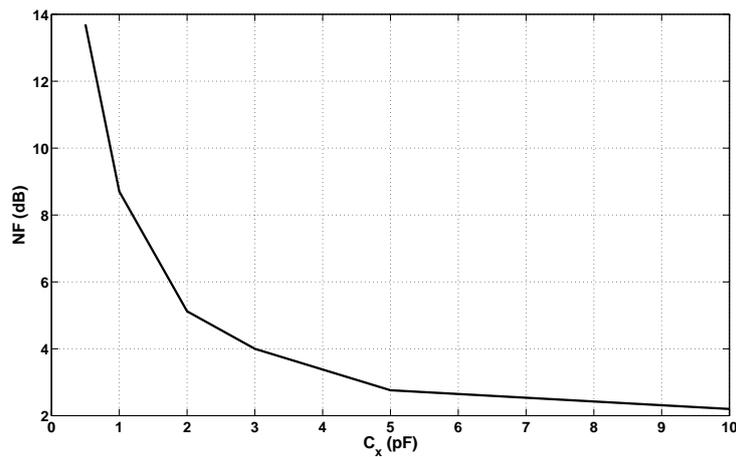


FIGURE 3.9 – Schéma électrique du filtre réel.

Les dimensions des varicaps utilisées pour cette simulation sont de  $60 \mu\text{m} \times 3 \mu\text{m} \times 18$ . La valeur nominale obtenu est de 8 pF.

FIGURE 3.10 – Evolution du facteur de bruit en fonction de  $C_x$  ( $f_0 = 1$  GHz).

Il est donc nécessaire de faire un compromis entre sélectivité et facteur de bruit (figures 3.8 et 3.10). Nous fixons  $C_x = 1,2$  pF afin d'obtenir une bande passante de l'ordre de 40 MHz à  $f_0 = 1$  GHz et un facteur de bruit inférieur à 10 dB.

La figure 3.11 présente quatre simulations du paramètre  $S_{dd21}$  obtenues lors de l'accord des composants L et C. Ces simulations sont réalisées de façon à conserver des pertes d'insertions nulles (compensation de pertes).

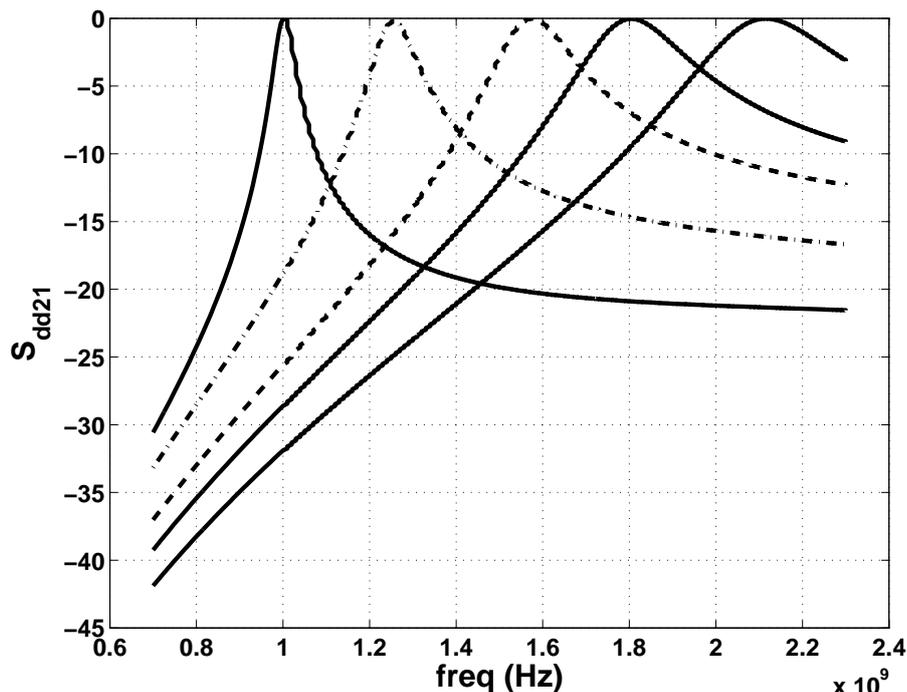


FIGURE 3.11 – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$  du filtre compensé pour différentes fréquences de résonance.

L'accord en fréquence centrale,  $f_0$ , est possible sur une octave. On relève  $BW_{f_0=2GHz} = 279$  MHz et  $BW_{f_0=1GHz} = 43$  MHz, soit un rapport de l'ordre de 6,48, ce qui est en accord avec notre approximation analytique faite précédemment.

En remplaçant  $C_x$  par des varicaps, il est possible de réduire fortement la largeur de bande passante à  $f_0 = 2$  GHz et ainsi de limiter la dégradation du facteur de qualité du filtre pour une fréquence de résonance élevée.

Nous choisissons :

- à  $f_0 = 1$  GHz, on a  $C_{x\ opt} = 1,2$  pF,
- à  $f_0 = 2$  GHz, on a  $C_{x\ opt} = 0,6$  pF.

On obtient alors  $BW_{f_0=1GHz} = 43$  MHz et  $BW_{f_0=2GHz} = 120$  MHz.

### 3.3.3 Simulations et performances du filtre 1 pôle

Les figures 3.12 et 3.13 montrent respectivement le résultat de simulation du paramètre  $S_{dd21}$  et  $S_{dd11}$  du filtre lorsque la capacité  $C_x$  est remplacée par une varicap. Pour ces simulations, la valeur de  $C_x$  décroît à mesure que  $f_0$  augmente.

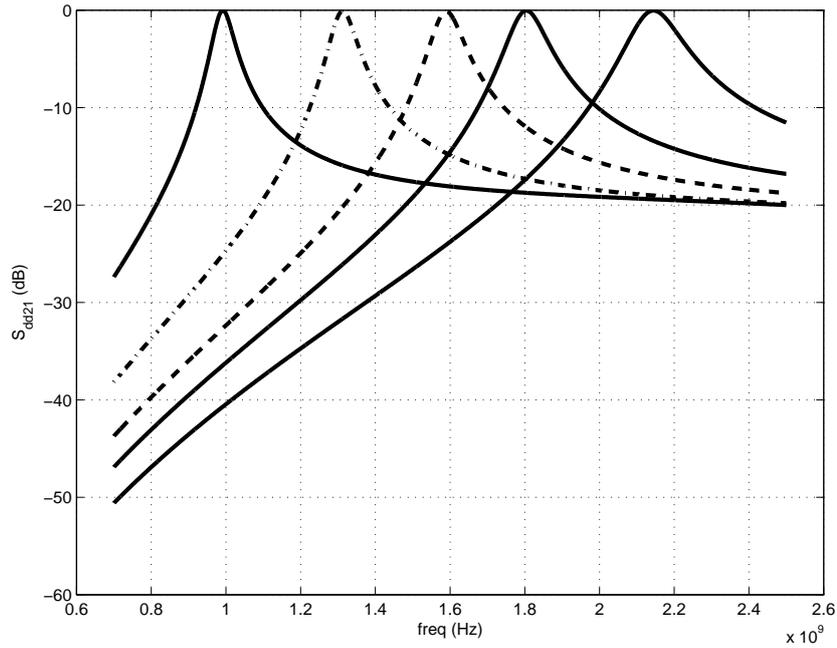


FIGURE 3.12 – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$  du filtre compensé à différentes fréquence de résonance -  $C_x$  décroît à mesure que  $f_0$  augmente.

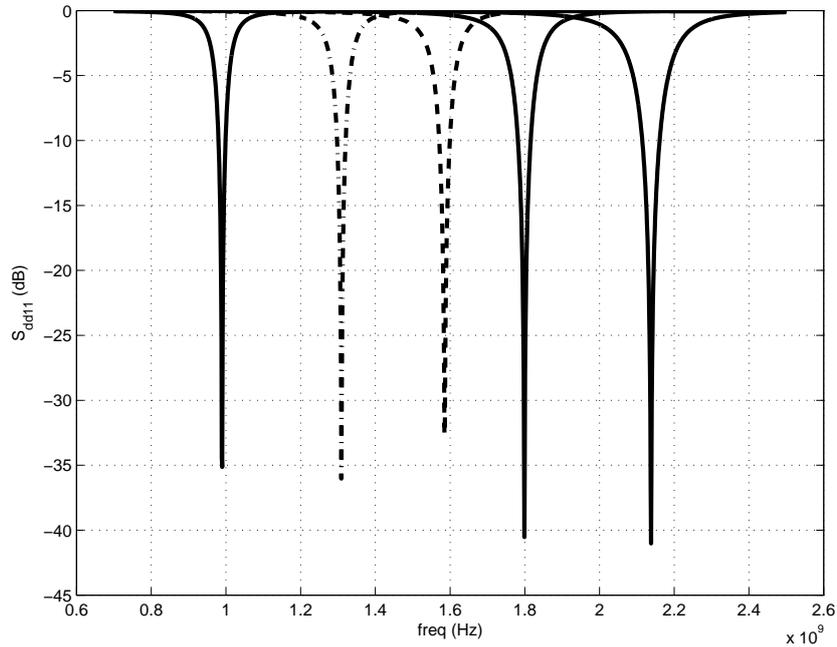


FIGURE 3.13 – Simulation du paramètre  $S_{dd11}$  du filtre compensé à différentes fréquence de résonance -  $C_x$  décroît à mesure que  $f_0$  augmente.

La valeur du facteur de bruit a été simulée (figure 3.14) et reste inférieur à 12 dB à la fréquence de résonance (les points grisés marquent la fréquence de résonance). Cette valeur s'avère relativement faible compte tenue de l'amélioration de la fonction de filtrage.

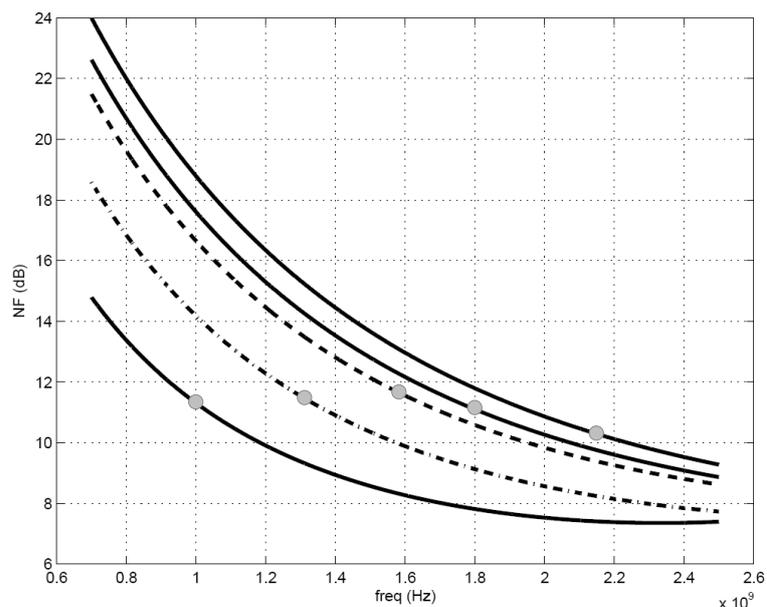


FIGURE 3.14 – Simulation du facteur de bruit du filtre compensé à différentes fréquence de résonance -  $C_x$  décroît à mesure que  $f_0$  augmente.

Le dessin des masques du circuit est réalisé (figure 3.15). Il occupe une superficie de  $1150 \times 800 \mu m^2$ . A cette superficie, il faut ajouter l'encombrement des deux inductances accordables du LETI et leurs connexions. Les dimensions du dispositif total sont de  $1150 \times 4000 \mu m^2$ .

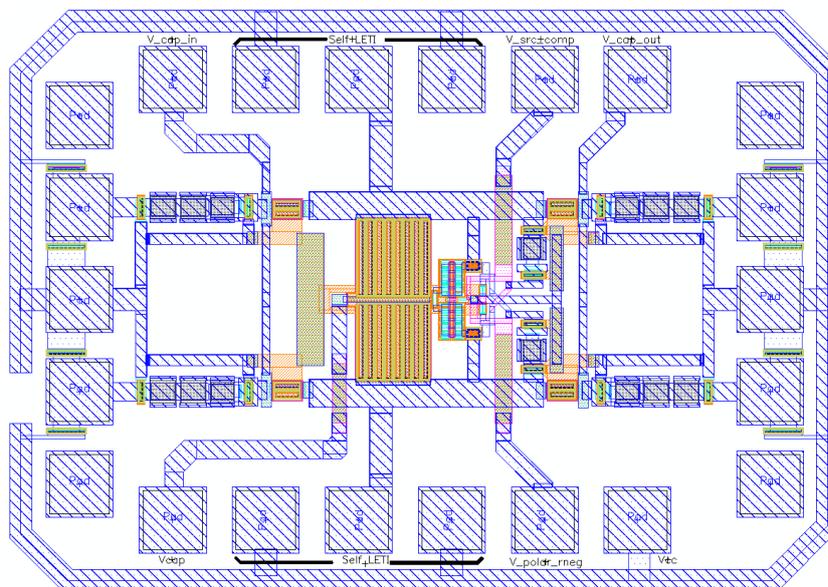


FIGURE 3.15 – Dessin des masques du filtre 1 pôle.

La consommation du circuit de compensation est inférieure à 18 mW. La linéarité de ce filtre est simulée et IP1 est atteint pour une puissance d'entrée de -1 dBm.

Malgré l'amélioration apportée par l'optimisation de  $C_x$ , la sélectivité n'est pas suffisante pour notre application, de plus, comme le filtre ne possède qu'un pôle, il n'est pas possible d'avoir un gain plat dans la bande. Nous décidons de coupler un autre résonateur à ce filtre afin d'en augmenter l'ordre et donc la sélectivité.

## 3.4 Filtre passe bande à 2 pôles

### 3.4.1 Etude analytique du filtre 2 pôles

La figure 3.16 présente le schéma de principe du résonateur 2 pôles étudié. Il se compose de deux résonateurs LC parallèles couplés l'un à l'autre par les capacités  $C_c$ . Ces capacités de couplage influent sur la fréquence de résonance des deux résonateurs LC.

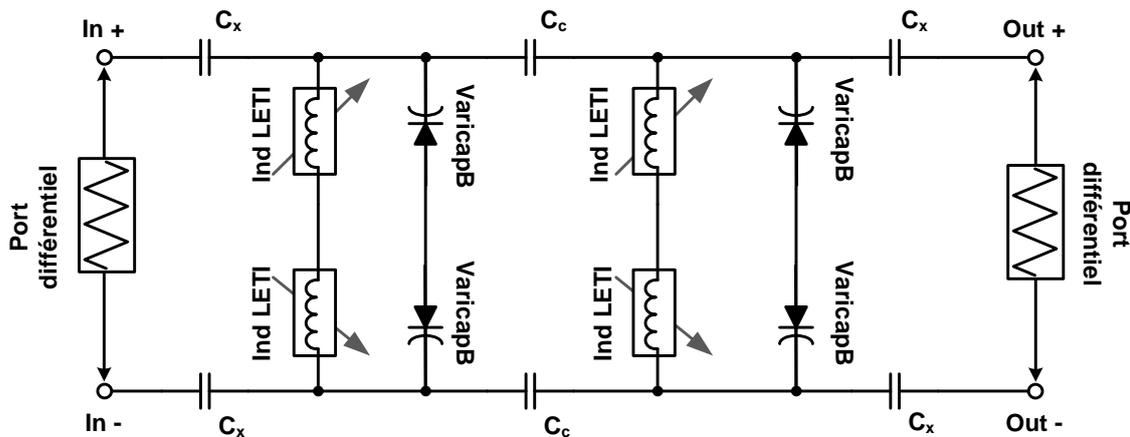


FIGURE 3.16 – Schéma électrique du filtre 2 pôles différentiel.

Exprimons la matrice admittance  $[Y_{std}]$  de cet octopôle (3.7), dont le schéma simplifié est donné en figure 3.17. L'expression analytique des éléments de la matrice  $[Y_{std}]$  est donnée en annexe C.

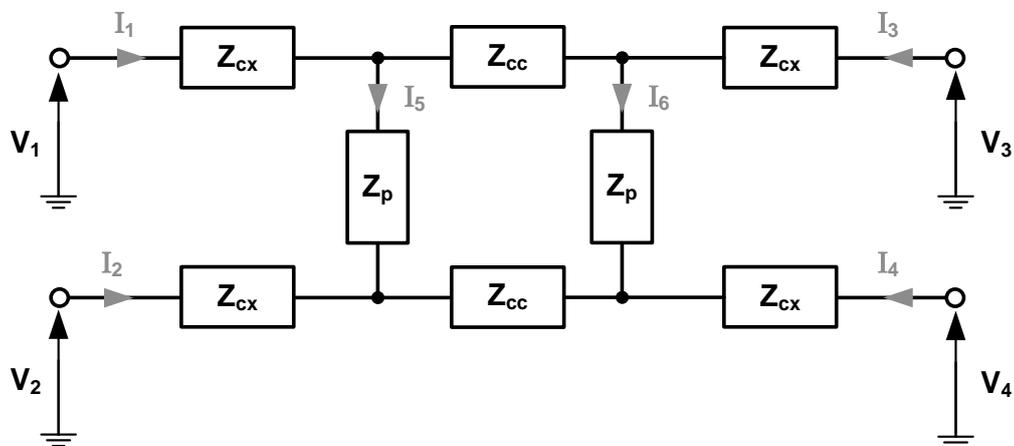


FIGURE 3.17 – Schéma électrique simplifié du filtre 2 pôles différentiel.

$$[Y_{std}] = \begin{bmatrix} Y_{T11} & Y_{T12} & Y_{T13} & Y_{T14} \\ Y_{T21} & Y_{T22} & Y_{T23} & Y_{T24} \\ Y_{T31} & Y_{T32} & Y_{T33} & Y_{T34} \\ Y_{T41} & Y_{T42} & Y_{T43} & Y_{T44} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

En appliquant la transformation (3.3), puis la transformation (3.4) on obtient la matrice  $[S_{mxt}]$  suivante :

$$[S_{mxt}] = \begin{bmatrix} R & T & 0 & 0 \\ T & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{Z_{cc} + 2 Z_{cx}}{Z_{cc} + 100 + 2 Z_{cx}} & \frac{100}{Z_{cc} + 100 + 2 Z_{cx}} \\ 0 & 0 & \frac{100}{Z_{cc} + 100 + 2 Z_{cx}} & \frac{Z_{cc} + 2 Z_{cx}}{Z_{cc} + 100 + 2 Z_{cx}} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

avec

$$R = \frac{Z_p^2 Z_{cc} + 4 Z_p Z_{cx} Z_{cc} - 10000 Z_{cc} + 4 Z_{cc} Z_{cx}^2 + 2 Z_{cx} Z_p^2 - 1000 Z_p + 4 Z_{cx}^2 Z_p}{Z_p^2 Z_{cc} + 200 Z_{cc} Z_p + 4 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc} Z_{cx}^2 + 10000 Z_{cc} + 400 Z_{cc} Z_{cx} + 400 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p + 10000 Z_p + 100 Z_p^2 + 2 Z_{cx} Z_p^2} \quad (3.9)$$

et

$$T = \frac{100 Z_p^2}{Z_p^2 Z_{cc} + 200 Z_{cc} Z_p + 4 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc} Z_{cx}^2 + 10000 Z_{cc} + 400 Z_{cc} Z_{cx} + 400 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p + 10000 Z_p + 100 Z_p^2 + 2 Z_{cx} Z_p^2} \quad (3.10)$$

Tout comme pour le filtre 1 pôle, cette matrice montre que ce filtre 2 pôles différentiel est réciproque ( $S_{dd21} = S_{dd12}$ ) et symétrique ( $S_{dd11} = S_{dd22}$ ). De plus, les conversions de modes *différentiel vers commun* et *commun vers différentiel* sont nulles, ce qui est synonyme d'un bon fonctionnement différentiel. Les expressions des paramètres du mode commun sont très différentes de celles du mode différentiel. Ces quatre paramètres ( $S_{cc11}$ ,  $S_{cc12}$ ,  $S_{cc21}$ , et  $S_{cc22}$ ) ne dépendent pas des éléments L et C, ce qui montre que les deux résonateurs sont "*transparent*" pour le mode commun. De plus, il est aisé de constater qu'avec des capacités  $C_c$  et  $C_x$  de l'ordre de 1 pF, les paramètres  $S_{ccii}$  sont proches de 0 dB et les paramètres  $S_{ccij}$  sont proches de -20 dB, ce qui traduit une très bonne réjection du mode commun.

### 3.4.2 Etude du couplage inter-résonateur

Une étude menée sur le paramètre  $S_{dd11}$  (R dans la matrice  $[S_{mxt}]$  ci-dessus) montre qu'il présente deux zéros réels positifs. Ces deux zéros correspondent aux fréquences ( $f_{0_1}$  et  $f_{0_2}$ )<sup>1</sup> pour lesquelles on vérifie  $|S_{dd11}| = 0$ .

Les capacités  $C_c$  et  $C_x$  modifient la valeur de ces deux fréquences. Comme vu dans le paragraphe précédent,  $C_x$  règle le facteur de qualité du résonateur (figure 3.18(a)).  $C_c$  modifie l'écart fréquentiel entre les deux fréquences  $f_{0_1}$  et  $f_{0_2}$  (figure 3.18(b)). En optimisant  $C_c$  et  $C_x$ , nous pouvons régler la largeur de la bande passante et l'ondulation dans la bande.

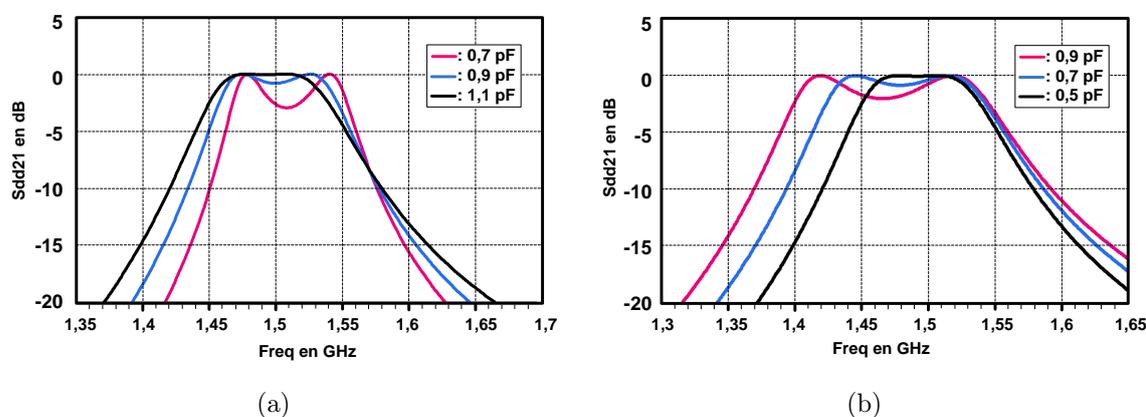


FIGURE 3.18 – Impact sur le paramètre  $S_{dd21}$  de l'accord de la capacité (a)  $C_x$ , (b)  $C_c$ .

L'étude faite, dans la première partie de ce chapitre, sur l'impact de  $C_x$ , est utile ici pour permettre de dimensionner cette capacité rapidement et justifie le fait que  $C_x$  soit fixé à 0,6 pF, avec une possibilité d'accord jusqu'à 1,2 pF. Le dimensionnement de  $C_c$  découle directement de la valeur de  $C_x$  et de la fréquence centrale du filtre. Une optimisation de  $C_c$  permet de déduire que cette capacité doit être accordable entre 0,45 pF et 0,9 pF, ce qui est compatible avec les contraintes technologiques monolithiques. Pour compenser les pertes des deux résonateurs, la solution la plus simple est d'utiliser le circuit de compensation présenté précédemment. En effet, pris indépendamment, les deux résonateurs utilisés ont les mêmes pertes que le résonateur présenté à la section 3.3, le circuit de compensation est donc identique. L'utilisation de deux circuits de compensation (un par pôle) est indispensable pour ne pas générer de sur-compensation dans la bande.

1. Les expressions analytiques de  $f_{0_1}$  et  $f_{0_2}$  ne sont pas fournies pour ne pas surcharger le manuscrit.

### 3.4.3 Architecture du filtre 2 pôles compensé

La figure 3.19 présente le schéma électrique obtenu.

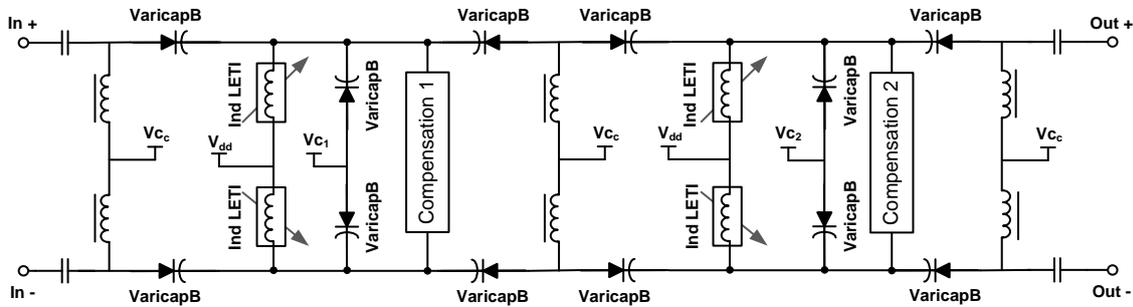


FIGURE 3.19 – Schéma électrique du filtre 2 pôles accordable.

La structure se compose de deux résonateurs réalisés à l'aide d'inductance accordable LETI et de varicap de la technologie QuBIC4X de NXP, d'autres varicaps sont utilisées afin de réaliser le couplage externe ainsi que le couplage inter-résonateur. Deux circuits de compensation de pertes complètent la structure dans le but de garantir une fonction de filtrage proche de la fonction idéale.

### 3.4.4 Première simulation

Une première simulation des paramètres  $S_{dd21}$ ,  $S_{dd11}$  et du facteur de bruit est montrée en figure 3.20. La figure 3.21 présente un agrandissement de ces simulations autour de la fréquence de résonance. On estime également que la capacité d'accord en fréquence centrale de ce filtre est proche de celle du filtre 1 pôle, soit une octave.

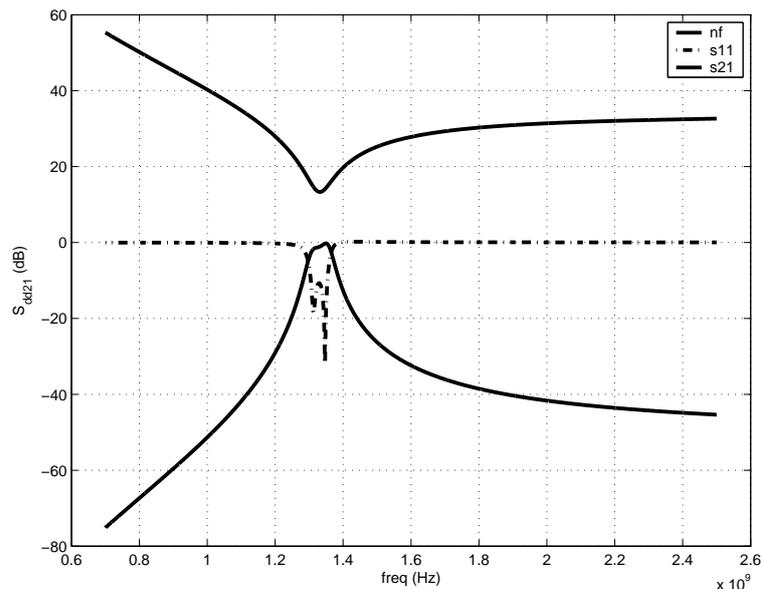


FIGURE 3.20 – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$ ,  $S_{dd11}$  et du facteur de bruit du filtre 2 pôles accordable .

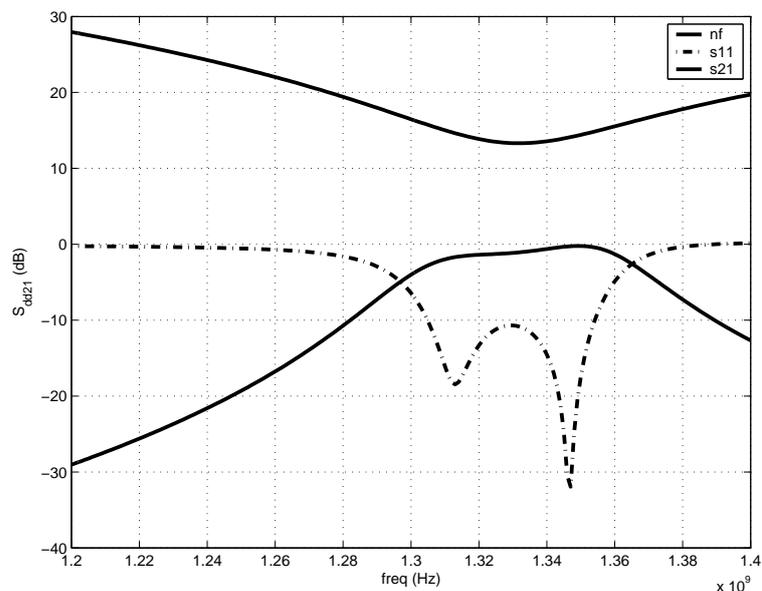


FIGURE 3.21 – Zoom - Simulation du paramètre  $S_{dd21}$ ,  $S_{dd11}$  et du facteur de bruit du filtre 2 pôles accordable .

Les pertes de chacun des résonateurs sont compensées, et cela de manière identique pour les deux résonateurs. Néanmoins, on constate que le gain n'est pas plat dans la bande. De plus, en se focalisant sur le paramètre  $S_{dd11}$ , on constate qu'il se stabilise à une valeur positive de l'ordre de 0,08 dB au delà de la fréquence centrale. La suite de cette section a pour but d'expliquer et de solutionner ces phénomènes.

### 3.4.5 Etude de l'instabilité du filtre au delà de la fréquence centrale

Bien que les performances d'accord, de bruit et de sélectivité de ce filtre soient acceptables, une simulation montre que le circuit est instable au delà de la fréquence centrale. En effet, aux fréquences supérieures à la fréquence centrale du filtre, les paramètres  $|S_{dd11}|$  et  $|S_{dd22}|$  ont une valeur supérieure à 0 dB, typiquement +0,08 dB. Pour expliquer ce phénomène, on se propose de faire une étude plus approfondie du paramètre  $S_{dd11}$  basée sur son expression analytique. Le schéma électrique du filtre est rappelé en figure 3.22 et l'expression analytique du paramètre  $S_{dd11}$  est redonnée par l'équation (3.11).

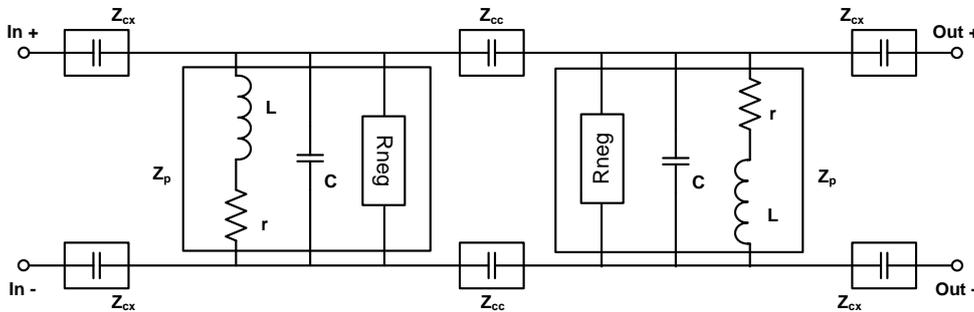


FIGURE 3.22 – Schéma électrique équivalent du filtre accordable 2 pôles.

$$S_{dd11} = \frac{Z_p^2 Z_{cc} + 4 Z_p Z_{cx} Z_{cc} - 10000 Z_{cc} + 4 Z_{cc} Z_{cx}^2 + 2 Z_{cx} Z_p^2 - 1000 Z_p + 4 Z_{cx}^2 Z_p}{Z_p^2 Z_{cc} + 200 Z_{cc} Z_p + 4 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc} Z_{cx}^2 + 10000 Z_{cc} + 400 Z_{cc} Z_{cx} + 400 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p + 10000 Z_p + 100 Z_p^2 + 2 Z_{cx} Z_p^2} \quad (3.11)$$

Il y a instabilité quand  $|S_{dd11}|$  devient supérieure à 1. Afin d'illustrer cela par un exemple concret, les impédances complexes  $Z_{cc}$ ,  $Z_{cx}$  et  $Z_p$  sont remplacées par des éléments capacitifs, inductifs et résistifs (cf. figure 3.22). La valeur des composants est donnée dans le tableau 3.1.

Composant	Valeur
L	3,2 nH
r	3,5 $\Omega$
C	8 pF
$C_c$	0,5 pF
$C_x$	1,2 pF

TABLE 3.1 – Valeur des composants utilisés pour illustrer le calcul.

L'expression de  $S_{dd11}$  est donc calculée. On se place à  $f = f_0 + 100$  MHz, soit 1,05 GHz afin de tracer l'évolution du  $|S_{dd11}|$  en fonction de Rneg (figure 3.23(b)). On

réalise la même simulation à  $f = 2$  GHz (figure 3.23(c)) et à  $f = f_0 - 100$  MHz = 850 MHz (figure 3.23(a)).

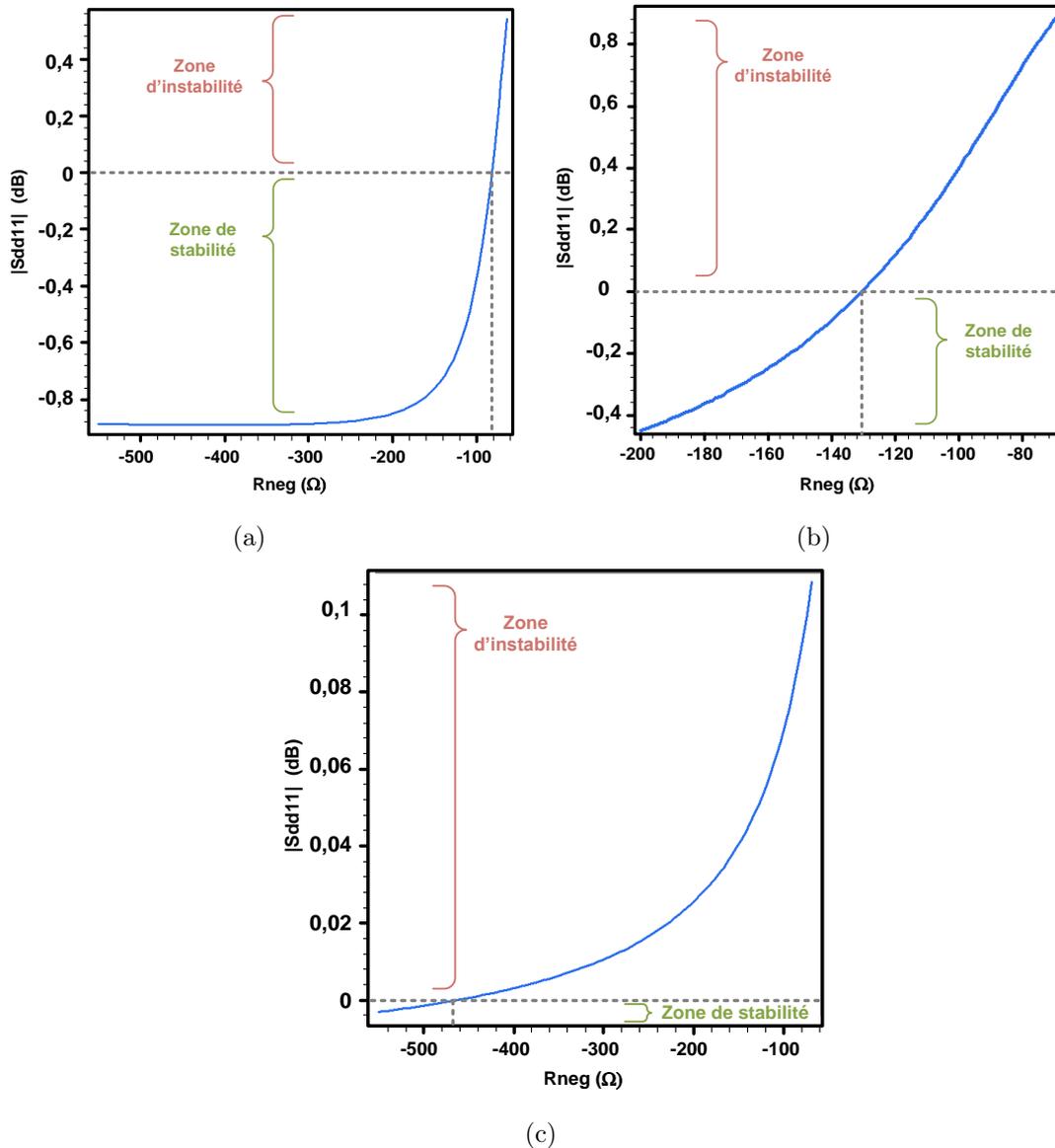


FIGURE 3.23 – Evolution de  $|S_{dd11}|$  en fonction de la valeur de  $R_{neg}$ . La fréquence est fixée à : a)  $f_0 - 100$  MHz = 850 MHz, b)  $f_0 + 100$  MHz = 1,05 GHz, et c) 2 GHz.

La compensation doit être choisie de façon à ne pas engendrer d'instabilité quelle que soit la fréquence. A  $f = f_0 - 100$  MHz on constate qu'il faut vérifier  $R_{neg} < -86 \Omega$  contre  $R_{neg} < -130 \Omega$  à  $f = f_0 + 100$  MHz et  $R_{neg} < -470 \Omega$  à  $f = 2$  GHz. Or, pour compenser parfaitement les pertes à  $f_0$  on doit avoir  $R_{neg} = -109 \Omega$ . Cela permet de définir la valeur de la résistance négative en fonction de la fréquence.

Malheureusement, le circuit de compensation conçu présente une valeur de résistance négative quasiment constante en fréquence (figure 3.24). Il n'est pas possible d'atteindre

les valeurs de  $R_{neg}$  recommandées aux fréquences supérieures à  $f_0$  avec la topologie étudiée.

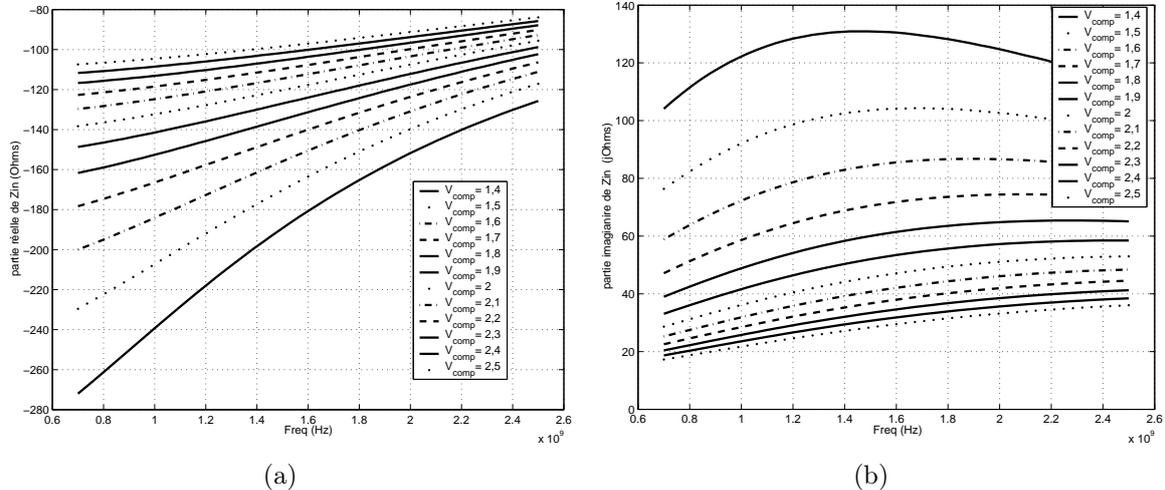


FIGURE 3.24 – Evolution de la partie réelle et imaginaire de la compensation de pertes pour plusieurs tension de commande.

Pour résoudre ce problème il existe plusieurs solutions :

- optimiser l’effet de la compensation sur l’impédance des pôles,
- travailler sur le profil fréquentiel de la compensation, c’est-à-dire l’évolution de la valeur de  $R_{neg}$  en fonction de la fréquence,
- ajouter une résistance en entrée et en sortie du dispositif.

La compensation parallèle utilisée engendre de l’ondulation dans la bande et de l’instabilité pour des fréquence supérieure à  $f_0$ .

En utilisant une compensation de type série pour chacun des deux pôles, la distorsion dans la bande et l’instabilité hors bande disparaissent. La compensation série semble donc être une bonne solution. Il est possible de transformer le schéma de notre compensation différentielle parallèle en compensation différentielle série, mais cette transformation nécessite une augmentation de la transconductance des transistors. Environ 500 mS pour obtenir une résistance de  $-2 \Omega$ , ce qui est difficilement réalisable en termes de taille et de consommation des circuits.

La solution la plus simple pour annuler cette distorsion consiste à ajouter une résistance en entrée et en sortie afin d’absorber l’instabilité.

Deux possibilités s’offrent à nous :

- utiliser une résistance série (figure 3.25(b)),
- utiliser une résistance parallèle (figure 3.25(c)).

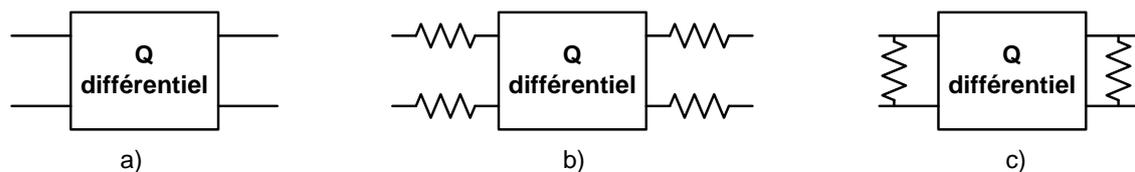


FIGURE 3.25 – Quadripôle différentiel (a) de départ, (b) solution avec résistance série, (c) solution avec résistance parallèle.

La figure 3.26(a) compare trois simulation du paramètre  $S_{dd11}$ , une sans résistance, une avec une résistance série de  $10 \Omega$  et une avec une résistance parallèle de  $4000 \Omega$ . La figure 3.26(b) se focalise autour de l'instabilité. La fréquence centrale est fixée à  $f_{0min}$  car c'est la fréquence pour laquelle l'instabilité est la plus forte.

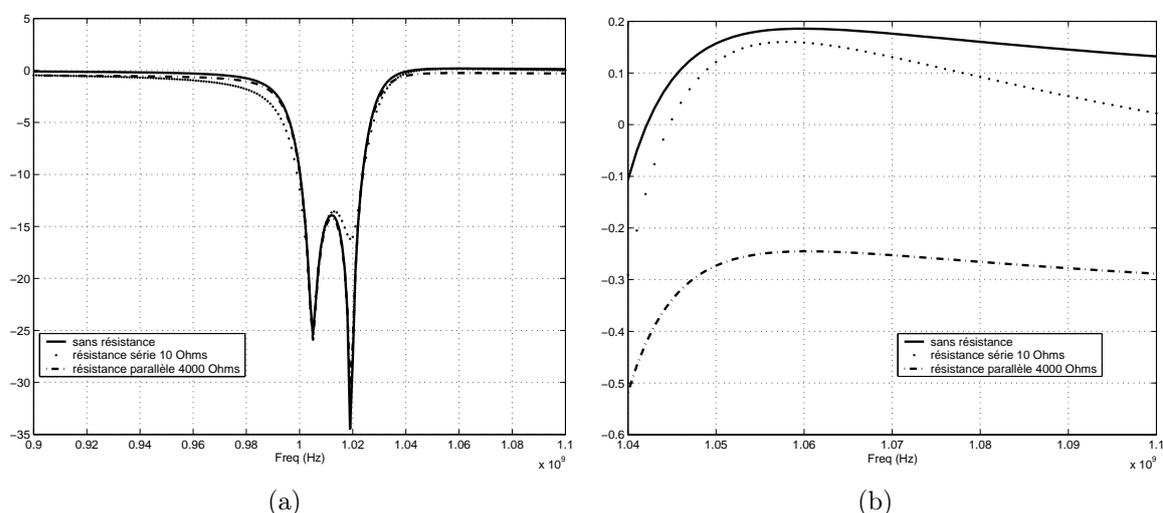


FIGURE 3.26 – Simulation du paramètre  $S_{dd11}$  sans résistance, avec une résistance série de  $10 \Omega$  et avec une résistance parallèle de  $4000 \Omega$ . Simulation réalisée autour de l'instabilité constatée.

La résistance série ne permet pas d'absorber l'instabilité, pour y parvenir il faut augmenter sa valeur. La valeur nécessaire est de l'ordre de  $150 \Omega$  mais la dégradation du facteur de bruit qui en résulte n'est pas acceptable.

Le choix le plus pertinent se trouve donc être la résistance parallèle étant de forte valeur, elle ne dégrade pas le facteur de bruit.

Les figures 3.27(a) à 3.28(b) présentent un ensemble de simulations de la structure après ajout de la résistance parallèle de  $4000 \Omega$  en entrée et en sortie.

La figure 3.27(a) montre un accord possible de la fréquence centrale entre 1 et 2 GHz. Comme le montre la figure 3.27(b), l'adaptation en entrée et en sortie est correcte, avec des coefficients de réflexion  $S_{dd11}$  et  $S_{dd22}$  inférieurs à  $-20$  dB.

Aux fréquences de résonances, le facteur de bruit simulé est compris entre 13 et 15 dB.

Grâce à l'utilisation de varicap pour réaliser le couplage externe et le couplage inter-résonateur, il est possible de rendre le filtre accordable en bande passante. La figure 3.28(b) donne un aperçu de l'accord en bande passante qu'il est possible d'obtenir. A  $f_{0min}$ , le rapport entre bande passante maximale et bande passante minimale est de l'ordre de 220 %.

Pour obtenir la fonction qui a la bande passante la plus étroite, les capacités de couplage externes prennent leur valeur la plus faible, ce qui explique l'augmentation de la sélectivité.

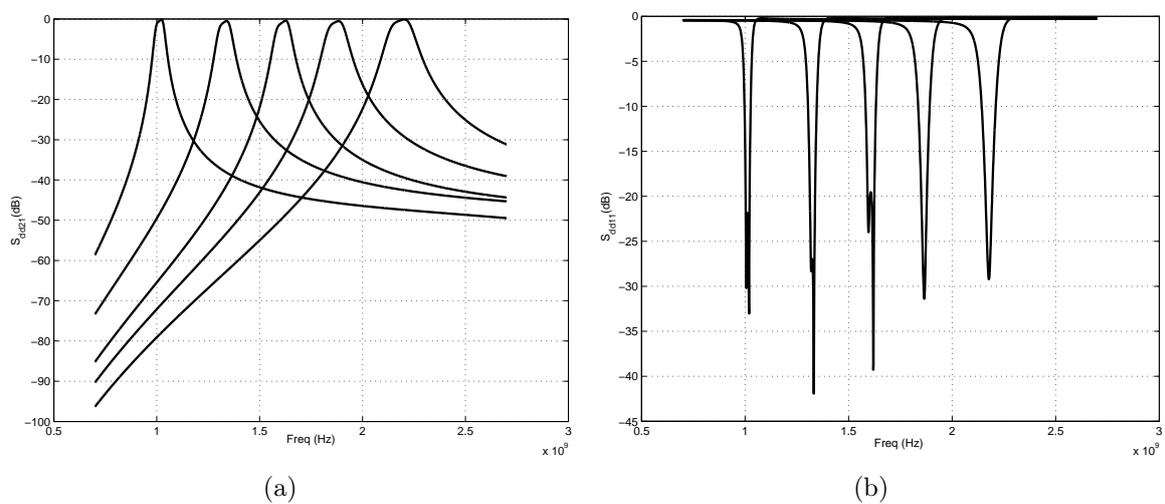


FIGURE 3.27 – Accord en fréquence centrale – paramètre a)  $S_{dd21}$ , b)  $S_{dd11}$ .

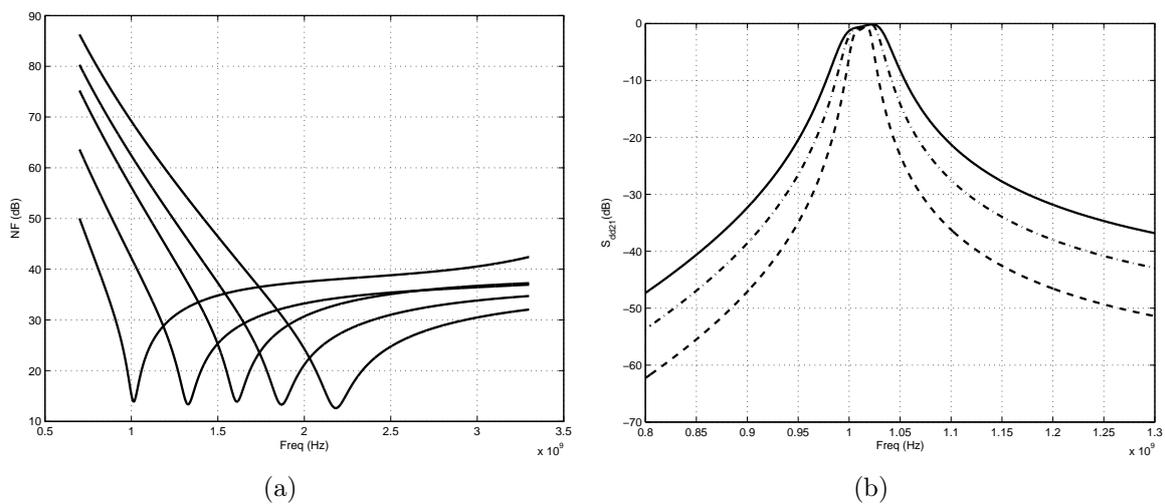


FIGURE 3.28 – a) Simulation du facteur de bruit – accord en fréquence centrale, b) Paramètre  $S_{dd21}$  – accord en bande passante.

### 3.4.6 Etude de l'ondulation dans la bande

D. LI et Y. TSIVIDIS présentent un filtre actif intégré différentiel 2 pôles à compensation de pertes parallèle [106]. Dans cet article, ils comparent la réponse en fréquence de leur filtre dans quatre cas :

- filtre sans perte,
- filtre à pertes,
- filtre à pertes compensées par une seule résistance négative,
- filtre à pertes compensées par deux résistances négatives (une par pôle).

Grâce à ces quatre simulations, illustrées en figure 3.29, D. LI et Y. TSIVIDIS montrent que la compensation de perte introduit de l'ondulation dans la bande.

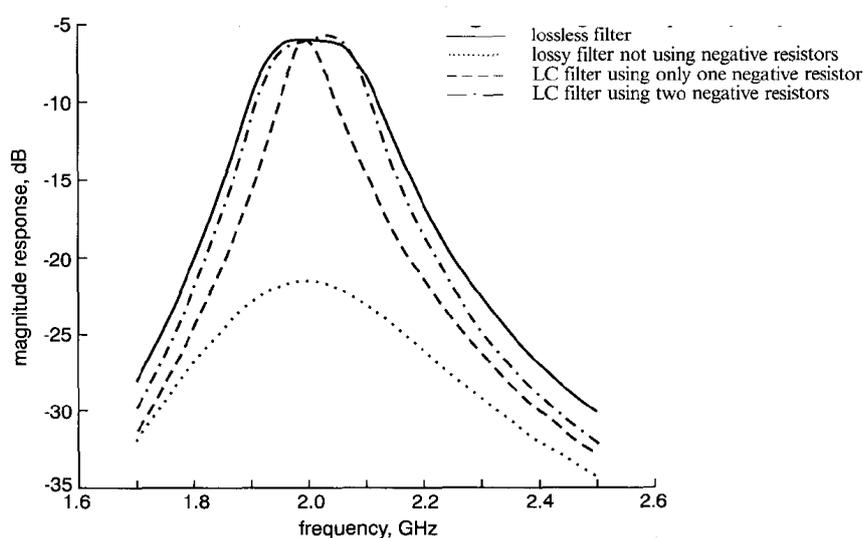


FIGURE 3.29 – Réponse du filtre pour le cas sans pertes, à pertes, à une compensation et à deux compensations [106].

Bien que l'ondulation soit moins importante avec deux compensations elle reste toutefois trop élevée. Les auteurs expliquent également que le phénomène est accentué lorsque le facteur de qualité de l'inductance est faible.

Pour atténuer, voire supprimer, cette ondulation dans la bande, les auteurs proposent une solution de *pré-distorsion*. Bien que cette solution soit utilisée pour la conception de filtres passifs [107, 108, 109], elle s'avère complexe à mettre en œuvre pour la conception de filtres actifs à cause du circuit de compensation de pertes. En effet, l'expression analytique décrivant précisément le comportement en fréquence de l'impédance (ou de l'admittance) de la résistance négative est difficilement exprimable, ce qui rend le calcul d'une solution de pré-distorsion quasiment impossible.

Néanmoins, en optimisant la valeur des composants réalisant les deux résonateurs il est possible de contrecarrer l'effet de l'ondulation dans la bande. Dans ce cas, le filtre est constitué de deux résonateurs différents (figure 3.30).

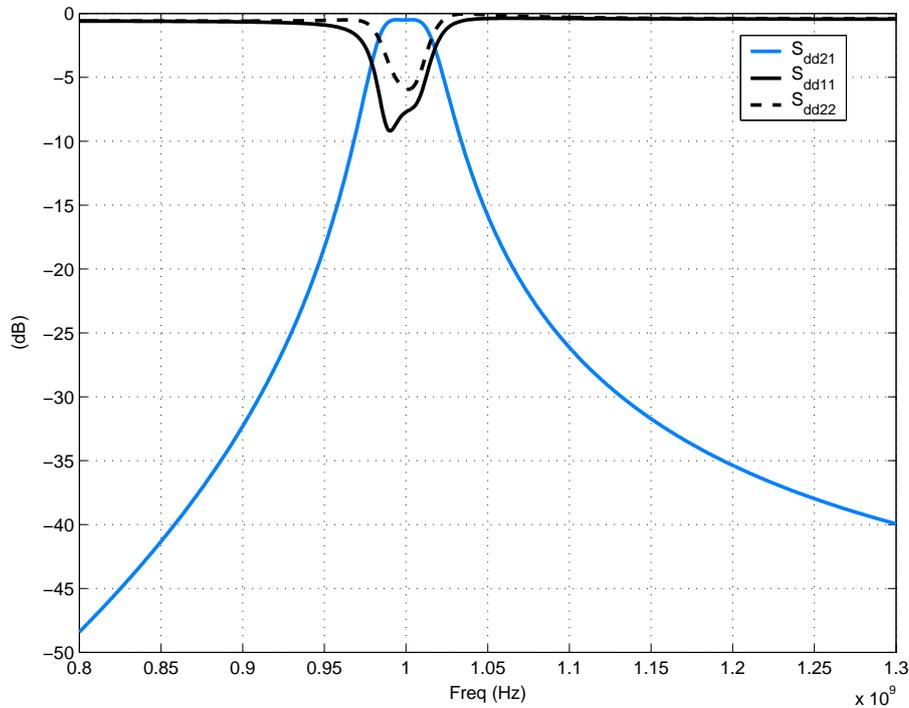


FIGURE 3.30 – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$  du filtre optimisé pour avoir un gain plat dans la bande.

Il est donc possible d'atténuer l'ondulation dans la bande. L'accord en fréquence centrale est possible sur près d'une octave. La bande passante est fonction de la fréquence centrale. Elle est de 45 MHz pour  $f_{0min}$  et de 145 MHz pour  $f_{0max}$ . En diminuant la valeur de  $C_x$  et  $C_c$ , il est possible d'obtenir une valeur de bande passante inférieure et une sélectivité plus forte, mais cela se fait au détriment du bruit.

Pour les simulations présentées en figure 3.28(a), le facteur de bruit est compris entre 12 et 15 dB (à  $f_0$ ). Le point de compression à -1 dB simulé est obtenu pour une puissance d'entrée de + 0,5 dBm. Comme les pertes sont variables en fonction de la fréquence centrale du filtre, la consommation l'est aussi. La consommation maximale relevée est de 40 mW. Pour terminer, un dessin des masques de ce circuit est proposé en figure 3.31.

La superficie du circuit actif est de  $1700 \times 820 \mu\text{m}^2$ . En considérant le report des inductances accordables ainsi que les plots de commande, la solution finale occupe approximativement une superficie de  $2,5 \times 5 \text{ mm}^2$ .

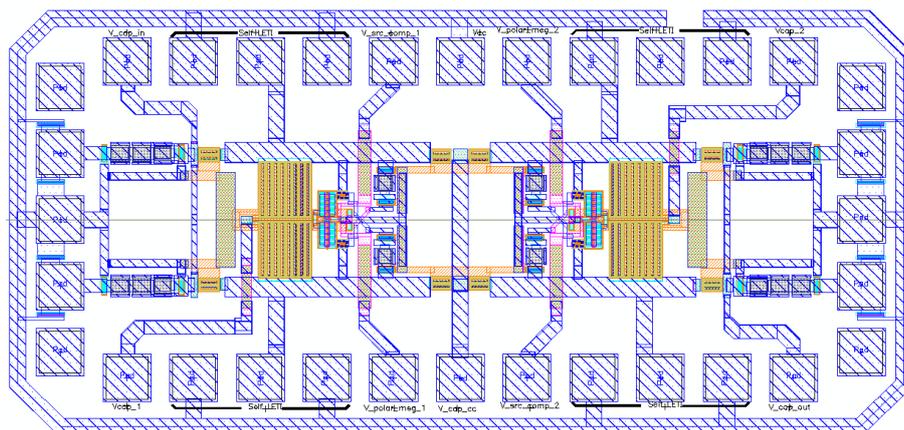


FIGURE 3.31 – Dessin des masques du filtre 2 pôles.

### 3.5 Filtre passe bande 3 pôles

Pour les deux exemples précédents (sections 3.3 et 3.4), l'augmentation du nombre de pôles s'accompagne d'une augmentation de la consommation car on utilise un circuit de compensation de pertes par pôle. Le fait d'utiliser un circuit de compensation par résonateur permet d'obtenir une réponse en fréquence proche de l'idéal.

Dans la littérature, il est possible de rencontrer un grand nombre de topologies de filtres actifs [110, 111, 112, 113, 114, 115, 116]. La plupart de ces circuits sont constitués de résonateurs, localisés, distribués ou encore volumiques, associés à un ou plusieurs circuits de compensation de pertes (boucle active ou résistance négative). En règle générale, ces filtres actifs possèdent un circuit de compensation de pertes par pôle. Néanmoins, B. MADRANGEAS a présenté un filtre actif 3 pôles à résonateurs diélectrique, ne présentant qu'un seul circuit de compensation [117]. Le schéma de principe de ce dispositif est donné figure 3.32.

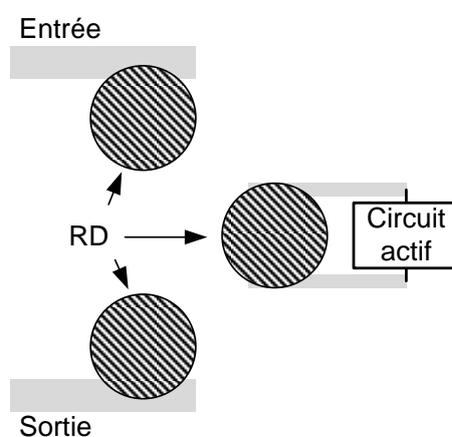


FIGURE 3.32 – Principe du filtre actif passe bande 3 pôles utilisant des résonateurs diélectrique (RD).

La solution qui consiste à n'utiliser qu'un seul circuit actif pour compenser les pertes de plusieurs résonateurs, est applicable à d'autres structures utilisant, par exemple, des résonateurs microstrip, comme le montre la figure 3.33. Une condition importante à respecter pour que le filtre soit fonctionnel, est la symétrie entre entrée et sortie.

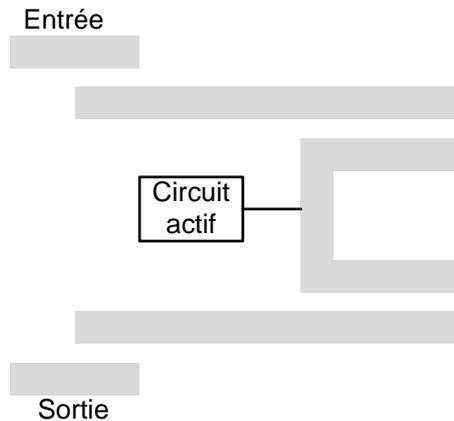


FIGURE 3.33 – Principe du filtre actif passe bande 3 pôles utilisant des résonateurs microstrip.

Remplacer ces résonateurs planaires ou volumiques par des résonateurs localisés permettrait de :

- Réduire la taille globale du dispositif (si  $f_0 = 1$  à  $2$  GHz  $\Rightarrow \lambda_0 = c/f_0 = 15$  à  $30$  cm),
- Bénéficier de l'accord des réactances pour réaliser un filtre accordable,
- Diminuer la consommation.

Dans le cas d'un filtre actif 3 pôles utilisant la technologie BiCMOS  $0,25 \mu\text{m}$  Qubic4X de NXP et les inductances accordables MEMS du CEA LETI, le schéma électrique de l'ensemble est présenté en figure 3.34.

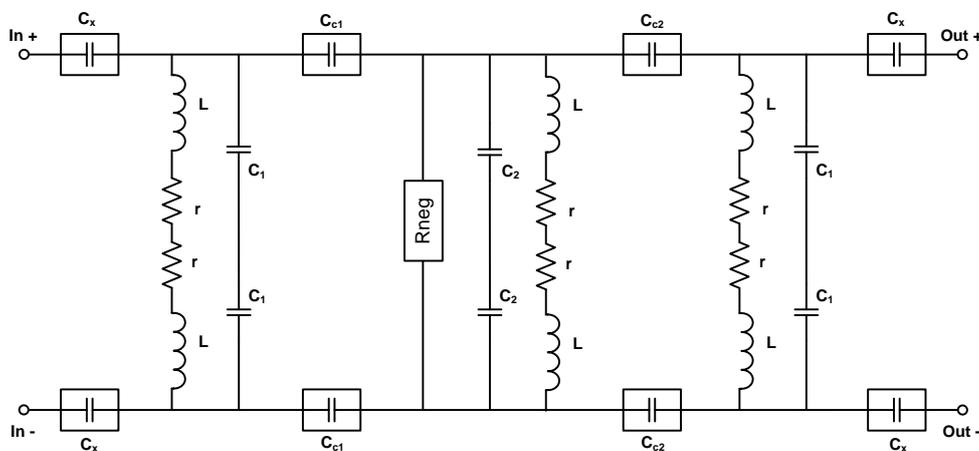


FIGURE 3.34 – Topologie d'un filtre passe bande localisé utilisant une seule compensation.

Les éléments  $C_x$ ,  $C_c$ ,  $L$ ,  $C_1$ , et  $C_2$  permettent de régler la fréquence centrale  $f_0$  du filtre, sa largeur de bande passante et son adaptation dans la bande (cf. section 3.3 et 3.4).

*Important : la topologie du filtre le rend symétrique et réciproque, dans la suite de cette étude on a donc  $S_{dd21} = S_{dd12}$  et  $S_{dd11} = S_{dd22}$ .*

### 3.5.1 Première approche - objectif et démarche

Une première simulation du filtre sans perte permet de régler la bande passante, la fréquence centrale  $f_0$  et l'adaptation dans la bande. La fréquence centrale est fixée à 1,9 GHz, la bande passante à 170 MHz et l'adaptation dans la bande à -22 dB (figure 3.35).

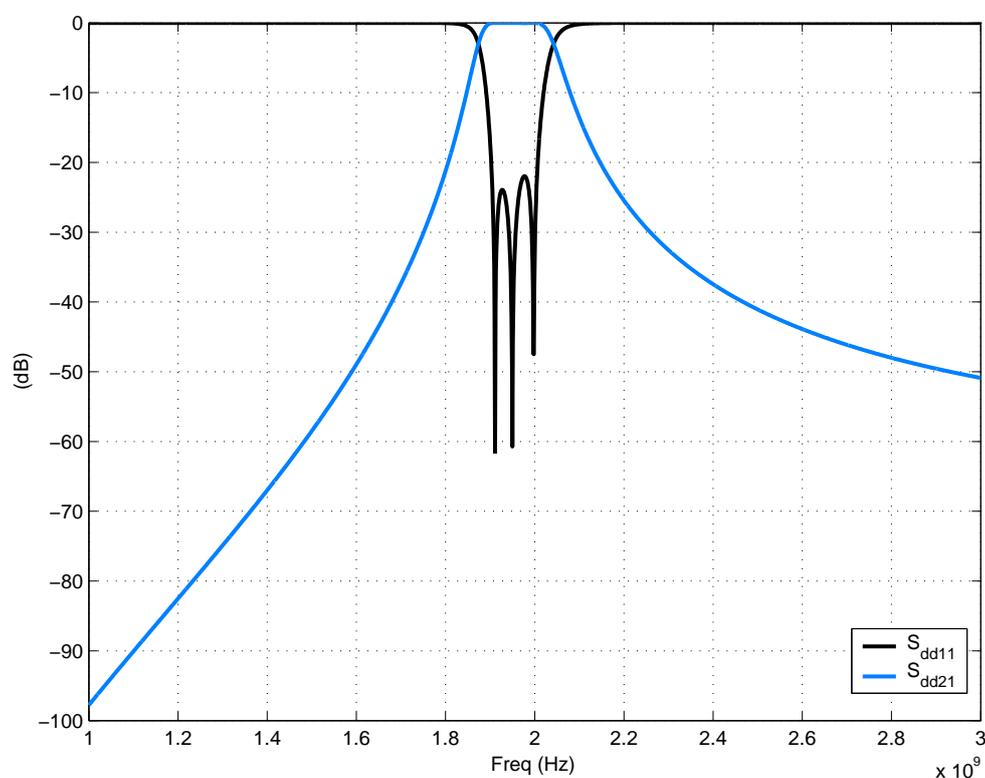


FIGURE 3.35 – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$  et  $S_{dd11}$  du filtre sans perte - étape 1 : réglage du filtre.

Dans les simulations qui suivent, les pertes des résonateurs sont successivement fixées à  $0,1 \Omega$  puis  $0,2 \Omega$  et  $0,3 \Omega$  et l'effet sur l'adaptation du circuit de compensation est évalué.

Avec  $r = 0,1 \Omega$ , si on n'utilise pas de circuit de compensation, on constate que le filtre présente des pertes dans la bande et une moins bonne adaptation (figure 3.36) par comparaison au cas idéal.

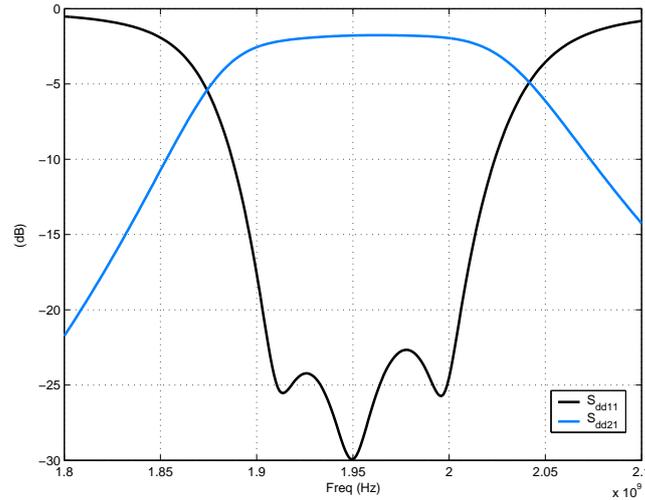


FIGURE 3.36 – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$  et  $S_{dd11}$  du filtre - étape 2 :  $r = 0,1 \Omega$  sans compensation de pertes.

Un circuit de compensation de pertes est maintenant ajouté en parallèle du pôles central (cf. figure 3.34) et réglé de façon à vérifier  $S_{dd21} \approx 0$  dB dans la bande. Cette opération s'accompagne également d'une légère modification des autres paramètres. Le résultat de simulation est présenté figure 3.37.

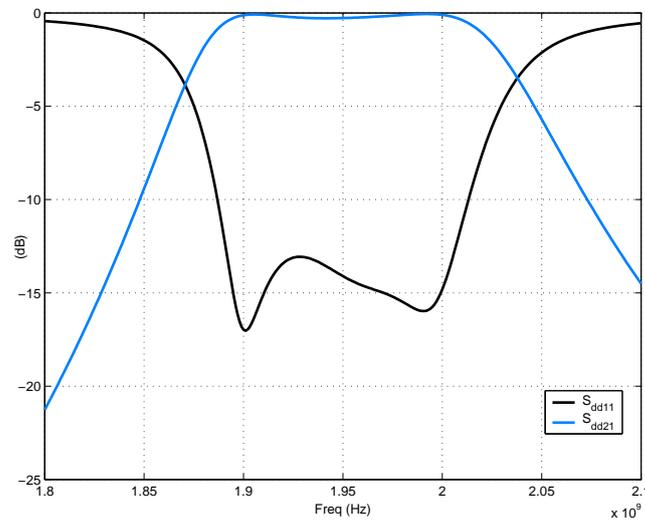


FIGURE 3.37 – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$  et  $S_{dd11}$  du filtre - étape 3 :  $r = 0,1 \Omega$  avec compensation de pertes.

Bien que le paramètre  $S_{dd21}$  soit très proche de l'optimal, l'adaptation est dégradée. Pour compenser les pôles adjacents, il est indispensable de surcompenser le pôle central, cette surcompensation conduit à une désadaptation du résonateur central et donc à une remontée du paramètre  $S_{dd11}$ . En augmentant les pertes  $r$  à  $0,2 \Omega$  et en suivant la même procédure que précédemment, on obtient le résultat de simulation présenté figure 3.38.

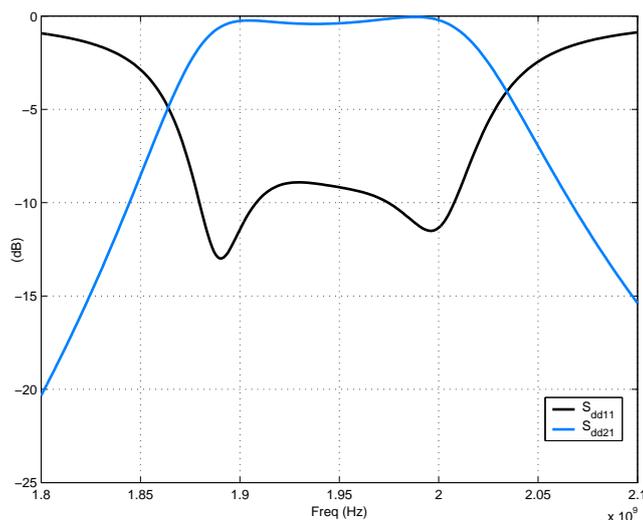


FIGURE 3.38 – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$  et  $S_{dd11}$  du filtre - étape 4 :  $r = 0,2 \Omega$  avec compensation de pertes.

Lorsque les pertes  $r$  atteignent  $0,3 \Omega$ , le paramètre  $S_{dd11}$  est proche de  $-6$  dB, ce qui constitue une adaptation insuffisante (cf. figure 3.39).

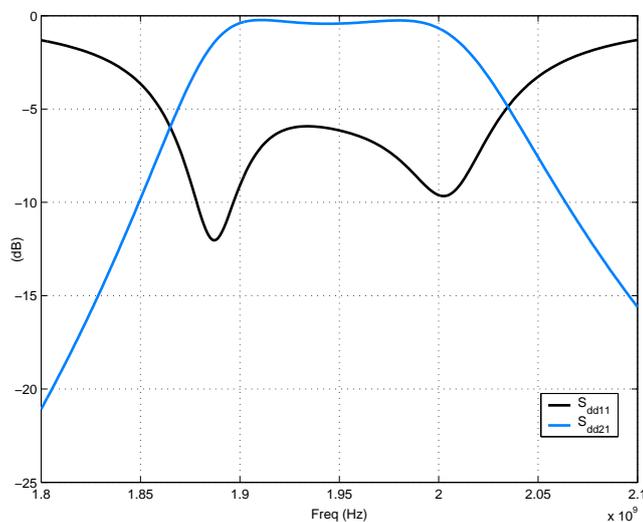


FIGURE 3.39 – Simulation du paramètre  $S_{dd21}$  et  $S_{dd11}$  du filtre - étape 5 :  $r = 0,3 \Omega$  avec compensation de pertes.

La conclusion de cette étude est que la conception d'un filtre passe bande 3 pôles, utilisant un circuit de compensation de pertes et dont les résonateurs sont réalisés à l'aide de composants localisés, est tout à fait possible si l'on dispose d'inductances ayant un facteur de qualité supérieur à 50 dans notre cas.

### 3.5.2 Analyse de l'influence de la largeur de bande passante

Dans l'étude précédente la bande passante est de 170 MHz. A éléments L et C du résonateur fixés, la largeur de bande passante est fonction du couplage externe, c'est-à-dire de  $C_x$ . En modifiant la largeur de bande passante du filtre, la condition à respecter sur le facteur de qualité de l'inductance change. Pour mettre en lumière le lien qui existe entre bande passante et facteur de qualité de l'inductance, nous modifions la valeur des éléments constituant le filtre de la figure 3.34 afin d'obtenir deux filtres dont la fréquence centrale est de 1,9 GHz mais dont la bande passante est de 350 MHz pour le premier et de 500 MHz pour le deuxième. En appliquant la démarche présentée à la section 3.5.1 à ces deux filtres, nous obtenons le facteur de qualité minimum nécessaire à la conception d'un filtre 3 pôles à compensation unique.

La figure 3.40 rassemble les résultats de simulations du filtre ayant 350 MHz de bande passante.

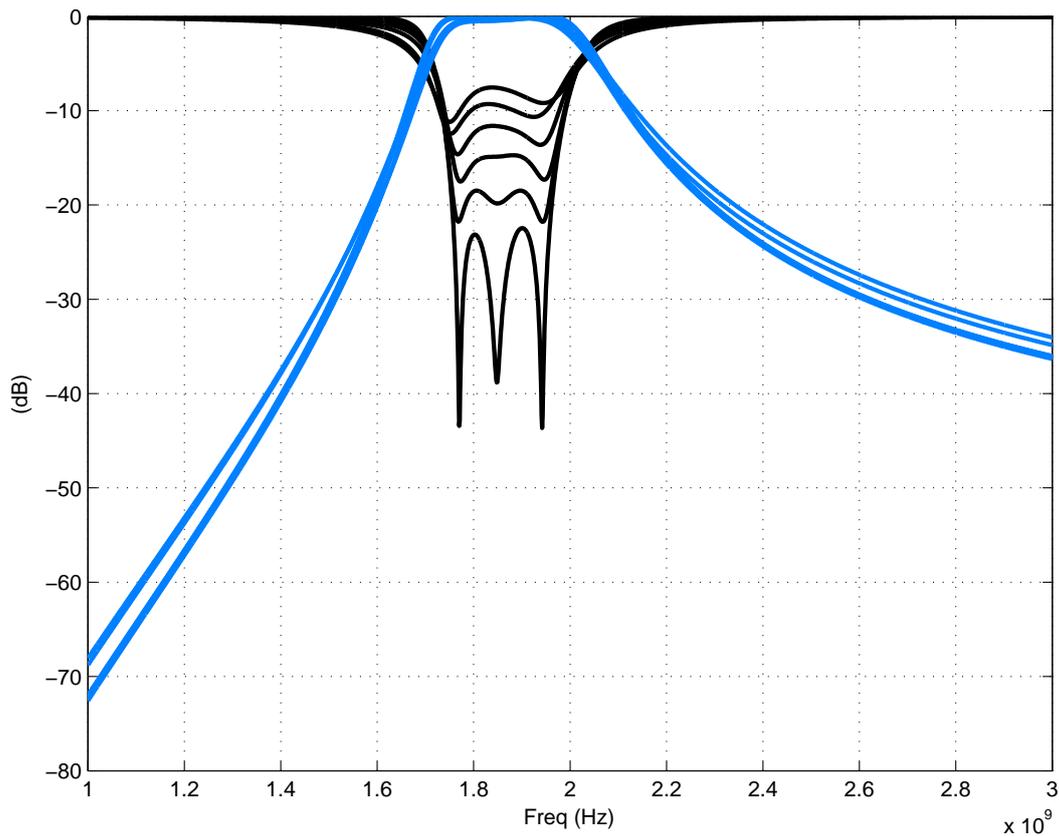


FIGURE 3.40 – Résultat de simulations pour une résistance de pertes de l'inductance de  $\{0; 0,1 \Omega; 0,2 \Omega; 0,3 \Omega; 0,4 \Omega; 0,5 \Omega\}$ .

Pour une bande passante de 350 MHz, le filtre 3 pôles à compensation de pertes unique autorise l'utilisation d'une inductance dont le facteur de qualité est supérieur à

30, ce qui constitue une amélioration par rapport au cas où la bande passante est plus faible.

Il en est de même avec une bande passante de 500 MHz.

La figure 3.41 rassemble les résultats des simulations réalisées.

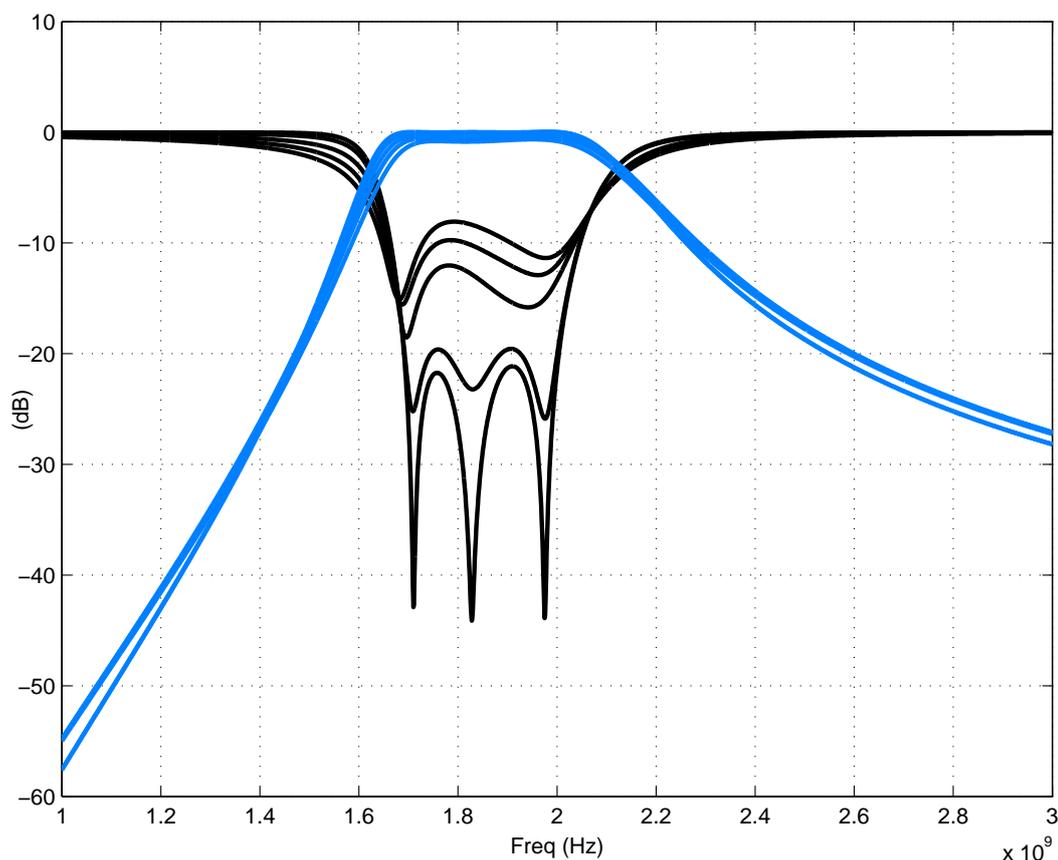


FIGURE 3.41 – Résultat de simulations pour une résistance de pertes de l'inductance de  $\{0; 0,1 \Omega; 0,3 \Omega; 0,5 \Omega; 0,7 \Omega\}$ .

Pour une bande passante de 500 MHz, le filtre 3 pôles à compensation de pertes unique autorise l'utilisation d'une inductance dont le facteur de qualité est supérieur à 20.

A partir de ces trois valeurs de bande passante et des facteurs de qualité de l'inductance associés, il est possible de tracer pour  $f_0 = 1,9$  GHz et  $L = 1$  nH l'évolution du facteur de qualité  $Q_0$  minimum en fonction de la bande passante du filtre (figure 3.42).

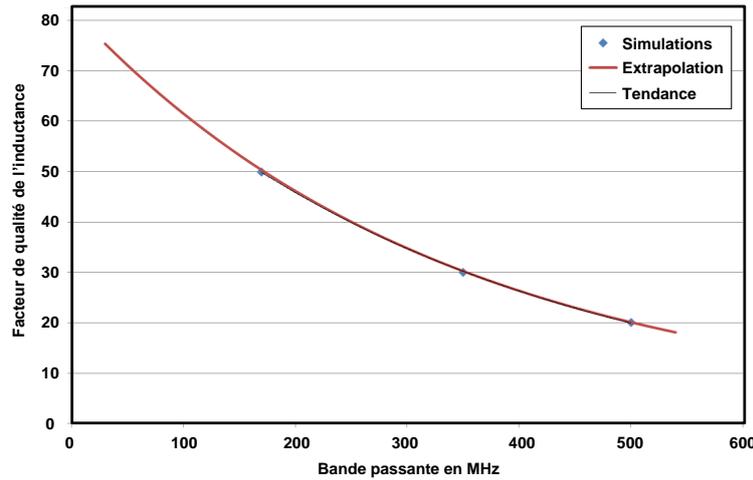


FIGURE 3.42 – Relation entre bande passante et facteur de qualité minimal de l'inductance.

Dans la bande 1 - 2 GHz, l'inductance dont nous disposons a un facteur de qualité compris entre 10 et 20 ( $L = 1$  nH). Grâce à l'étude précédente, on peut conclure qu'il est possible de réaliser un filtre 3 pôles à compensation de pertes unique ayant une bande passante de 500 MHz (à  $f_0 = 1,9$  GHz) et présenter une adaptation de l'ordre de -8 dB. Une meilleure adaptation est synonyme de bande passante plus large. Un tel filtre est présenté et simulé, dans la suite de ce chapitre, afin de montrer qu'il est possible de réaliser un filtre 3 pôles intégrés sur silicium et disposant d'un circuit de compensation unique. Les trois résonateurs utilisés sont constitués de réactances accordables, ce qui confère à ce filtre la possibilité d'être accordable en fréquence centrale.

La figure 3.43 présente le tracé de la bande passante du filtre en fonction de l'adaptation de ce dernier, pour différentes valeurs de pertes des résonateurs. Le filtre étudié utilise un seul circuit de compensation.

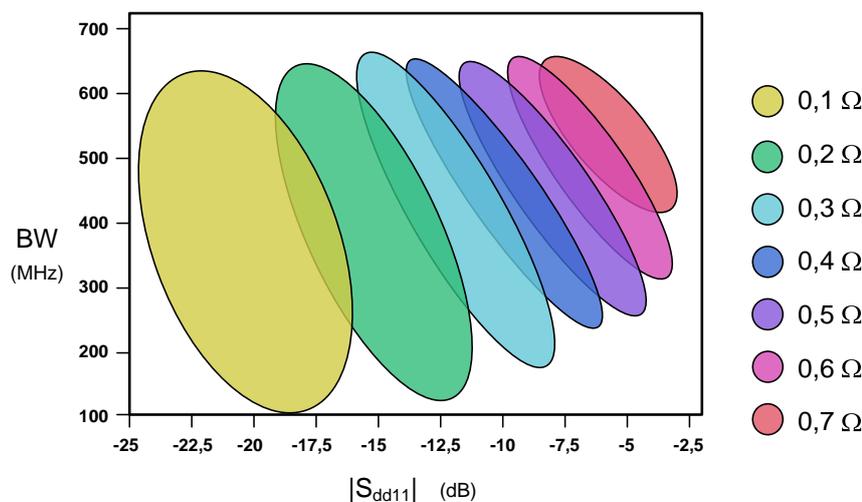


FIGURE 3.43 – Tracé schématisant le lien entre bande passante et adaptation en fonction des pertes de l'inductance. La fréquence centrale de filtre est fixée à 1,9 GHz.

### 3.5.3 Conception du filtre 3 pôles à compensation de perte unique

#### 3.5.3.1 Schéma électrique du filtre

La figure 3.44 donne le schéma électrique proposé et simulé sous Cadence Design System.

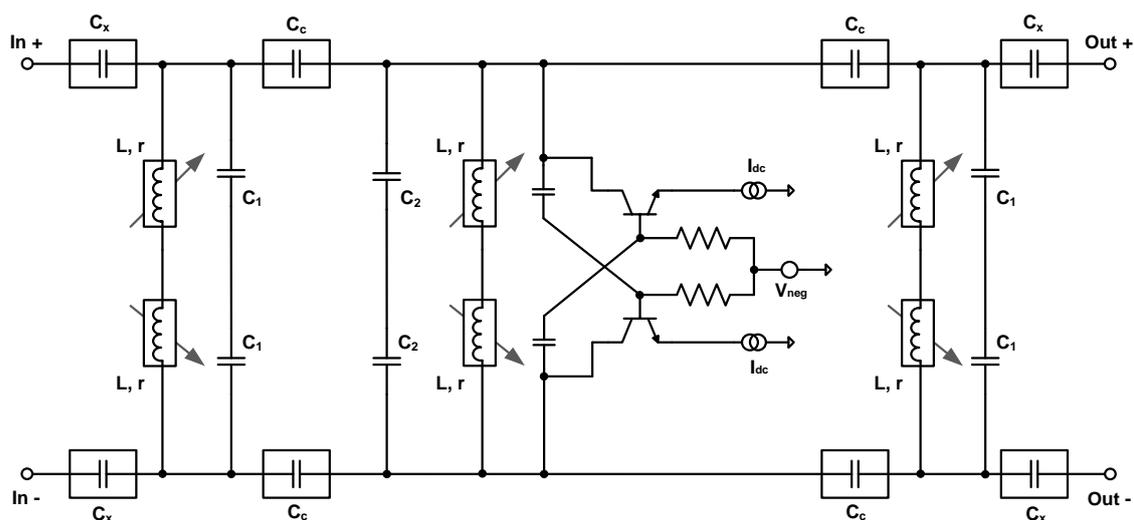


FIGURE 3.44 – Schéma électrique simplifié du filtre passe bande 3 pôles à compensation de pertes unique.

Les trois résonateurs sont couplés via les capacité de couplages  $C_c$ . Comme pour les filtres à 1 et 2 pôles, les capacités  $C_x$  règlent le couplage externe.  $C_c$  et  $C_x$  sont constituées de varicap de la technologie BiCMOS 0,25  $\mu\text{m}$  Qubic4X de NXP.

#### 3.5.3.2 Accord en fréquence centrale

L'étude comportementale de l'inductance faite à la section 2.3.2 montre que le cas le plus critique (au niveau du facteur de qualité) est celui où la contrainte mécanique est la plus forte (500 MPa).

Pour obtenir les meilleures performances lorsque les contraintes mécaniques sont supérieures à 350 MPa, il est nécessaire de concevoir le filtre avec une inductance ayant un facteur de qualité maximal.

Ainsi, la figure 3.45 présente la simulation des paramètres  $S_{dd21}$  et  $S_{dd11}$  de ce filtre à  $f_{0min}$  et  $f_{0max}$ .

$$f_{0min} = 1,2 \text{ GHz et } f_{0max} = 2,2 \text{ GHz.}$$

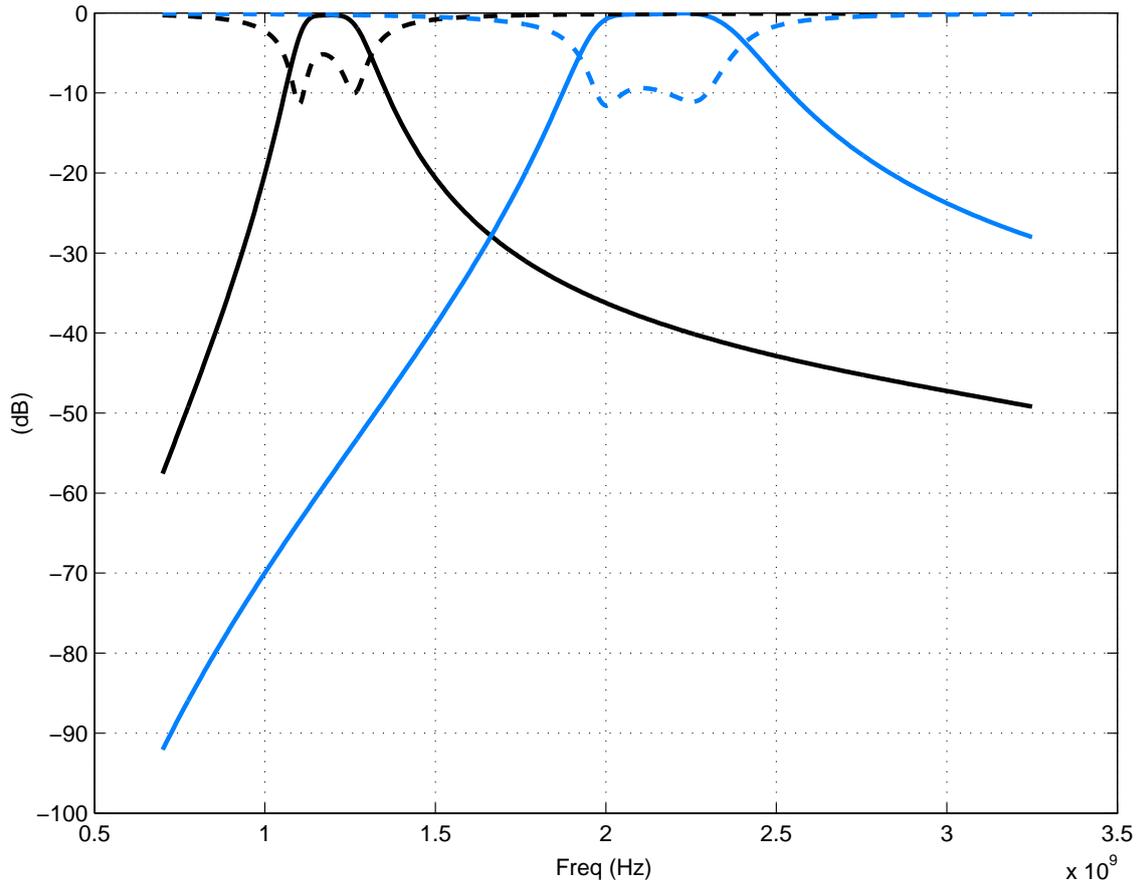


FIGURE 3.45 – Simulation des paramètres  $S_{dd21}$  et  $S_{dd11}$  du filtre 3 pôles à compensation de pertes unique réalisé grâce à la technologie BiCMOS 0,25  $\mu\text{m}$  Qubic4X de NXP – Accord en fréquence centrale.

A  $f_{0min}$ , l'adaptation est dégradée. Cela s'explique par la faible valeur du facteur de qualité de l'inductance, lorsque la contrainte mécanique appliquée au composant MEMS est forte.

En revanche, pour  $f_{0max}$  l'adaptation est tout à fait acceptable avec  $|S_{dd11}|$  inférieur à -9 dB. La variation de fréquence centrale est continue entre  $f_{0min}$  et  $f_{0max}$ .

On rappelle que le circuit est symétrique et réciproque, ce qui implique que  $S_{dd21} = S_{dd12}$  et  $S_{dd11} = S_{dd22}$ .

### 3.5.3.3 Accord en bande passante – facteur de bruit et linéarité

L'utilisation de capacités variables et d'inductances magnétiques permet, en plus de l'accord en fréquence centrale, d'avoir un accord en bande passante. Pour estimer cet accord en bande passante (figure 3.46), le filtre est réglé de façon à avoir  $f_0 = 1,55$  GHz. L'accord est obtenu en modifiant la valeur des différents composants accordables ( $R_{neg}$ ,  $C_x$ ,  $C_c$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  et  $L$ ).

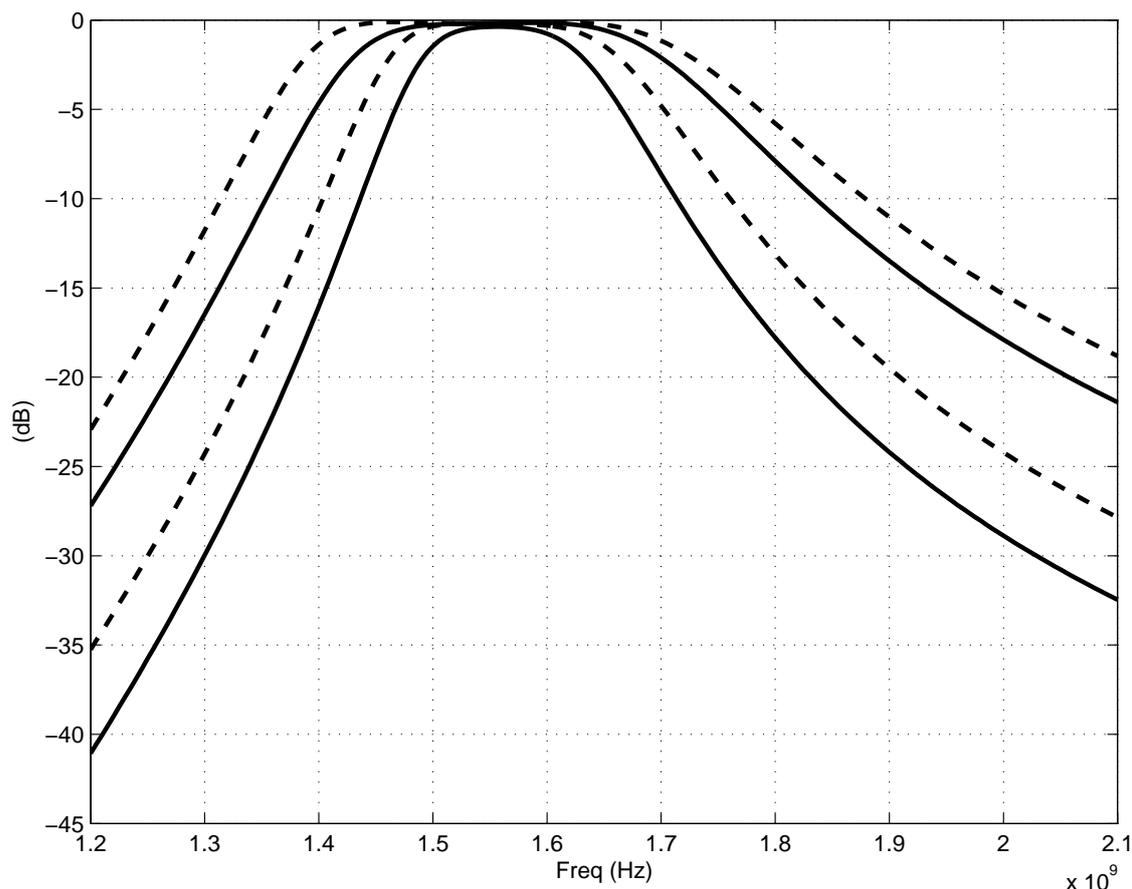


FIGURE 3.46 – Accord en bande passante obtenu à  $f_0 = 1,55$  GHz.  $BW = \{170 \text{ MHz}, 210 \text{ MHz}, 280 \text{ MHz}, 380 \text{ MHz}\}$

On remarque qu'il est possible d'obtenir une bande passante à -3 dB allant de 170 MHz à près de 400 MHz soit un accord supérieur à 230 %. En revanche, pour une large bande passante, la sélectivité est légèrement plus faible que pour une bande passante réduite. Cela s'explique par le fait que, dans le cas d'une large bande, la capacité  $C_x$ , qui règle le facteur de qualité externe, a une valeur plus importante.

La largeur de bande passante a également un impact sur le facteur de bruit du dispositif. La figure 3.47 donne le facteur de bruit simulé pour les quatre valeurs de bande passante précitées ( $BW = \{170 \text{ MHz}, 210 \text{ MHz}, 280 \text{ MHz}, 380 \text{ MHz}\}$ ).

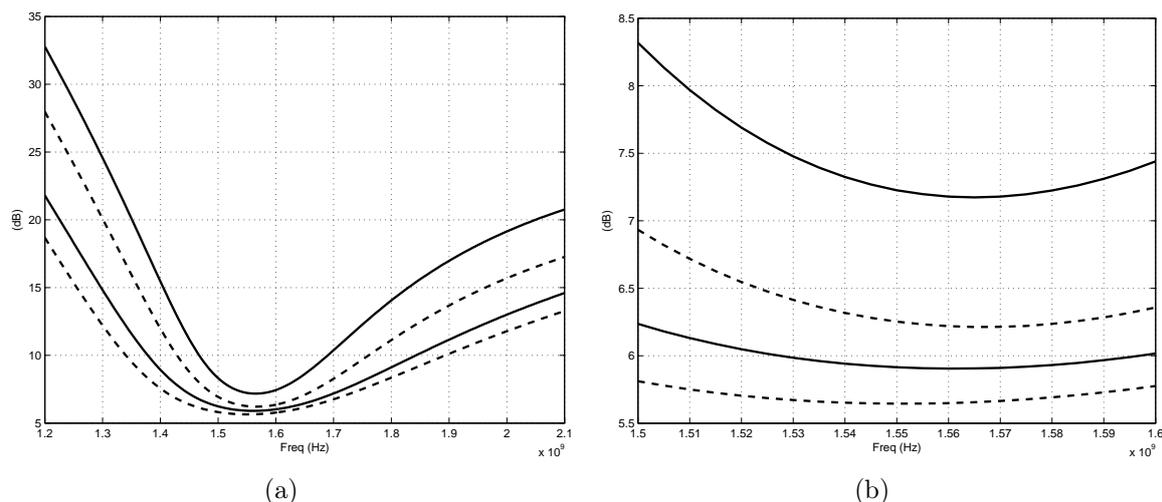


FIGURE 3.47 – a) Simulation du facteur de bruit du dispositif pour ( $BW = \{170 \text{ MHz}, 210 \text{ MHz}, 280 \text{ MHz}, 380 \text{ MHz}\}$ ); b) zoom autour de la fréquence centrale.

Cette simulation, réalisée à  $f_0$  fixe, permet de constater que plus la bande passante est faible, plus le facteur de bruit du dispositif est important. Pour le cas  $BW = 170 \text{ MHz}$ , un facteur de bruit de 7,2 dB est relevé alors que lorsque  $BW = 380 \text{ MHz}$ , ce facteur de bruit n'est que de 5,7 dB.

Le point de compression à -1 dB simulé est obtenu pour une puissance d'entrée comprise entre -4 dBm et 0 dBm, quelle que soit la fréquence centrale et la largeur de bande passante et cela pour une consommation totale inférieure à 25 mW.

## 3.6 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est d'identifier différentes méthodes permettant d'augmenter la sélectivité de la fonction *filtre actif*.

A ce stade, la méthode la plus rapide consiste à mettre en cascade deux structures *LNA filtrant* étudiées au chapitre 2. Mais les impédances d'entrée et de sortie du LNA filtrant ne sont pas identiques, il est donc inévitable d'intercaler un circuit d'adaptation entre les deux cellules filtrantes. Or, ces dernières sont accordables en fréquence centrale et en bande passante, le circuit d'adaptation doit donc être accordable et extrêmement précis pour garantir un transfert de puissance optimal quelque soit la fréquence centrale choisie. Un tel circuit d'adaptation s'avère trop complexe à réaliser compte tenu de la précision et de l'accordabilité nécessaire.

Dans la suite de ce chapitre, nous présentons tour à tour un filtre accordable 1 pôle à 1 circuit de compensation, un filtre accordable 2 pôles à 2 circuits de compensation et un filtre accordable 3 pôles à 1 circuit de compensation.

L'étude du filtre 1 pôle permet de mettre en lumière l'impact du couplage externe sur la réponse du filtre et de dimensionner les capacités de couplage externe  $C_x$ .

Le tableau 3.2 dresse un récapitulatif des performances du filtre 1 pôle à un circuit de compensation.

Paramètre	Valeur
$f_0$	accordable sur 1 octave
$S_{dd21}$	0 dB
$S_{dd11}$	-30 dB
NF	10 à 11 dB
BW	$\approx 7\%$ de $f_0$
$\Delta$ BW	-
Input IP1	> -1 dBm
Consommation	18 mW
Superficie	0,92 mm <sup>2</sup> + inductances

TABLE 3.2 – Tableau récapitulatif des performances atteintes par le filtre 1 pôle à un circuit de compensation de perte.

Le filtre 2 pôles est réalisé en couplant deux résonateurs identiques et en compensant les pertes de chacun avec une résistance négative différentielle placée en parallèle. Cette étude permet de dimensionner les capacités de couplage inter-résonateur  $C_c$ . Nous avons constaté que la technique de compensation parallèle (une résistance négative par pôle) a un effet négatif sur l'impédance du filtre. Les résistances négatives provoquent une légère instabilité aux fréquences supérieures à  $f_0$  et cela même en diminuant le niveau de compensation. Pour résoudre ce problème, nous utilisons deux résistances parallèles de

4000  $\Omega$  placées en entrée et en sortie du quadripôle différentiel.

L'ondulation est ensuite analysée. En désymétrisant les deux pôles composant le filtre, il est possible d'atténuer, voire d'effacer la distorsion. La contrepartie est que le filtre n'est plus symétrique et que l'adaptation d'entrée et de sortie se trouve dégradée.

Le tableau 3.3 dresse un récapitulatif des performances du filtre 2 pôles à deux circuits de compensation.

Paramètre	Valeur
$f_0$	accordable sur 1 octave
$S_{dd21}$	-1 dB
$S_{dd11}$	-10 dB
NF	12 à 15 dB
BW	6 à 10 % de $f_0$
$\Delta$ BW	220 %
Input IP1	> 0,5 dBm
Consommation	40 mW
Superficie	1,4 mm <sup>2</sup> + inductances

TABLE 3.3 – Tableau récapitulatif des performances atteintes par le filtre 2 pôles à deux circuits de compensation de perte.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de faisabilité d'un filtre actif 3 pôles dont les pertes sont compensées à l'aide d'un seul circuit à résistance négative. Ce principe a déjà été démontré avec des résonateurs à fort facteur de qualité (résonateurs volumiques ou planaires). Nous proposons, dans cette section, d'étudier le fonctionnement d'un filtre 3 pôles à compensation de pertes unique dont les résonateurs sont constitués de réactances localisées, intégrées sur silicium et accordables.

Dans un premier temps, nous établissons le lien existant entre le facteur qualité de l'inductance (prépondérant sur le facteur de qualité du résonateur), la largeur de la bande passante du filtre et l'adaptation lorsque le filtre est compensé ( $|S_{dd21}| \approx 0$  dB à  $f_0$ ).

Cette étude montre qu'une fonction de filtrage à faible bande passante nécessite une inductance à faible perte pour avoir une adaptation correcte. En augmentant la largeur de bande passante, nous constatons que le facteur de qualité nécessaire à la réalisation du filtre diminue. Nous déduisons de cette tendance que l'inductance dont nous disposons nous permet de réaliser un filtre avec une bande passante de 500 MHz à  $f_0 = 1,9$  GHz.

Enfin, nous réalisons les simulations du schéma électrique de la structure discutée (3 pôles et une résistance négative). Tout le circuit, à l'exception des inductances magnétiques MEMS, est réalisé à l'aide de la technologie BiCMOS 0,25  $\mu$ m Qubic4X de NXP. Nous obtenons un filtre dont la fréquence centrale est accordable de 1,2 à 2,2 GHz de façon continue, tout comme la bande passante qui possède 230 % d'accord. La linéarité et la consommation de ce dispositif sont comparables à celles du filtre 1 pôle à une compensation de perte, mais avec une sélectivité bien supérieure et un facteur de

bruit faible.

Le tableau 3.4 dresse un récapitulatif des performances du filtre 3 pôles à un circuit de compensation.

Paramètre	Valeur
$f_0$	1,2 à 2,2 GHz
$S_{dd21}$	0 dB
$S_{dd11}$	< -7 dB
NF	5 à 9 dB
BW	14 à 20 % de $f_0$
$\Delta$ BW	230 %
Input IP1	> -1 dBm
Consommation	20 mW
Superficie	-

TABLE 3.4 – Tableau récapitulatif des performances atteintes par le filtre 3 pôles à un circuit de compensation de perte.



## Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans une logique de développement des fonctionnalités électroniques reconfigurables. L'émergence de composants miniaturisés et accordables tels que les inductances magnétiques MEMS permettent de lever un certain nombre de verrous technologiques. Grâce à ce type de composant, il est désormais possible d'envisager de nouvelles solutions architecturales au problème de reconfigurabilité des structures filtrantes. Avec l'explosion des standards gérés par les plateformes (téléphone mobile, tablette PC, PDA ...), la reconfigurabilité est, à ce jour, de plus en plus nécessaire aux systèmes de communications sans fil. De plus, l'émergence du concept dit de radio opportuniste ou cognitive, implique l'utilisation de chaînes de réception à grande possibilité d'accord et à faible encombrement. Les solutions proposées dans ce manuscrit, de part leur entière compatibilité CMOS, montrent un fort potentiel d'intégration.

Le **Chapitre 1** dresse un état de l'art aussi exhaustif que possible des composants intégrés et accordables. Il permet également d'identifier différentes topologies de filtrage actif susceptibles d'être utilisées pour concevoir un filtre actif passe bande intégré, faible bruit et à grande reconfigurabilité.

La faculté d'accord fréquentiel de ces différentes structures actives est directement imputable aux réactances reconfigurables utilisées. Bien que les inductances actives aient une grande variabilité, elles ont l'inconvénient d'avoir une faible linéarité et une importante consommation. Pour ces raisons, nous sélectionnons la structure dite LNA filtrant et remplaçons la charge de ce dernier par un résonateur accordable réalisé à l'aide de varicaps et d'inductances magnétiques à actionnement piézoélectrique. Cette association permet de disposer d'une importante accordabilité ainsi que d'un gain important, un faible facteur de bruit et une linéarité suffisante.

Dans le **Chapitre 2**, la conception d'un LNA filtrant différentiel accordable et totalement intégrable sur silicium est étudiée. Dans un premier temps, nous présentons les différentes réactances accordables utilisées pour réaliser le résonateur. Ce dernier, constitué de varicaps de la technologie QuBIC4X BiCMOS 0,25  $\mu\text{m}$  de NXP et d'une toute nouvelle inductance MEMS passive et accordable, présente d'importantes pertes. Afin d'augmenter le facteur de qualité du résonateur et de pouvoir travailler à bande passante relativement faible, un circuit de compensation de pertes est associé en parallèle au résonateur.

La fonction amplification est assurée par une structure différentielle complétée par une dégénérescence de source et une rétroaction R-C. Cette structure permet de diminuer le facteur de bruit et d'améliorer l'adaptation de l'ensemble. Le résonateur accordable compensé constitue la charge de ce LNA filtrant différentiel.

Les sources de courant utilisées pour régler la polarisation de l'étage amplificateur et de la compensation sont optimisées de façon à être les plus stables possibles. Une optimisation conjointe en bruit est également menée sur ces sources. Elle permet d'obtenir un facteur de bruit compris entre 1,1 et 1,9 dB.

Enfin, le **Chapitre 3** est consacré à l'étude de trois filtres intégrés et accordables. Le premier est constitué d'un résonateur compensé. Son étude permet de mieux comprendre le lien existant entre bande passante, sélectivité et facteur de bruit en fonction du couplage externe.

Le deuxième est constitué de deux résonateurs. Chacun des deux résonateurs est compensé par une résistance négative. L'étude de ce filtre permet de dimensionner la capacité de couplage inter-résonateur et met en évidence la présence d'ondulation dans la bande. Bien qu'il soit possible d'atténuer cette ondulation en supprimant la symétrie des 2 pôles, cette solution a un impact fort sur l'adaptation d'entrée et de sortie du filtre.

La troisième et dernière partie de ce chapitre présente un filtre à 3 pôles n'utilisant qu'un seul circuit de compensation. Ce principe a été vérifié pour des filtres utilisant des résonateurs à faible pertes (résonateur diélectrique ou microruban). Pour notre application, l'objectif est de valider ce principe avec des résonateurs à fortes pertes. Ces dernières sont principalement apportées par l'inductance accordable localisée. Nous faisons une étude paramétrique en fonction de l'adaptation, de la bande passante et du facteur de bruit. En conclusion, la réalisation d'un filtre intégré accordable réalisé à l'aide de composants localisé est tout à fait possible pour peu que l'on vérifie les conditions suivantes :

- Nombre impair de pôles,
- Facteur de qualité de l'inductance  $> 15$  à  $f_0$ ,
- Large bande passante ( $> 15$  % de  $f_0$ ).

Les perspectives de ces travaux sont multiples. Nous en citons quelques unes parmi toutes celles qu'il est possible d'envisager.

Tout d'abord, le LNA filtrant présenté au chapitre 2 constitue un premier pas vers une solution de filtrage alternative et vers un front-end agile. Pour poursuivre cette étude, il serait intéressant d'envisager, par exemple, la réalisation d'un mélangeur accordable sur le même circuit MMIC.

Le LNA filtrant utilise un seul résonateur, ce qui limite la sélectivité de la fonction de filtrage. Les performances atteintes par le filtre 3 pôles sont satisfaisantes. Remplacer le résonateur 1 pôle (charge du LNA filtrant) par le filtre 3 pôles permettrait d'atteindre des performances de filtrage bien meilleures tout en conservant les atouts du LNA (linéarité, facteur de bruit ...).

Une étude plus amont sur les résistances négatives différentielles pourrait permettre de faire baisser la consommation.

Nous avons limité l'utilisation de cette inductance accordable à la réalisation de filtres intégrés, mais il est certain que, compte tenu de l'amélioration qu'elle apporte dans notre cas, son utilisation pourrait être bénéfique dans bon nombre d'autres applications pour lesquelles une forte accordabilité est nécessaire, comme, par exemple :

- Les déphaseurs DMTL (Distributed MEMS transmission Line),
- Les tuners d'impédance.

### **Les déphaseurs DMTL**

Les déphaseurs DMTL utilisent des capacités variables MEMS pour réaliser un déphasage variable. Le fonctionnement de ce type de déphaseur est assez simple et est donné ci-après. Une ligne de transmission relie l'entrée à la sortie, sur cette ligne de transmission on place  $n$  capacités espacées de manière uniforme. La modification de la valeur d'une capacité entraîne une modification de la phase, cette modification étant fonction de la valeur de la capacité elle-même mais aussi de sa localisation physique sur la ligne de transmission. On peut imaginer remplacer les tronçons de ligne par des inductances accordables MEMS, de cette façon, le déphaseur devrait gagner en encombrement et performance.

### **Tuner d'impédance**

Les tuners d'impédance sont basés sur un principe semblable à celui des déphaseurs DMTL. L'utilisation d'inductance accordable en lieu et place des tronçons de ligne séparant les différentes capacités pourrait permettre de diminuer l'encombrement de la structure et d'augmenter la couverture des impédances.



## Annexe A

# Expression littérale de la matrice $Y_{std}$ de la paire différentielle

La matrice  $Y_{std}$  est défini comme ci-dessous.

$$[Y_{std}] = \begin{bmatrix} Y_{T11} & Y_{T12} & Y_{T13} & Y_{T14} \\ Y_{T21} & Y_{T22} & Y_{T23} & Y_{T24} \\ Y_{T31} & Y_{T32} & Y_{T33} & Y_{T34} \\ Y_{T41} & Y_{T42} & Y_{T43} & Y_{T44} \end{bmatrix}$$

avec

$$Y_{T11} = \frac{(1 + jC_{\pi}r_{\pi}w) \left( \frac{r_{\pi}r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + r_e r_0 + \frac{2r_{\pi}r_e}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + \frac{G_m r_e r_{\pi} r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} \right)}{r_{\pi} \left( \frac{r_{\pi}r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + 2r_e r_0 + \frac{r_{\pi}r_e}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + \frac{G_m r_e r_{\pi} r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} \right)}$$

$$Y_{T12} = \frac{r_e r_0 \left( -1 - \frac{G_m r_{\pi}}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} \right) (1 + jC_{\pi}r_{\pi}w)}{r_{\pi} \left( \frac{r_{\pi}r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + 2r_e r_0 + \frac{r_{\pi}r_e}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + \frac{G_m r_e r_{\pi} r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} \right)}$$

$$Y_{T13} = \frac{-r_e}{r_{\pi} \left( \frac{r_{\pi}r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + 2r_e r_0 + \frac{r_{\pi}r_e}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + \frac{G_m r_e r_{\pi} r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} \right)}$$

$$Y_{T14} = \frac{-r_e}{r_{\pi} \left( \frac{r_{\pi}r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + 2r_e r_0 + \frac{r_{\pi}r_e}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} + \frac{G_m r_e r_{\pi} r_0}{1 + jC_{\pi}r_{\pi}w} \right)}$$

$$Y_{T21} = \frac{r_e r_0 \left( -1 - \frac{G_m r_\pi}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right) (1 + j C_\pi r_\pi w)}{r_\pi \left( \frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right)}$$

$$Y_{T22} = \frac{(1 + j C_\pi r_\pi w) \left( \frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + r_e r_0 + \frac{2r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right)}{r_\pi \left( \frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right)}$$

$$Y_{T23} = \frac{-r_e}{r_\pi \left( \frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right)}$$

$$Y_{T24} = \frac{-r_e}{r_\pi \left( \frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right)}$$

$$Y_{T31} = \frac{r_e (-1 - G_m r_0) \left( 1 + \frac{G_m r_\pi}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right)}{\frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w}}$$

$$Y_{T32} = \frac{r_e (-1 - G_m r_0) \left( 1 + \frac{G_m r_\pi}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right)}{\frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w}}$$

$$Y_{T33} = \frac{\frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w}}{r_0 \left( \frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{2r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{2G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right)}$$

$$Y_{T34} = \frac{r_e r_\pi (-1 - G_m r_0)}{r_0 \left( \frac{r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{2r_\pi r_e}{1 + j C_\pi r_\pi w} + \frac{2G_m r_e r_\pi r_0}{1 + j C_\pi r_\pi w} \right) (1 + j C_\pi r_\pi w)}$$

$$Y_{T41} = \frac{r_e(-1 - G_m r_0) \left(1 + \frac{G_m r_\pi}{1 + jC_\pi r_\pi w}\right)}{\frac{r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + jC_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w}}$$

$$Y_{T42} = \frac{r_e(-1 - G_m r_0) \left(1 + \frac{G_m r_\pi}{1 + jC_\pi r_\pi w}\right)}{\frac{r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + jC_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w}}$$

$$Y_{T43} = \frac{r_e r_\pi (-1 - G_m r_0)}{r_0 \left( \frac{r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{2r_\pi r_e}{1 + jC_\pi r_\pi w} + \frac{2G_m r_e r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w} \right) (1 + jC_\pi r_\pi w)}$$

$$Y_{T44} = \frac{\frac{r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{r_\pi r_e}{1 + jC_\pi r_\pi w} + \frac{G_m r_e r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w}}{r_0 \left( \frac{r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w} + 2r_e r_0 + \frac{2r_\pi r_e}{1 + jC_\pi r_\pi w} + \frac{2G_m r_e r_\pi r_0}{1 + jC_\pi r_\pi w} \right)}$$



## Annexe B

# Formalisme en puissance des modes mixtes

Les figures B.1 et B.2 montrent respectivement une représentation d'un octopôle classique et une représentation d'un quadripôle différentiel.

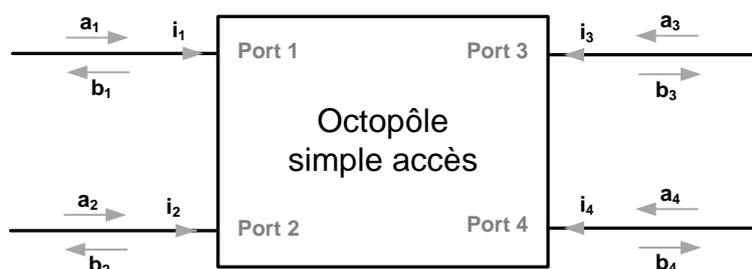


FIGURE B.1 – octopole

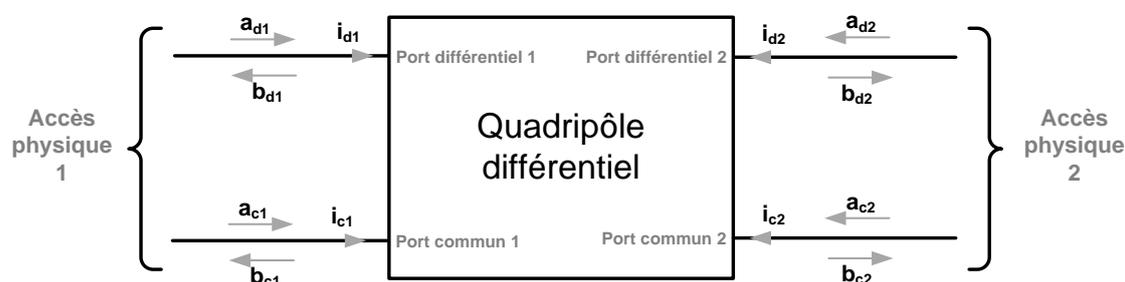


FIGURE B.2 – quadripole différentiel.

En utilisant la définition des ondes de puissances [105], on peut écrire la matrice  $S$  des deux structures. La matrice  $S$  de l'octopôle standard, notée  $[S_{std}]$ , est donnée par (B.1), tandis que la matrice  $S$  de du quadripôle différentiel, notée  $[S_{mixt}]$ , est donnée par (B.2).

$$[S_{std}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

$$[S_{mixt}] = \begin{bmatrix} S_{dd11} & S_{dd12} & S_{dc11} & S_{dc12} \\ S_{dd21} & S_{dd22} & S_{dc21} & S_{dc22} \\ S_{cd11} & S_{cd12} & S_{cc11} & S_{cc12} \\ S_{cd21} & S_{cd22} & S_{cc21} & S_{cc22} \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

La relation de passage de la matrice  $[S_{std}]$  vers la matrice  $[S_{mixt}]$  est donnée par (B.3).

$$[S_{mixt}] = [M] [S_{std}] [M]^{-1} \quad (\text{B.3})$$

avec

$$[M] = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Ainsi, on peut directement calculer les paramètres S mixtes en fonction des paramètres S standards.

$$\begin{aligned} S_{dd11} &= \frac{S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22}}{2} & S_{dd12} &= \frac{S_{13} - S_{14} - S_{23} + S_{24}}{2} \\ S_{dd21} &= \frac{S_{31} - S_{32} - S_{41} + S_{42}}{2} & S_{dd22} &= \frac{S_{33} - S_{34} - S_{43} + S_{44}}{2} \\ S_{dc11} &= \frac{S_{11} + S_{12} - S_{21} - S_{22}}{2} & S_{dc12} &= \frac{S_{13} + S_{14} - S_{23} - S_{24}}{2} \\ S_{dc21} &= \frac{S_{31} + S_{32} - S_{41} - S_{42}}{2} & S_{dc22} &= \frac{S_{33} + S_{34} - S_{43} - S_{44}}{2} \\ S_{cd11} &= \frac{S_{11} - S_{12} + S_{21} - S_{22}}{2} & S_{cd12} &= \frac{S_{13} - S_{14} + S_{23} - S_{24}}{2} \\ S_{cd21} &= \frac{S_{31} - S_{32} + S_{41} - S_{42}}{2} & S_{cd22} &= \frac{S_{33} - S_{34} + S_{43} - S_{44}}{2} \\ S_{cc11} &= \frac{S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}}{2} & S_{cc12} &= \frac{S_{13} + S_{14} + S_{23} + S_{24}}{2} \\ S_{cc21} &= \frac{S_{31} + S_{32} + S_{41} + S_{42}}{2} & S_{cc22} &= \frac{S_{33} + S_{34} + S_{43} + S_{44}}{2} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

## Annexe C

# Expression littérale de la matrice $Y_{std}$ du filtre 2 pôles

La matrice  $Y_{std}$  est défini comme ci-dessous.

$$[Y_{std}] = \begin{bmatrix} Y_{T11} & Y_{T12} & Y_{T13} & Y_{T14} \\ Y_{T21} & Y_{T22} & Y_{T23} & Y_{T24} \\ Y_{T31} & Y_{T32} & Y_{T33} & Y_{T34} \\ Y_{T41} & Y_{T42} & Y_{T43} & Y_{T44} \end{bmatrix}$$

avec

$$Y_{T11} = \frac{6 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 6 Z_{cx}^2 Z_p + Z_p^2 Z_{cc} + 6 Z_{cc} Z_{cx}^2 + 2 Z_{cx} Z_{cc}^2 + Z_{cc}^2 Z_p + 2 Z_{cx} Z_p^2}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.1)$$

$$Y_{T12} = \frac{-(2 Z_{cx} Z_{cc}^2 + 2 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 2 Z_{cc} Z_{cx}^2 + Z_{cc}^2 Z_p + 2 Z_{cx}^2 Z_p)}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.2)$$

$$Y_{T13} = \frac{-(2 Z_{cx} Z_p^2 + 2 Z_{cx}^2 Z_p + Z_p^2 Z_{cc} + 2 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 2 Z_{cc} Z_{cx}^2)}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.3)$$

$$Y_{T14} = \frac{-2 Z_{cx} (Z_{cc} Z_p + Z_{cc} Z_{cx} + Z_p Z_{cx})}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.4)$$

$$Y_{T21} = \frac{-(2 Z_{cx} Z_{cc}^2 + 2 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 2 Z_{cc} Z_{cx}^2 + Z_{cc}^2 Z_p + 2 Z_{cx}^2 Z_p)}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.5)$$

$$Y_{T22} = \frac{6 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 6 Z_{cx}^2 Z_p + Z_p^2 Z_{cc} + 6 Z_{cc} Z_{cx}^2 + 2 Z_{cx} Z_{cc}^2 + Z_{cc}^2 Z_p + 2 Z_{cx} Z_p^2}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.6)$$

$$Y_{T23} = \frac{-2 Z_{cx} (Z_{cc} Z_p + Z_{cc} Z_{cx} + Z_p Z_{cx})}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.7)$$

$$Y_{T24} = \frac{-(2 Z_{cx} Z_p^2 + 2 Z_{cx}^2 Z_p + Z_p^2 Z_{cc} + 2 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 2 Z_{cc} Z_{cx}^2)}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.8)$$

$$Y_{T31} = \frac{-(2 Z_{cx} Z_p^2 + 2 Z_{cx}^2 Z_p + Z_p^2 Z_{cc} + 2 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 2 Z_{cc} Z_{cx}^2)}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.9)$$

$$Y_{T32} = \frac{-2 Z_{cx} (Z_{cc} Z_p + Z_{cc} Z_{cx} + Z_p Z_{cx})}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.10)$$

$$Y_{T33} = \frac{6 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 6 Z_{cx}^2 Z_p + Z_p^2 Z_{cc} + 6 Z_{cc} Z_{cx}^2 + 2 Z_{cx} Z_{cc}^2 + Z_{cc}^2 Z_p + 2 Z_{cx} Z_p^2}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.11)$$

$$Y_{T34} = \frac{-(2 Z_{cx} Z_{cc}^2 + 2 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 2 Z_{cc} Z_{cx}^2 + Z_{cc}^2 Z_p + 2 Z_{cx}^2 Z_p)}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.12)$$

$$Y_{T41} = \frac{-2 Z_{cx} (Z_{cc} Z_p + Z_{cc} Z_{cx} + Z_p Z_{cx})}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.13)$$

$$Y_{T42} = \frac{-(2 Z_{cx} Z_p^2 + 2 Z_{cx}^2 Z_p + Z_p^2 Z_{cc} + 2 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 2 Z_{cc} Z_{cx}^2)}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (C.14)$$

$$Y_{T43} = \frac{- (2 Z_{cx} Z_{cc}^2 + 2 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 2 Z_{cc} Z_{cx}^2 + Z_{cc}^2 Z_p + 2 Z_{cx}^2 Z_p)}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (\text{C.15})$$

$$Y_{T44} = \frac{6 Z_p Z_{cx} Z_{cc} + 6 Z_{cx}^2 Z_p + Z_p^2 Z_{cc} + 6 Z_{cc} Z_{cx}^2 + 2 Z_{cx} Z_{cc}^2 + Z_{cc}^2 Z_p + 2 Z_{cx} Z_p^2}{Z_p^2 Z_{cc}^2 + 8 Z_{cx}^3 Z_p + 8 Z_{cx}^3 Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_{cx}^2 + 4 Z_p^2 Z_{cx} Z_{cc} + 4 Z_{cc}^2 Z_p Z_{cx} + 4 Z_{cx}^2 Z_p^2 + 12 Z_{cx}^2 Z_p Z_{cc}} \quad (\text{C.16})$$



## Bibliographie

- [1] A. BELLAOUAR, T. MANKU, A. HOLDEN et H. SAFIRI, « Radio Transceivers for 3G/HSDPA and WiMAX User Equipment : System Architectures and Design Challenges », 2006.
- [2] M. MCHENRY, « NSF Spectrum Occupancy Measurements Project Summary », 2005.
- [3] OFCOM, « Cognitive Radio Webpage ». <http://stakeholders.ofcom.org.uk/market-data-research/technology-research/research/emerging-tech/cograd/>.
- [4] J. MITOLA, « Software radio architecture : a mathematical perspective », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, mai 1999.
- [5] J. MITOLA, « Software radio : Wireless architecture for the 21st century ». ISBN 0-9671233-0-5, 1999.
- [6] J. MITOLA, *Cognitive Radio – model-based competence for Software Radios*. Thèse doctorat, Stockholm, 1999.
- [7] J. MITOLA, « Cognitive Radio for flexible mobile multimedia communications », *Mobile Networks and Applications*, no. 6, p. 435 – 441, 2001.
- [8] K. MOESSNER, « Cognitive Radio and Management of Spectrum and Radio Resources in Reconfigurable Networks ». Wireless World Research Forum, 2005.
- [9] A. SHUKLA, A. ALPTEKIN, J. BRADFORD, E. BURBIDGE, D. CHANDLER, M. KENNETT, P. LEVINE et S. WEISS, « Cognitive radio technology : A study for ofcom », *QinetiQ Ltd*, 2007.
- [10] « RF Transceiver Architecture for Cognitive Radio User Equipment ». End-to-End Reconfigurability, 2007.
- [11] BBN TECHNOLOGIES, « Working Group, The XG Vision », *Request for Comments, Version*, vol. 2, 2007.
- [12] « The XG Architectural Framework ». BBN Technologies. RFC v1.0, Cambridge, Massachusetts, USA.
- [13] D. NOGUET, « ORACLE : the wiser way to communicate ». eStrategies, 2008. [www.ist-oracle.org](http://www.ist-oracle.org).
- [14] M. MUECK, G. DIMITRAKOPOULOS, K. TSAGKARIS, J. GEBERT, K. NOLTE, S. FILIN, H. HARADA, G. BALDINI, J. PEREZ-ROMERO, O. SALIENT *et al.*, « ETSI

- Reconfigurable Radio Systems-Software Defined Radio and Cognitive Radio standards », in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009 IEEE 20th International Symposium on*, p. 1–5, IEEE, 2010.
- [15] M. MUECK, A. PIIPPONEN, K. KALLIOJARVI, G. DIMITRAKOPOULOS, K. TSAGKARIS, P. DEMESTICHAS, F. CASADEVALL, J. PEREZ-ROMERO, O. SALLEN, G. BALDINI *et al.*, « ETSI reconfigurable radio systems : status and future directions on software defined radio and cognitive radio standards », *Communications Magazine, IEEE*, vol. 48, no. 9, p. 78–86, 2010.
- [16] « [www.sdrforum.org](http://www.sdrforum.org) ».
- [17] M. MOWLER et B. LINDMARK, « Reconfigurable MEMS antenna for wireless applications », in *Antennas and Propagation. EuCAP 2006. First European Conference on*, p. 1–6, IEEE, 2006.
- [18] W. WEEDON et W. PAYNE, « Reconfigurable RF MEMS phased array antenna integrated within a Liquid Crystal Polymer (LCP) system-on-package », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2001.
- [19] A. POTHIER, *Conception, réalisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables*. Thèse doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [20] J. BRANK, J. YAO, M. EBERLY, A. MALCZEWSKI, K. VARIAN et C. GOLDSMITH, « RF MEMS-Based tunable filters », *Int. J. RF Microwave Computer-Aided Eng.*, vol. 11, 2001.
- [21] D. J. YOUNG et B. E. BOSER, « A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCO's », in *IEEE, Solid-state sensors and actuators workshop*, 1996.
- [22] Z. FENG, « MEMS-based series and shunt variable capacitors for microwave and millimeter-wave frequencies », *Sensors and Actuators*, no. 91, p. 256 – 265, 2001.
- [23] J. Y. PARK, Y. J. YEE, H. J. NAM et J. U. BU, « Micromachined RF MEMS tunable capacitors using piezoelectric actuators », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, août 2001.
- [24] A. MEDHAOUI, *Capacités variables et inductances MEMS RF pour une intégration "above-IC"*. Thèse doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2007.
- [25] A. MEDHAOUI, M. PISANI, D. TSAMADOS, F. CASSET, P. ANCEY et A. IONESCU, « MEMS tunable capacitors with fragmented electrodes and rotational electro-thermal drive », in *DTIP of MEMS & MOEMS*, 2006. ISBN 2-916187-03-0.
- [26] J. YAO, S. PARK et J. DENATALE, « High tuning ratio MEMS based tunable capacitors for RF communications applications », in *IEEE, Proceedings of solid-state sensors and actuators workshop*, 1998.
- [27] J. YAO, S. PARK, R. ANDERSON et J. DENATALE, « A low power/low voltage electrostatic actuator for RF MEMS applications », in *IEEE, Proceedings of solid-state sensors and actuators workshop*, 2000.

- [28] M. ANDREJASI, « MEMS accelerometers ». Séminaire, Marec 2008. document internet.
- [29] A. CHAEHOI, L. LATORRE et P. NOUET, « A CMOS MEMS accelerometer with bulk micromachining », in *EUROSENSORS*, vol. 4, p. 28–30, 2004.
- [30] F. HASSANI, A. PAYAM et M. FATHIPOUR, « Design of a smart mems accelerometer using nonlinear control principles », *Smart Structures and Systems*, vol. 6, no. 1, 2010.
- [31] J. FU, X. ZHU, D. CHEN, J. PHILLIPS et A. MORTAZAWI, « A linearity improvement technique for thin-film Barium Strontium Titanate capacitors », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, june 2006.
- [32] A. TOMBAK, *Radio Frequency applications of Barium Strontium Titanate thin film tunable capacitors*. Thèse doctorat, North Carolina State University, 2000.
- [33] E. HUNG et S. SENTURIA, « Tunable capacitors with programmable capacitance-voltage characteristics », in *IEEE, Proceedings of solid-state sensors and actuators workshop*, 1998.
- [34] R. MAHAMEED, M. EL-TANANI et G. REBEIZ, « A zipper RF MEMS tunable capacitor with interdigitated RF and actuation electrodes », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 20, no. 3, 2010.
- [35] A. ELSHURFAFA et E. EL-MASRY, « MEMS variable devices utilizing the substrate : II. zipping varactors », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 20, no. 4, 2010.
- [36] J. OBERHAMMER, *Novel RF MEMS Switch and Packaging Concepts*. Thèse doctorat, Royal Institute of Technology (KTH), 2004.
- [37] E. PEDERSEN, « Performance evaluation of CMOS varactors for wireless RF applications », in *Proceedings of 17th IEEE NORCHIP Conference*, p. 73 – 78, 1999.
- [38] N. NASIRZADEH, E. ABBASPOUR et G. DADASHZADEH, « Design of a high-q cmos-compatible mems tunable capacitor for rf applications », in *Proceedings of the 6th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Micro-Electronics and Micro-Systems*, 2005.
- [39] Z. XIAO, W. PENG, R. F. WOLFFENBUTTEL et K. R. FARMER, « Micromachined variable capacitors with wide tuning range », *Sensors and actuators*, vol. 104, no. 3, p. 299 – 305, 2003.
- [40] H. NGUYEN, H. DOOYOUNG, P. PATTERSON, C. RUMIN, W. PIYAWATTANAMETHA, E. LAU et M. WU, « Angular vertical comb-driven tunable capacitor with high-tuning capabilities », *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 13, p. 406 – 413, 2004.
- [41] H. NGUYEN, H. DOOYOUNG, P. PATTERSON, C. RUMIN, W. PIYAWATTANAMETHA, E. LAU et M. WU, « A novel MEMS tunable capacitor based on angular vertical comb drive actuators », 2009.

- [42] C. LEE et E. KIM, « Piezoelectrically Actuated Tunable Capacitor », *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 15, p. 745 – 755, 2006.
- [43] J. YOON et C. NGUYEN, « A high-Q tunable microelectromechanical capacitor with movable dielectric for rf applications », 2000.
- [44] P. ANDREANI et S. MATTISSON, « A 1.8-GHz CMOS VCO tuned by an accumulation-mode MOS varactor », in *Proceedings IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2000.
- [45] S. WARTENBERG et J. HAUSER, « Substrate voltage and accumulation-mode mos varactor capacitance », *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 7, 2005.
- [46] S. ZHOU, X.-Q. SUN et W. N. CARR, « A monolithic variable inductor network using microrelays with combined thermal and electrostatic actuation », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 9, 1999.
- [47] V. LUBECKE, B. BARBER, E. CHAN, D. LOPEZ et P. GAMMET, « Self-assembling MEMS variable and fixed RF inductors », in *Asia-Pacific Microwave Conference*, p. 201 – 204, 2000.
- [48] C. TASSETI, M. BENSETTI, G. BAZIN-LISSORGUES, J. GILLES, Y. L. BIHAN, C. MARCHAND et P. NICOLE, « Design, modeling and measurements of tunable MEMS inductors », in *DTIP of MEMS & MOEMS*, 2004.
- [49] I. ZINE-EL-ABIDINE, M. OKONIEWSKI et J. MCRORY, « Tunable radio frequency MEMS inductors with thermal bimorph actuators », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 15, p. 2063 – 2068, 2005.
- [50] J. LOU, D. REED, M. LIU et N. SUN, « Electrostatically tunable magnetoelectric inductors with large inductance tunability », *Applied Physics Letters*, vol. 94, 2009.
- [51] J. KREISEL, W. KLEEMANN et R. HAUMONT, « Les matériaux multiferroïques – le défi du couplage entre magnétisme et ferroélectricité », *Reflète de la Physique*, mars 2008.
- [52] B. ORLANDO, *Conception, réalisation et analyse de micro-inductances intégrées avec matériaux ferromagnétiques doux. Applications aux inductances pour la conversion de puissance continue-continue et aux inductances variables MEMS pour circuits microondes reconfigurables*. Thèse doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [53] B. ORLANDO, B. VIALA et S. HENTZ, « Integrated magnetic device with piezoelectric control ». US Patent US2008068759.
- [54] M. GRÖZING, D. MOSER et M. BERROTH, « Tuned active inductor and switched bandpass amplifier in CMOS technology », in *Proceedings from the Seventh Symposium – GigaHertz 2003*, 2003.
- [55] M. ABDALLA, K. PHANG et G. ELEFThERIADES, « Printed and integrated CMOS positive/negative refractive-index phase shifters using tunable active inductors », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 8, p. 1611–1623, 2007.

- [56] Y. WU, X. DING, M. ISMAIL et H. OLSSON, « RF bandpass filter design based on CMOS active inductors », *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing*, vol. 50, no. 12, p. 942–949, 2003.
- [57] W. ZHUO, J. D. GYVEZ et E. SANCHEZ-SINENCIO, « Programmable low noise amplifier with active-inductor load », in *Circuits and Systems, 1998. ISCAS'98. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on*, vol. 4, p. 365–368, IEEE, 2002.
- [58] M. RAIS-ZADEH, P. KOHL et F. AYAZI, « MEMS switched tunable inductors », *Microelectromechanical Systems, Journal of*, vol. 17, no. 1, p. 78–84, 2008.
- [59] I. ZINE-EL-ABIDINE, M. OKONIEWSKI et J. MCRORY, « A MEMS tunable inductor », in *NSTI Nanotechnology Conference (Nanotech 2004)*, 2004.
- [60] J. KIM et D. PEROULIS, « Tunable MEMS Spiral Inductors With Optimized RF Performance and Integrated Large-Displacement Electrothermal Actuators », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 9, p. 2276–2283, 2009.
- [61] S. CHANG et S. SIVOTHAMAN, « A Tunable RF MEMS Transformer on Silicon », in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2007 Topical Meeting on*, p. 177–180, IEEE, 2007.
- [62] M. EL-TANANI et G. M. REBEIZ, « High-performance 1.5-2.5-GHz RF-MEMS tunable filters for wireless applications », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 6, 2010.
- [63] W. APARIN et P. KATZIN, « Active GaAs MMIC band-pass filters with automatic frequency tuning and insertion loss control », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, 1995.
- [64] U. KARACAAGLU et I. ROBERTSON, « MMIC active bandpass filters using varactor-tuned negative resistance elements », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, 1995.
- [65] S. PIPLOS, Y. P. TSIVIDIS, J. FENK et Y. PAPANANOS, « A Si 1.8 GHz RLC filter with tunable center frequency and quality factor », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, october 1996.
- [66] R. KAUNISTO, K. STADIUS et V. PORRA, « Active MMIC filters with negative resistance compensation », *Electronics Letters*, vol. 34, 1998.
- [67] W. KUHN, N. YANDURU et A. WYSZYNSKI, « Q-enhanced LC bandpass filters for integrated wireless applications », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, 1998.
- [68] R. KAUNISTO, *Monolithic Active Resonator Filters for High Frequencies*. Thèse doctorat, Helsinki University of Technology, 2000.
- [69] K. ALLIDINA et S. MIRABBASI, « A widely tunable active RF filter topology », in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2006 Proceedings*, 2006.

- [70] C. RAUSCHER, « Microwave active filter based on transversal and recursive principles », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, no. 12, 1985.
- [71] S. DARFEUILLE, *Conception de filtres actifs analogiques radiofréquences récurrents et canalisés en technologie monolithique BiCMOS silicium*. Thèse doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [72] S. DARFEUILLE, J. LINTIGNAT, R. GOMEZ-GARCIA, Z. SASSI, B. BARELAUD, L. BILLONNET, B. JARRY, H. MARIE et P. GAMAND, « Silicon-integrated differential bandpass filters based on recursive and channelized principles and methodology to compute their exact noise figure », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, p. 1 – 15, november 2006.
- [73] Z. SASSI, *Etude et conception de structures de filtrage actif radiofréquence intégrées en technologie CMOS et BiCMOS pour application à la téléphonie cellulaire*. Thèse doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [74] S. FOULADI, D. YAN et R. MANSOUR, « Microwave Tunable Bandpass Filter with MEMS Thermal Actuators », in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, p. 482–485, IEEE, 2008.
- [75] M. FERNANDEZ-BOLANOS, C. DEHOLLAIN, S. AYOZ, P. NICOLE et A. IONESCU, « Centre frequency and bandwidth tunable bandpass filter based on RF MEMS (10–14GHz) », in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, p. 1708–1711, IEEE, 2009.
- [76] X. ZHANG et Q. XUE, « High-Selectivity Tunable Bandpass Filters With Harmonic Suppression », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4, p. 964–969, 2010.
- [77] A. NADERI, M. SAWAN et Y. SAVARIA, « A 1-mW 2-GHz Q-enhanced LC bandpass filter for low-power RF applications », in *IEEE-NEWCAS Conference*, 2005.
- [78] Z. GAO, M. YU, Y. YE et J. MA, « A CMOS bandpass filter with wide-tuning range for wireless applications », in *EDSSC IEEE conference*, 2006.
- [79] J. NASKASKA et J. HASLETT, « A CMOS Quality factor enhanced parallel resonant LC-tank with independent Q and frequency tuning for RF integrated filters », in *Proceedings 5th IWSOC*, 2005.
- [80] S. ANDERSSON, P. CAPUTA et C. SVENSSON, « A tuned, inductorless, recursive filter LNA in CMOS », in *Proceeding of the 28th ESSIRC*, 2002.
- [81] Y. HWANG, S. WANG et J. CHEN, « A differential multi-band CMOS low noise amplifier with noise cancellation and interference rejection », *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, 2009.
- [82] Z. SASSI, « Integrated differential 2 GHz 2.7 V low noise active bandpass filter on silicon », in *IEEE RFIC Symposium*, 2005.
- [83] S. DARFEUILLE, J. LINTIGNAT, R. GOMEZ-GARCIA, Z. SASSI, B. BARELAUD, L. BILLONNET, B. JARRY, H. MARIE et P. GAMAND, « Novel design and ana-

- lysis procedures for differential-based filters on silicon », *International journal of RF and microwave computer-aided engineering*, vol. 17, p. 49 – 55, 2006.
- [84] NXP Semiconductors, *QUBiC4X Design Manual*.
- [85] O. CASHA, I. GRECH, J. MICALLEF, E. GATT, D. MORCHE, B. VIALA, J. MICHEL, P. VINCENT et E. de FOUCAULD, « Utilization of mems tunable inductors in the design of rf voltage-controlled oscillators », in *Electronics, Circuits and Systems, 2008. ICECS 2008. 15th IEEE International Conference on*, p. 718–721, IEEE, 2008.
- [86] M. DANESH, J. LONG, R. HADAWAY et D. HARAME, « A Q-factor enhancement technique for MMIC inductors », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1998.
- [87] R. MEYER, P. GRAY et A. ABIDI, *Integrated Circuits for Wireless Communications*. IEEE Computer Society Press, 1998.
- [88] J. LEE, W. CHAN, S. LEE, J. KANG et S. OH, « Fully differential 5-GHz LC-tank VCOs with improved phase noise and wide tuning range », *ETRI journal*, vol. 27, no. 5, p. 473–483, 2005.
- [89] S. JANG, S. LEE, C. CHIU et Y.-H. CHUANG, « A 6 GHz low power differential VCO », *Microwave and Optical Technology Letters*, January 2007.
- [90] A. BERNY, M. NIKNEJAD et R. G. MEYER, « A wideband low-phase-noise CMOS VCO », in *IEEE proceedings of Custom Integrated Circuits Conference*, p. 555–558, septembre 2003.
- [91] W. CHEN et J. WU, « A 2-V 2-GHz BJT variable frequency oscillator », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, sept. 1998.
- [92] D. BOYD, « Calculate the uncertainty of NF measurements », *Microwaves & RF*, p. 93 – 102, 1999.
- [93] L. BESSER et R. GILMORE, *Practical RF circuit design for modern wireless systems*, vol. 1. Artech House, 2003.
- [94] B. GODARA et A. FABRE, « State of the art for differential circuits in wireless transceivers : A new wideband active balun in sige bicmos technology », *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 14, 2006.
- [95] M. TSAI, S. HSU, F. HSUEH, C. JOU, S. CHEN et M. SONG, « A Wideband Low Noise Amplifier With 4 kV HBM ESD Protection in 65 nm RF CMOS », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 19, no. 11, p. 734–736, 2009.
- [96] C. WU, H. KAO, Y. CHANG, C. KAO, M. CHEN, C. YANG et B. LIN, « A Wideband 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS LNA with RC-Feedback Topology for UWB Applications », in *Joint IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference, 2009. NEWCAS-TAISA '09*, p. 1 – 4, 2009.
- [97] T. BAKER, « Successful LNA design involves performance trade-offs », *RF Design*, p. 68, 2006.

- [98] M. WASIM, *CMOS LNA design for multi-standard applications*. Thèse doctorat, Linköpings Institute of Technology, 2006.
- [99] F. HAN, K. LU, T. HORNG, J. LIN, H. CHENG, C. CHIU et C. HUNG, « Packaging effects on the figure of merit of a CMOS cascode low-noise amplifier : Flip-chip versus wire-bond », in *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT'09. IEEE MTT-S International*, p. 601–604, IEEE, 2009.
- [100] Y. WANG, K. NISHIDA, M. HUTTER, T. KIMURA et T. SUGA, « Low-temperature process of fine-pitch Au–Sn bump bonding in ambient air », *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 46, no. 4B, p. 1961–1967, 2007.
- [101] J. LINTIGNAT, S. DARFEUILLE, Z. SASSI, B. BARELAUD, L. BILLONNET et B. JARRY, « Original approach for extracting the exact noise factor of differential microwave circuits using mixed-mode and noise-wave formalisms », in *36th European Microwave Conference*, p. 518 – 521, 2006.
- [102] L. BELOSTOTSKI et J. HASLETT, « A technique for differential Noise Figure measurement of differential LNAs », *IEEE transactions on Instrumentation and measurement*, p. 1298 – 1303, 2008.
- [103] B. RAZAVI, *RF Microelectronics*. Prentice Hall, 1998.
- [104] M. AISSI, *Conception de circuits WLAN 5 GHZ à résonateurs BAW-FBAR intégrés : oscillateurs et amplificateurs filtrants*. Thèse doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 2006.
- [105] J. LINTIGNAT, *Analyse, synthèse et mesure des systèmes différentiels RF et microondes intégrés en technologie silicium par le formalisme des modes mixtes*. Thèse doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [106] D. LI et Y. TSIVIDIS, « Active LC filters on silicon », in *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings-*, vol. 147, p. 49–56, IET, 2002.
- [107] G. TEMES et J. LAPATRA, *Introduction to circuit synthesis and design*. McGraw-Hill New York, 1977.
- [108] A. ZVEREV, *Handbook of filter synthesis*. Wiley New York, 1967.
- [109] A. WILLIAMS et F. TAYLOR, *Electronic filter design handbook*. McGraw-Hill, Inc. New York, NY, USA, 1995.
- [110] S. CHANDLER, I. HUNTER et J. GARDINER, « Active varactor tunable bandpass filter », *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 3, no. 3, p. 70–71, 2002.
- [111] B. KIM, Y. CHUN et S. YUN, « Varactor-tuned active bandpass filter with low noise performance », *Electronics Letters*, vol. 40, no. 15, p. 945–946, 2004.
- [112] B. KAPILEVICH, « Variety of Approaches to Designing Microwave Active Filters », in *Microwave Conference, 1997. 27th European*, vol. 1, p. 397–408, IEEE, 1997.
- [113] P. MOLCHANOV, A. MISRA, H. LINNIK et P. MULYAR, « Simulation of the Dynamic Transistor Negatrons », *Active and passive electronic components*, vol. 23, no. 3, p. 115–130, 2000.

- [114] U. KARACAOGLU, S. LUCYSZYN, I. ROBERTSON et M. GUGLIELMI, « GaAs MMIC active filters for L-band mobile systems », in *Microwave Filters and Antennas for Personal Communication Systems, IEE Colloquium on*, p. 7, IET, 2002.
- [115] C. CHANG et T. ITOH, « Microwave active filters based on coupled negative resistance method », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 12, p. 1879–1884, 2002.
- [116] L. BILLONNET, A. BRUCHER, C. CENAC, M. DELMOND, P. MEUNIER, B. JARRY, P. GUILLON et S. SUSSMAN-FORT, « Monolithic Design Concepts for Novel Microwave Planar Active Filters », in *Microwave Conference, 1994. 24th European*, vol. 1, p. 746–751, IEEE, 1994.
- [117] B. MADRANGEAS, B. JARRY, P. GUILLON, J. LARROQUE, B. THERON et D. PARISE, « Theoretical and Experimental Analysis of Microwave Dielectric Resonators Active Filters », in *Microwave Conference, 1990. 20th European*, vol. 1, p. 928–933, IEEE, 1990.



## Étude de nouvelles architectures de filtres RF intégrés dans le contexte de la radio opportuniste

**Résumé** : Ce travail de thèse porte sur la conception de fonctions filtrantes passe-bandes microondes à la fois intégrables en technologie MMIC, accordables et différentielles. L'objectif principal est de réaliser des structures filtrantes et accordables utilisables dans un contexte de radio opportuniste. Le second objectif est de montrer que l'utilisation d'inductances ferromagnétiques dans ces structures en améliore les performances. Les chaînes de réception actuelles sont figées de part leurs architectures et les composants utilisés (SAW filter, LNA par exemple). Nous proposons de concevoir de nouveaux circuits intégrés : LNA filtrant et filtres à 1, 2 et 3 pôles permettant de rendre la chaîne RF agile en fréquence. Ces circuits reposent sur une topologie très simple de résonateurs LC compensés et permettent d'obtenir une accordabilité continue de la bande passante et de la fréquence centrale sur une octave. Les résultats obtenus, et principalement ceux du LNA filtrant, montrent qu'il est possible de concilier fonction de filtrage accordable, gain et faible facteur de bruit sur une unique puce MMIC, ce qui constitue un premier pas vers la conception d'une chaîne de réception opportuniste.

**Mots-clés** : LNA filtrant, filtre accordable, différentiel, compensation de pertes, radio opportuniste, inductance ferromagnétique, MMIC.

## Study of new integrated RF filtering architectures for opportunist radio

**Abstract** : This work concerns the conception of microwaves filtering functions at the same time band-pass, MMIC technology compliant, tunable and differential. The main objective is to realize filtering structures compatible with opportunist radio. The second objective is to demonstrate that ferromagnetic inductors improves the performance of such devices. Commercialised RF receivers are deadlocked due to their topologies and used components (SAW filter, LNA for example). We put forward new integrated circuits : filtering LNA and 1, 2 and 3 poles filters usable in fully frequency tunable receivers. These circuits are Q-enhanced resonator based. They have a continuous frequency and bandwidth tunability over an octave. The observed results at first for filtering LNA mix wide tunability, gain and low noise figure on a unique MMIC circuit. This contribution is a first step toward opportunists receivers.

**Keywords** : Filtering LNA, tunable filter, differential, Q-enhanced, opportunist radio, ferromagnetic inductor, MMIC.