

N° d'ordre : 3439

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE BORDEAUX 1

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

par **Matthieu Desvergne**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPECIALITE : Microélectronique

**Etude des résonateurs MEMS à ondes de Lamb –
Application au filtrage en fréquence intermédiaire dans les
récepteurs de radiotélécommunication**

Soutenue le : 5 octobre 2007

Après avis de :

M. Hervé BARTHELEMY Professeur à l'Université de Provence Aix-Marseille I	Rapporteur
M. Dominique CROS Professeur à l'Université de Limoges	Rapporteur

Devant la commission d'examen formée de :

M. Eric KERHERVE Professeur à l'Université Bordeaux I	Président
M. Jean-Baptiste BEGUERET Professeur à l'Université Bordeaux I	Directeur de thèse
M. Yann DEVAL Professeur à l'Université Bordeaux I	Co-directeur de thèse
M. Pierre VINCENT Responsable du Laboratoire d'Architecture et Conception Radiofréquence (CEA)	Encadrant de thèse

REMERCIEMENTS

Avant de débiter ce manuscrit de thèse, je souhaite remercier les personnes qui ont contribué au bon déroulement de ce travail de recherche.

Je remercie tout d'abord Messieurs Jean-Baptiste Bégueret et Yann Deval, Professeurs à l'Université Bordeaux I au laboratoire IMS-IXL, pour m'avoir fait confiance et donner l'opportunité de réaliser cette thèse.

Je remercie vivement Monsieur Pierre Vincent, chef du laboratoire ACR au CEA-LETI, pour sa disponibilité, son expertise, son soutien et sa confiance en mon travail durant ces trois années de thèse.

Je souhaite aussi remercier les autres membres du jury : Monsieur Eric Kerhervé, professeur à l'Université Bordeaux I au laboratoire IMS-IXL, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury, Messieurs Hervé Barthélemy et Dominique Cros, respectivement Professeur à l'Université de Provence Aix-Marseille I, responsable de l'Equipe Conception de Circuits Intégrés, et Professeur à l'Université de Limoges au XLIM pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail.

J'exprime également mes remerciements à deux personnes en particulier du CEA-LETI : d'une part, Mademoiselle Carolynn Bernier, Ingénieur-Chercheur au laboratoire ACR, pour sa rigueur, ses conseils, sa disponibilité et son aide précieuse lors de la correction des publications et, d'autre part, Monsieur Emmanuël Defaÿ, Ingénieur-Chercheur au laboratoire CRF, pour son expertise scientifique dans le domaine technologique et sa grande implication dans ce travail de recherche qui ont énormément contribué à l'obtention des résultats présentés dans ce manuscrit.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Alexandre Volatier pour sa disponibilité, sa sympathie et son aide précieuse. Ses travaux de recherche sont à l'origine de la direction choisie durant cette thèse.

Cette thèse a été effectuée au sein du service CME et je remercie Monsieur Jean-René Lèquepeys de m'avoir permis d'y travailler. J'exprime également mes remerciements à toutes les personnes du service. En particulier, je remercie Madame Anne-Sophie Royet et Monsieur

François Dehmas pour leur gentillesse et leur disponibilité, Madame Armelle De Kerleau pour sa grande sympathie et Monsieur Marc Belleville pour ses précieux conseils.

Je voudrais également remercier les personnes du laboratoire CRF qui m'ont donné l'opportunité de réaliser les dispositifs présentés dans ce manuscrit et en particulier, Messieurs Marc Aïd, chef du laboratoire, David Wolozan, Pierre-Patrick Lasagne, Aurélien Suhm et Guy Parat.

J'exprime également mes remerciements chaleureux à toutes les personnes qui travaillent ou ont travaillé au laboratoire ACR durant mes trois années de thèse pour les sourires partagés et leur très bonne humeur (par ordre chaotique): James, Michaël, François, Dominique, Quan, J-B, Emeric, Gérard, Bertrand, Hichem, Philippe, Alexandre Si., Cédric, Christopher, Alexandre Sh., Hélène, Guillaume, Frédéric, David, Gilles, Eric, Benoît,...

Cette thèse n'est pas seulement le fruit de relations au sein du CEA. En effet, je dois beaucoup à ma famille et mes amis qui ont su me soutenir dans les moments difficiles.

Je tiens à saluer tous mes amis bordelais et en particulier Gut, Yannick, Jérémie, Nico et Jeanfi et aussi tous mes amis et collègues grenoblois : la bande à Gégé avec Seb, Philou et Régis pour leur compétences techniques au bar ; Romain et Tiphaine avec qui j'ai partagé de nombreuses randonnées ; mais aussi Arnaud, Peggy, Johanna, Dada, Mitch, Xuan Tu, Jonathan, Caroline, Estelle, Damien, JF et Delphine,...

Je tiens à remercier également tous les gens extraordinaires que j'ai pu rencontrer à Grenoble ; je pense tout particulièrement aux membres du groupe de Da Cheng Chuan : Michel, Olivier, Jérôme, Pierre, Max, Matthieu, Daniel pour ne citer qu'eux.

Je remercie bien évidemment toute ma famille pour leur soutien: mes parents, ma sœur Sandra, son mari Bertrand (qui m'a accueilli avec une grande hospitalité lors de mon arrivée à Grenoble), ma mamie Odile, Tatie Evelyne et Pierre qui ont toujours cru en mes capacités et ont su me donner confiance tout au long de ces trois années.

Enfin, mes plus chaleureux remerciements sont dédiés à Caroline pour son soutien quotidien et son rôle prépondérant dans la réussite de ces travaux.

TABLES DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	11
I. FILTRAGE ET NUMERISATION DANS LES ARCHITECTURES DE RECEPTION A FREQUENCE INTERMEDIAIRE.....	17
I.1. Introduction	19
I.2. Standards	20
I.2.1. Les réseaux de télécommunications sans fil	20
I.2.1.1. Les réseaux personnels sans fils (WPAN).....	21
I.2.1.2. Les réseaux locaux sans fils (WLAN)	23
I.2.1.3. Les réseaux métropolitains sans fils (WMAN)	24
I.2.1.4. Les réseaux étendus sans fils (WMAN)	26
I.2.2. Comparaison des largeurs de bandes des canaux et des contraintes de filtrage.....	27
I.2.3. Conclusion	28
I.3. Architectures de réception RF	29
I.3.1. Rappel sur les différentes architectures RF	29
I.3.1.1. Récepteur hétérodyne	29
I.3.1.2. Récepteur à conversion directe	31
I.3.1.3. Récepteur à faible fréquence intermédiaire.....	32
I.3.2. Architectures hétérodynes analogique et numérique	33
I.3.2.1. Architecture hétérodyne analogique.....	33
I.3.2.2. Architecture hétérodyne numérique.....	34
I.3.3. Conclusion	35
I.4. Conversion analogique-numérique pour les architectures numérisées.....	35
I.4.1. Convertisseur analogique-numérique	36
I.4.1.1. Echantillonnage	36
I.4.1.2. Quantification	37
I.4.2. Les convertisseurs analogiques-numériques.....	38
I.4.2.1. Convertisseur « flash ».....	38
I.4.2.2. Convertisseur à approximations successives.....	39

Tables des matières

I.4.2.3.	Convertisseur « pipeline »	40
I.4.2.4.	Convertisseur Sigma-Delta	41
I.4.3.	Conclusion	42
I.5.	Récepteur numérique à fréquence intermédiaire	42
I.5.1.	Architecture à technique de sous-échantillonnage	43
I.5.1.1.	Principe	43
I.5.1.2.	Bruit	45
I.5.2.	Architecture à convertisseur Sigma-Delta passe-bande	47
I.5.3.	Conclusion	49
I.6.	Conclusion	50
II.	MODULATEUR SIGMA-DELTA PASSE-BANDE	53
II.1.	Introduction	55
II.2.	Architecture du modulateur	55
II.2.1.	Filtre de boucle et fonction de transfert du bruit	55
II.2.2.	Rapport signal sur bruit	58
II.3.	Modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu	59
II.3.1.	Transformation temps discret – temps continu	61
II.3.2.	Jitter d’horloge	65
II.3.3.	Filtre inhérent d’anti-repliement	66
II.3.4.	Conclusion	69
II.4.	Modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande avec résonateurs MEMS	70
II.5.	Conclusion	73
III.	RESONATEURS MEMS	75
III.1.	Introduction	77
III.2.	Principe de fonctionnement d’un résonateur	78
III.3.	Résonateurs électromécaniques	79
III.3.1.	Fonctionnement	79
III.3.2.	Etat de l’art des résonateurs électromécaniques	82

III.4. Résonateurs piézoélectriques.....	84
III.4.1. Résonateur à ondes acoustiques de surface	85
III.4.2. Résonateurs à ondes acoustiques de volume.....	86
III.4.3. Résonateurs à ondes de Lamb	88
III.4.3.1. Qu'est-ce qu'une onde de Lamb ?	88
III.4.3.2. Le résonateur à ondes de Lamb.....	89
III.4.3.3. Fonctionnement d'un LWR	90
III.4.3.4. Fonctionnement du LWR sur les harmoniques.....	92
III.4.3.5. Etat de l'art des résonateurs aux fréquences UHF-VHF.....	93
III.5. Conclusion.....	94
IV. CONCEPTION DE RESONATEURS ET FILTRES A ONDES DE LAMB	97
IV.1. Introduction	99
IV.2. Etude technologique	99
IV.2.1. Optimisation de la technologie existante	99
IV.2.1.1. Facteur de couplage électromécanique	100
IV.2.1.2. Facteur de qualité.....	103
IV.2.2. Empilement technologique	104
IV.2.3. Conclusion	107
IV.3. Conception des filtres.....	108
IV.3.1. Méthodologie de conception	108
IV.3.2. Modélisation des résonateurs à ondes de Lamb	109
IV.3.2.1. Modélisation par éléments finis	109
IV.3.2.2. Modèles électrique et électromécanique du résonateur.....	111
IV.3.2.2.1. Modèle électrique.....	112
IV.3.2.2.2. Modèle électromécanique.....	113
IV.3.2.3. Validité des modèles.....	115
IV.3.3. Conception des filtres à ondes de Lamb	116
IV.3.3.1. Filtre à couplage électrique	116
IV.3.3.2. Filtre à couplage acoustique direct.....	121
IV.3.3.3. Filtre à couplage acoustique avec guide périodique	124
IV.3.4. Conclusion	128
IV.4. Conception topologique (Layout)	129

Tables des matières

IV.4.1.	Règles de dessin.....	129
IV.4.1.1.	Encastrement et couche sacrificielle.....	129
IV.4.1.2.	Plots de contact.....	130
IV.4.1.3.	Electrodes inférieures et supérieures.....	130
IV.4.2.	Conception topologique des filtres.....	131
IV.4.2.1.	Filtre <i>ladder</i> 2 et 5 pôles – 2 ports.....	131
IV.4.2.2.	Filtre <i>lattice</i> 1 étage – 4 ports.....	132
IV.4.2.3.	Filtre à couplage acoustique direct.....	132
IV.4.2.4.	Filtre à couplage acoustique avec guide d’onde.....	133
IV.4.3.	Configuration d’une puce.....	133
IV.5.	Résultats de mesures.....	136
IV.5.1.	Résonateurs.....	137
IV.5.1.1.	Extraction des paramètres.....	137
IV.5.1.2.	Dispersion en fréquence.....	141
IV.5.2.	Filtres à couplage électrique.....	142
IV.5.3.	Filtres à couplage acoustique.....	144
IV.5.3.1.	Filtre à couplage acoustique direct.....	145
IV.5.3.2.	Filtre à couplage acoustique à travers un guide d’onde.....	148
IV.5.3.3.	Situation des LCRF par rapport aux filtres existants.....	150
IV.5.4.	Conclusions.....	153
IV.6.	Conclusions.....	154
V.	EXEMPLE D’UTILISATION DES ONDES DE LAMB DANS LES ARCHITECTURES DE RECEPTION 157	
V.1.	Introduction.....	159
V.2.	Implémentation du LWR dans un convertisseur $\Sigma\Delta$.....	161
V.3.	Imperfections.....	168
V.3.1.	Résonateur.....	169
V.3.2.	Amplificateur opérationnel à transimpédance.....	171
V.4.	Résultats de simulation.....	172
V.4.1.	Influence du facteur de qualité sur le SNR.....	174
V.4.2.	Imprécision sur la fréquence de résonance.....	175

V.4.3.	Imprécision sur le condensateur de compensation.....	177
V.4.4.	Influence de la résistance de charge sur le SNR	178
V.5.	Implémentations dans une chaîne de réception Zigbee.....	179
V.5.1.	Simulation en temps discret	179
V.5.2.	Fonction de transfert du signal.....	182
V.6.	Conclusion.....	185
CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES.....		187
ANNEXES		193
A.	La piézoélectricité.....	195
A.1.	Définition d'un piézoélectrique	195
A.2.	Considérations mécaniques	196
A.3.	Equations relatives aux matériaux piézoélectriques	198
B.	Méthode par éléments finis (FEM).....	201
B.1.	Equations relatives au piézoélectrique.....	201
B.2.	Equations matricielles	203
BIBLIOGRAPHIE.....		205
PUBLICATIONS		217
GLOSSAIRE.....		219

Introduction générale

Depuis l'apparition des premiers systèmes de transmission radiofréquences, les problématiques restent essentiellement les mêmes quels que soient les domaines d'applications (téléphonie mobile, internet, satellite ou médical). En effet, les recherches s'axent majoritairement sur trois critères : la consommation, l'intégration et le coût (nous pourrions ajouter un quatrième critère, à savoir l'augmentation des fonctionnalités). L'émergence de nouvelles technologies telles que les Systèmes Micro-Electro-Mécaniques (MEMS) ouvrent justement la perspective d'améliorer ces trois critères. Ces dispositifs ont un fort potentiel pour remplacer les composants RF tels que les commutateurs, les inductances, les capacités (variables), les déphaseurs, les résonateurs et les filtres (céramiques et à ondes de surface SAW). Non seulement les MEMS peuvent réduire la taille, le poids, la consommation de puissance et le coût de fabrication mais ils promettent aussi des performances supérieures en comparaison à la technologie actuelle.

Historiquement, les premiers MEMS furent développés dans les années 70 [REB03] pour des applications telles que les capteurs de température et de pression ou encore les accéléromètres. A l'heure actuelle, ces technologies sont présentes dans des domaines aussi variés que l'automobile, l'aéronautique, la médecine, la biologie, les télécommunications et la domotique. Dans ce manuscrit, nous nous focaliserons sur l'emploi des MEMS pour les applications RF. Plus précisément, nous étudierons un type de résonateurs et de filtres MEMS utilisant un matériau piézoélectrique.

Contexte de la thèse

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre des problématiques actuelles, d'une part, du LETI (Laboratoire d'Electronique et des Technologies de l'Information au sein du Laboratoire d'Architecture et Conception Radiofréquence (LACR) qui dépend du Service de Conception pour les Microtechnologies Emergentes (SCME) et, d'autre part, du Laboratoire IMS-IXL au sein de l'équipe de Conception de Circuits Intégrés. Les problématiques correspondent à celles citées précédemment : intégration, consommation et coût des architectures de transmission radiofréquence.

Ces aspects concernent des domaines aussi variés que la téléphonie mobile, les périphériques PC, l'automobile, la domotique (interrupteur sans fil, système d'alarme) et la

médecine (implants communicants). Dans ce document, l'accent est mis en particulier sur les architectures de réception basées sur le standard Zigbee (IEEE 802.15.4). Ce standard s'adresse au besoin du marché de solutions de réseaux sans fil nécessitant faible débit, faible consommation, sécurité et fiabilité. Il regroupe des grands groupes industriels tels que STMicroelectronics, Texas Instrument et Mitsubishi Electric.

Puisqu'il suscite un fort intérêt de la part des industriels et qu'il est un des grands axes de recherche du LACR, les travaux exposés dans ce manuscrit se baseront essentiellement sur ce standard. Cependant, les perspectives d'applications de nos travaux concernent les architectures RF en général. Ainsi, les résultats peuvent être extrapolés à d'autres standards tels que le Bluetooth ou l'UMTS.

Motivation et objectifs

La tendance actuelle s'oriente vers la conception d'architecture de réception dite numérique. En d'autres termes, la numérisation du signal analogique est réalisée au plus proche de l'antenne. Cette numérisation peut être effectuée soit directement à la fréquence du signal RF, soit à une fréquence intermédiaire en fonction des contraintes de filtrage associées aux standards de télécommunication. Or, un fonctionnement en fréquence intermédiaire réintroduit l'inconvénient majeur de l'architecture hétérodyne: l'utilisation d'un filtre de canal non intégrable sur circuit intégré. En effet, celui-ci est réalisé actuellement en technologie à ondes acoustiques de surface (SAW) contrairement au filtre d'antenne RF conçu en technologie à ondes acoustiques de volume (BAW) qui, elle, autorise une intégration sur circuit intégré.

La technologie MEMS offre justement une alternative à ces structures SAW. En effet, des dispositifs innovants développés au LETI proposent des propriétés particulièrement adaptées à cette problématique. Exploitant la propagation des ondes de Lamb dans un matériau piézoélectrique, ces dispositifs (résonateurs et filtres) possèdent un procédé de fabrication autorisant une intégration sur circuit intégré contrairement à la technologie SAW. De plus, ces résonateurs aux forts facteurs de qualité (> 2000) permettent la conception de filtres FI (40 MHz - 800 MHz) à impédance élevée (1 à 4 k Ω) favorable à la faible consommation.

L'objectif visé dans ce manuscrit est double. D'une part, le fonctionnement des filtres à ondes de Lamb doit être validé puisque, à l'heure actuelle, seuls des résonateurs à ondes de Lamb ont été réalisés. Cette étape consiste en l'étude approfondie des structures à ondes de Lamb allant de l'étude technologique à la réalisation.

D'autre part, ce document a pour but de montrer l'intérêt des dispositifs à ondes de Lamb (résonateurs et filtres) pour les architectures de réception RF. La réalisation de ces résonateurs et filtres FI intégrables sur circuit intégrés ouvrent la perspective de concevoir des récepteurs numériques à FI totalement intégrés. Dans cette optique, le choix d'une étude purement système s'est révélé le mieux adapté.

Contributions de la thèse

Les contributions de ces travaux de thèses répondant aux objectifs précités sont multiples :

- Une étude bibliographique sur deux plans, aspect technologique (MEMS) et aspect architecture de réception RF, nous a permis de révéler le fort potentiel des dispositifs à ondes de Lamb dans l'optique de concevoir des architectures dites numériques
- Une analyse approfondie des dispositifs à ondes Lamb a été effectuée incluant étude technologique, modélisation, simulation, étude topologique (*layout*) et réalisation.
- Une étude au niveau système est proposée explicitant l'intérêt des résonateurs à ondes de Lamb au travers de leur implémentation au sein de convertisseurs analogique-numérique ($\Sigma\Delta$) à fréquence intermédiaire dans les architectures de réception RF.

Plan du manuscrit

Ce document est constitué de cinq chapitres.

Le **premier chapitre** expose les contraintes de filtrage et de numérisation du signal dans les architectures de réception à fréquence intermédiaire. D'une part, le problème

d'intégration sur circuit intégré du filtre en fréquence intermédiaire est expliqué et, d'autre part, deux architectures numériques de réception sont présentées : récepteurs à technique de sous-échantillonnage et à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande.

La présentation de l'architecture à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande nous conduira au **second chapitre**. Le principe de fonctionnement de ce type de convertisseur sera ainsi détaillé. La différence entre un système à temps discret et à temps continu sera développée et montrera l'intérêt d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu au vu de sa fonction de filtrage inhérente à son fonctionnement. De plus, un état de l'art des modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande utilisant des résonateurs MEMS, non intégrables sur circuit intégré, sera présenté.

La transition avec les résonateurs MEMS sera alors effectuée au **troisième chapitre** dans lequel le fonctionnement et un état de l'art de ces dispositifs seront exposés. Nous expliquerons qu'une technologie de résonateurs, exploitant la propagation des ondes de Lamb dans un piézoélectrique, est particulièrement adaptée à la réalisation de filtres intégrables sur circuit intégré pour les fréquences intermédiaires.

Le **quatrième chapitre** sera consacré à la conception de résonateurs et de filtres à ondes de Lamb pour le filtrage en fréquence intermédiaire. L'optimisation de la technologie existante, la modélisation et la simulation des résonateurs et des filtres mais également l'étude topologique (*layout*) et les résultats de mesures y seront présentés.

Le **cinquième chapitre** montre un exemple d'utilisation des dispositifs à ondes de Lamb dans les architectures de réception à fréquence intermédiaire. Nous avons choisi de présenter l'étude du convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande intégrant des résonateurs à ondes de Lamb. L'implémentation de ces résonateurs sera tout d'abord détaillée. Puis une étude système sous Matlab/Simulink prenant en compte les imperfections du résonateur montrera la pertinence du couple résonateur à ondes de Lamb – convertisseur $\Sigma\Delta$. L'intérêt d'un résonateur à fort facteur de qualité dans le but d'obtenir un filtrage sélectif du signal en fréquence intermédiaire y sera également développé.

Finalement, nous présenterons nos conclusions et nos perspectives sur les travaux futurs.

I. Filtrage et numérisation dans les architectures de réception à fréquence intermédiaire

I.1.Introduction

Le premier chapitre de ce manuscrit a comme objectif d'introduire la problématique de filtrage et de numérisation dans les architectures de réception exploitant une fréquence intermédiaire. En effet, le signal réceptionné à l'antenne doit nécessairement être filtré avant le passage du domaine de l'analogique vers le domaine du numérique pour éliminer les signaux parasites (brouilleur hors-bande, canaux adjacents) et donc éviter une perte des performances. Un premier filtrage est généralement effectué en RF directement après l'antenne puis un second filtrage est réalisé en fréquence intermédiaire (faible ou élevée) ou en bande de base afin de sélectionner le canal utile.

Chaque standard possède ses propres spécifications en termes de contraintes de filtrage canal. D'un standard à l'autre, le nombre de canaux, les largeurs de bandes de ces canaux et les contraintes de sélectivité varient. Ainsi, la première partie de ce chapitre portera sur les standards de télécommunications dans l'optique de préciser les points essentiels à considérer lorsque l'on souhaite définir le gabarit d'un filtre canal en fonction d'une norme.

Dans une seconde partie, un rappel des différents types d'architectures de réception RF sera effectué. Nous expliquerons que l'architecture hétérodyne possède un inconvénient majeur vis-à-vis des architectures à FI faible et nulle : elle nécessite un filtre fonctionnant à une fréquence intermédiaire qui n'est pas intégrable sur circuit intégré. De ce fait, l'architecture hétérodyne ne permet pas d'intégrer totalement des récepteurs sur silicium tels que dans le cas des architectures à FI faible et nulle. Or, ces architectures ont une configuration favorable à la réalisation de récepteurs dits numérisés pour lesquels le signal analogique est converti en numérique au plus proche de l'antenne. Dans ce type d'architecture, le filtre RF (BAW ou SAW) n'a pas une largeur de bande suffisamment étroite pour sélectionner le canal utile avant la numérisation. De plus, ce filtre doit posséder une fréquence variable pour sélectionner le canal désiré dans la bande. Une banque de filtres peut également être utilisée sachant que n canaux impliquent l'utilisation de n filtres. De ce fait, la sélection du canal est effectuée en fréquence intermédiaire à l'aide d'un filtre SAW dont la largeur de bande est suffisamment étroite pour sélectionner le canal utile. A noter encore que ce filtre SAW en FI est actuellement non intégrable sur circuit intégré.

La troisième partie sera axée sur la numérisation du signal. Nous discuterons des convertisseurs fonctionnant à la fréquence de Nyquist et à sur-échantillonnage par rapport au signal utile.

Cela nous conduira à la quatrième partie où les deux récepteurs numérisés sur lesquels ont porté nos travaux seront présentés : le récepteur à sous-échantillonnage et le récepteur à convertisseur Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) passe-bande. La première architecture requiert obligatoirement un filtre de canal avant le sous-échantillonnage pour éviter les repliements de spectre tandis que ce filtre peut être supprimé dans le cas du convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu puisque son fonctionnement induit implicitement un filtrage du signal (le chapitre II développe précisément le fonctionnement des convertisseurs $\Sigma\Delta$ passe-bande).

I.2. Standards

Une analyse des spécifications et des besoins pour chaque standard de télécommunication est nécessaire afin d'orienter le choix de l'architecture de réception et d'émission. Dans le cadre de nos travaux, l'objectif étant de valider l'intérêt de filtre MEMS pour les architectures de réception radiofréquences, nous nous sommes intéressés précisément aux spécifications de différents standards.

Dans un premier temps, les principaux standards de télécommunications seront présentés, puis, dans un second temps, nous nous intéresserons à la couche physique des standards en comparant leurs spécifications en termes de largeurs de bande de canaux et de contraintes de filtrage lors de la sélection du canal utile.

I.2.1. Les réseaux de télécommunications sans fil

Les réseaux de télécommunications sont classifiés suivant leur zone de couverture en quatre catégories :

- Les WPAN (*Wireless Personal Area Network*) sont des réseaux personnels à très faible portée (< 100m) et faible débit (< 3 Mbits/s) qui incluent les standards Bluetooth (IEEE 802.15.1) (incluant les dérivés Low-End, Wibree), Zigbee (IEEE 802.15.4) et l'UWB (IEEE 802.15.3)

- Les WLAN (*Wireless Local Area Network*) sont des réseaux locaux particuliers à haut débit (< 600 Mbits/s) et de portée inférieure à 200 mètres qui incluent le standard WIFI (IEEE 802.11 a/b/g/n).
- Les WMAN (*Wireless Metropolitan Area Network*) sont des réseaux métropolitains connus sous le nom de boucle locale radio de débit compris entre 1 et 10 Mbits/s pour une portée de 4 à 10 kilomètres. Ces réseaux incluent le standard WI-Max (IEEE 802.16).
- Les WWAN (*Wireless Wide Area Network*) sont connus sous le nom de réseaux cellulaires comprenant les standards GSM (*Global System for Mobile Communication*), GPRS (*Global Packet Radio Service*) et le WCDMA-UMTS (*Wideband Code Division Multiple Access – Universal Mobile Telecommunications System*). Ces réseaux offrent des débits maxima de 2 Mbits/s sur une grande portée.

Ces réseaux sont régis par des normes établies au niveau national, européen (ETSI = *European Telecommunication Standards Institute*) ou international. Le cahier des charges de chaque standard définit les conditions pour les sept couches du modèle OSI (*Open Systems Interconnection*) : physique, liaison, réseau, transport, session, présentation et application. Les couches physique, liaison, réseau et transport sont nécessaires à l'acheminement des informations entre les extrémités concernées et dépendant du support physique. Les couches session, présentation et application concernent le traitement de l'information relative à la gestion des échanges entre systèmes informatiques. Dans notre cas, la couche physique est celle qui nous intéresse principalement puisqu'elle décrit, en autres, la fréquence d'utilisation, la largeur de bande des canaux, le nombre de canaux et les contraintes de filtrage.

Détaillons maintenant les quatre types de réseaux.

1.2.1.1. Les réseaux personnels sans fils (WPAN)

Les réseaux personnels sans fils (WPAN) sont des réseaux à faible portée, de l'ordre de quelques dizaines de mètres, adaptés aux réseaux domotiques sans fil. Les trois principaux standards sont présentés dans cette partie : Bluetooth, Zigbee et UWB.

Le Bluetooth

La norme principalement connue est la technologie Bluetooth (IEEE 802.15.1) lancée par Ericsson en 1994 autorisant un débit théorique de 1 Mbits/s jusqu'à une distance d'environ trente mètres. La version Bluetooth 2.0 EDR permet cependant d'atteindre un débit de 3 Mbits/s. Le Bluetooth offre des propriétés en termes de débit particulièrement adaptées pour les liaisons sans fil entre les ordinateurs et les périphériques (imprimantes, scanners, claviers, souris, téléphones portables, PDA et appareils photos numériques).

La technologie Bluetooth utilise l'une des bandes de fréquences ISM (*Industrial, Scientific & Medical*) réservée pour l'industrie, la science et la médecine. La bande de fréquences utilisée est disponible au niveau mondial et s'étend sur 83,5 MHz de 2,4 à 2,4835 GHz. Cette bande est divisée en 79 canaux séparés de 1 MHz. La technique d'étalement spectral par saut de fréquence FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) est ici utilisée. Il existe trois classes de modules Bluetooth aux puissances et portées différentes :

- Classe 1 : puissance de 100 mW et portée de 100 mètres.
- Classe 2 : puissance de 2,5 mW et portée de 15 à 20 mètres.
- Classe 3 : puissance de 1 mW et portée de 10 mètres.

Le Zigbee

La norme Zigbee (IEEE 802.15.4) appartient également aux groupes des WPAN. Elle est particulièrement adaptée aux applications sans fil à très bas débit, très faible consommation et très faible coût. Ce protocole est donc utilisé dans des environnements embarqués où la consommation est un critère de sélection comme par exemple le secteur de la domotique implémentant de nombreux capteurs et dont la configuration de réseau maillée est automatiquement effectuée en fonction de l'ajout ou de la suppression de l'un des nœuds. La norme Zigbee est également utilisée dans les contrôles industriels, les applications médicales et les systèmes d'alarme.

La norme opère dans les bandes ISM suivantes: 868 MHz en Europe, 915 MHz aux Etats-Unis et 2,4 GHz au niveau international. Ces bandes de fréquences sont composées de 1, 10 et 16 canaux et offrent des débits théoriques de 20, 40 et 250 kbits/s respectivement sur une distance de 100 mètres. Une Modulation DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) est

utilisé afin de garantir une meilleure immunité aux brouilleurs et aux problèmes de distorsion du signal due au milieu de propagation (*fading*).

Les normes Bluetooth et Zigbee ont des segments de marché différents. Le Bluetooth apporte de meilleurs débits tandis que le Zigbee offre une consommation d'énergie plus réduite. De plus, une des particularités du Zigbee est de permettre un fonctionnement point-multipoint ou multipoint-multipoint (mode *Ad Hoc*).

L'UWB

L'UWB (*Ultra Wideband*), norme IEEE 802.15.3, est une technique de modulation radio basée sur la transmission d'impulsions de très courte durée (<1 ns) et induisant de ce fait des bandes passantes très élevées (500 MHz). Les fréquences de fonctionnement s'étalent sur une bande allant de 3,1 à 10,6 GHz. Proposant des hauts débits allant de quelques mégahertz à quelques centaines de mégahertz à moyenne et courtes portées, les applications visées sont le remplacement filaire dans le cas, par exemple, où l'on souhaite transférer en temps réel des données vidéos d'un ordinateur à un téléviseur, mais aussi les applications de réseau de capteurs. L'UWB peut également être employée pour déterminer avec précision la position d'un objet ou d'une personne à l'intérieur d'un espace clos où le signal en provenance du GPS est inaccessible. L'UWB apporte donc une solution compétitive aux standards Zigbee et Bluetooth.

1.2.1.2. Les réseaux locaux sans fils (WLAN)

Les réseaux locaux sans fil (WLAN) offrent des débits théoriques élevés (jusqu'à 600 Mbits/s) pour une portée inférieure à 200 mètres. Les deux plus connus sont le WIFI et l'HyperLAN 2 qui sont particulièrement adaptés aux réseaux locaux d'entreprises. Les applications visées sont les liaisons Ethernet et internet sans fil.

Le Wifi

La norme la plus répandue est la technologie Wifi (*Wireless Fidelity*), IEEE 802.11, qui peut être dissociée en différents sous-ensembles :

- La norme IEEE 802.11a est aussi appelée Wi-Fi5. Elle exploite la bande de fréquence des 5 GHz et autorise un débit théorique de 54 Mbits/s.
- La norme IEEE 802.11b, adoptée en septembre 1999, permet d'atteindre un débit théorique de 11 Mbits/s sur une distance de plusieurs centaines de mètres en environnement dégagé. La norme exploite 14 canaux dans la bande de fréquence des 2,4 GHz. Sur les 14 canaux, trois seulement sont utilisables simultanément au débit maximal permettant ainsi la coexistence de plusieurs réseaux simultanément.
- La norme IEEE 802.11g de débit théorique de 54 Mbits/s dans la bande de fréquence des 2,4 GHz présente la particularité d'être compatible avec la norme IEEE 802.11b en terme d'équipement.
- La norme IEEE 802.11i ratifiée en juin 2004 est axée sur la sécurité en proposant des mécanismes de contrôle d'intégrité, d'authentification et de chiffrement.
- La norme IEEE 802.11n offre des débits théoriques pouvant atteindre 540 Mbits/s à des fréquences de fonctionnement de 2,4 et 5,2 GHz pour une portée de 70 mètres. Elle est compatible avec les normes IEEE 802.11b et g.

L'HiperLAN 2

Le concurrent du Wifi est la norme européenne Hiperlan2 (*High Performance Radio LAN 2.0*) de débit théorique de 54 Mbits/s sur une zone de couverture d'une centaine de mètres. La bande de fonctionnement est comprise entre 5,15 GHz et 5,3 GHz.

1.2.1.3. Les réseaux métropolitains sans fils (WMAN)

Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN) sont connus sous le nom de Boucle Locale Radio (BLR). Ils offrent des débits théoriques de 1 à 134 Mbits/s pour une portée de 4 à 10 kilomètres. Les bandes de fréquences allouées pour la BLR en France sont comprises entre 3,5 GHz et 26 GHz.

Les WMAN regroupent deux grandes familles : le Wi-Max (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), IEEE 802.16, et le MBWA (*Mobile Broadband Wireless Access*), IEEE 802.20.

Le Wi-max

La technologie Wi-Max intègre plusieurs sous-ensembles :

- La norme IEEE 802.16a, validée en janvier 2003, permet d'émettre et recevoir en fixe des données, en mode point-multipoint, à un débit théorique de 70 Mbits/s sur des fréquences comprises entre 2 à 11 GHz et sur une portée de 50 km. Cette norme exploite la modulation OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) dont le principe est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, générant des sous-canaux étroits et non sélectifs assurant ainsi une meilleure efficacité à la transmission. Cette norme exploite les multiplexages temporel et fréquentiel.
- La norme IEEE 802.16b est employée pour la gestion de la qualité de service.
- La norme IEEE 802.16d, connue sous le nom de 802.16-2004, a pour objectif de remplacer l'utilisation d'une antenne extérieure en réception par un modem intérieur. Le débit théorique est de l'ordre de 30 à 50 Mbits/s sur une portée de 2 km. Cette norme exploite les multiplexages temporel et fréquentiel.
- La norme IEEE 802.16e, nommée Wi-Bro, est adaptée aux terminaux mobiles pour un déplacement de l'ordre de 100 km/h. La bande utilisée, de 2 à 6 GHz, autorise un débit maximal de 15 Mbits/s avec une adaptation de la largeur des canaux comprise entre 1,5 et 20 MHz. Cette norme exploite uniquement un multiplexage temporel.

Le MBWA

Le MBWA est un standard en cours de développement. Son objectif est de permettre le déploiement mondial de réseaux sans fil à haut débit et coût raisonnable. Ce standard doit théoriquement permettre la mise en place des réseaux métropolitains mobiles pour des vitesses de déplacement allant jusqu'à 250 km/h. Le débit proposé par ce standard est asymétrique : 1 Mbits/s en débit descendant et 256 kbits/s en débit montant pour des fréquences de fonctionnement au-dessous de 3,5 GHz. Les applications visées sont axées sur la transmission de données multimédia permettant l'usage de la voix. Ce standard est ainsi complémentaire à l'UMTS qui, lui, est orienté sur la transmission de la voix permettant l'usage de données multimédia.

I.2.1.4. Les réseaux étendus sans fils (WMAN)

Les WMAN (*Wireless Wide Area Network*) correspondent aux réseaux cellulaires mobiles. Les applications visées sont le transfert de données vocales et multimédias sur des distances de plusieurs kilomètres. Nous ne détaillerons ici que trois standards : le GSM, le GPRS et l'UMTS.

Le GSM

Le GSM est une norme numérique pour la téléphonie mobile de seconde génération. Etablie en 1982 par le CEPT (Conférence des Administrations Européennes des Postes et Télécommunications), elle a été mise au point par l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) sur la bande de fréquences des 900 MHz. Le DCS (*Digital Communication System*) est une variante fonctionnant à 1,8 GHz. Cette norme est particulièrement utilisée en Europe, en Afrique, au Moyen-Orient et en Asie. Il existe par ailleurs deux autres variantes à 850 MHz et 1,9 GHz correspondant au PCS (*Personal Communication System*) et présentes aux Etats-Unis et au Canada.

Le GSM exploite deux bandes de fréquences pour transférer les données, l'une pour la voie montante et l'autre pour la voie descendante. Prenons le cas de la bande des 900 MHz : la bande 890-915 MHz est utilisée pour la voie montante, tandis que la bande 935-960 MHz est utilisée pour la voie descendante. Chacune de ces bandes inclut 124 canaux de largeurs égales à 200 kHz. Le débit utile est de 24,7 kbit/s et est adapté à la transmission de données vocales.

Le GPRS

Le GPRS est une extension du GSM. Il ajoute par rapport à ce dernier la transmission par paquets. Cette méthode est mieux adaptée à la transmission de données. En effet, elle optimise le fonctionnement en allouant des ressources uniquement lorsque des données sont échangées, contrairement au GSM où les ressources sont établies pour toute la durée de la communication. En théorie, le GPRS offre un débit de 171,2 kbits/s grâce à une utilisation optimale des données contenues dans le canal utile.

L'UMTS

L'UMTS est l'un des standards de téléphonie mobile de troisième génération et repose sur la technique d'accès multiple WCDMA dite à étalement de spectre. Les fréquences allouées pour l'UMTS s'étalent sur deux bandes de fréquences : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz. L'UMTS autorise des débits théoriques de 1,92 Mbits/s supérieurs à ceux du GSM et du GPRS permettant le transfert de contenus multimédia tels que les images, les sons et la vidéo.

I.2.2. Comparaison des largeurs de bandes des canaux et des contraintes de filtrage

Pour chaque standard de télécommunication, la bande de fréquence est divisée en un nombre plus ou moins importants de canaux. Prenons comme exemple le standard IEEE 802.15.4 (Zigbee) à 2,4 GHz puisque nos travaux visent en premier cette norme.

Le standard IEEE 802.15.4 (Zigbee) à 2,4 GHz possède 16 canaux de largeur 2 MHz (l'énergie du signal est majoritairement situé dans une bande de 2 MHz) espacés de 5 MHz, voir la Figure I-1. Le canal utile C_u doit être sélectionné par filtrage afin de l'isoler des différents canaux adjacents C_{ai} ($i=1,2,\dots$ pour les premiers, deuxièmes canaux adjacents). Le niveau d'atténuation pour les canaux est défini par la norme. Le Tableau I-1 donne les spécifications requises pour les normes GSM, UMTS, Zigbee et Bluetooth en termes de largeur de bande du canal et de réjection des canaux adjacents. Les standards Wifi et Wi-Max peuvent exploiter différentes modulations imposant par conséquent des largeurs de canaux différents.

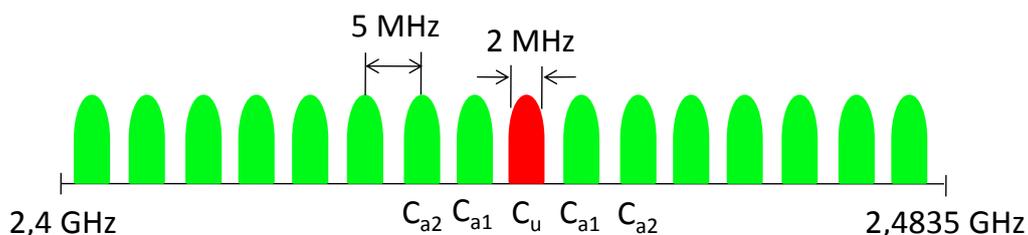


Figure I-1. Répartition des canaux sur la bande de fréquences pour la norme Zigbee

Chapitre I

Dans le cas de la norme Zigbee, les spécifications de réjection signifie que le signal peut être correctement démodulé en présence d'un canal adjacent C_{a1} d'un niveau de puissance égal à celui du canal utile. Par contre, à partir des canaux C_{a2} et au-delà, l'atténuation doit au minimum être de 30dB par rapport à la puissance du canal utile.

La sélection du canal est une étape critique avant la numérisation du signal, que cela soit pour un convertisseur fonctionnant à la fréquence de Nyquist ou un convertisseur $\Sigma\Delta$, voir la section I.4, car l'atténuation des canaux adjacents mais également des bloqueurs dans la bande et hors-bande contribuera à l'augmentation du SNR et de la plage de dynamique du convertisseur analogique-numérique.

Tableau I-1. Spécifications pour le filtrage canal de quelques standards de télécommunication

Standards	Fréquences de fonctionnement	Largeur du canal	Réjection 1 ^{er} canal adjacent	Réjection 2 nd canal adjacent	Réjection 3 ^{ième} canal adjacent
GSM	Tx : 890 – 915 MHz Rx : 935 – 960 MHz	200 kHz	9dB à ± 200 kHz	41dB à ± 400 kHz	49dB à ± 600 kHz
WCDMA-UMTS	Tx : 1920 – 1980 MHz Rx : 2110 – 2170 MHz	4,685 MHz	33dB à ± 5 MHz	-	-
Zigbee	2,4 GHz	2 MHz	0dB à ± 5 MHz	30dB à ± 10 MHz	-
Bluetooth EDR	2,402 – 2,48 GHz	1 MHz	0dB à ± 1 MHz	30dB à ± 2 MHz	40dB à ± 3 MHz
Wifi	2,4 – 2,497 GHz 5,15 – 5,35 GHz 5,47 – 5,825 GHz	20 ou 40 MHz		Dépend de la modulation	
Wi-Max	2 – 66 GHz	1,25 à 28 MHz		Dépend de la modulation	

I.2.3. Conclusion

Suite à la présentation dans une première partie des différents standards de télécommunication classés à travers les quatre grandes familles de réseaux sans fils (WPAN, WLAN, WMAN et WWAN) pour lesquels les fréquences de fonctionnement, les débits théoriques et les applications ont été décrites, les critères importants à prendre en compte pour

la spécification du filtre de canal ont été définis, à savoir la largeur de bande et l'atténuation des canaux adjacents.

Nous nous sommes particulièrement intéressés aux contraintes de filtrage pour le standard Zigbee. En effet, un de nos objectifs est de réaliser des filtres en fréquence intermédiaire, de largeur de bande 2 MHz et suffisamment sélectifs pour atténuer les canaux adjacents.

Cette notion de filtrage au sein des architectures de réception est développée dans la prochaine section.

I.3. Architectures de réception RF

A travers la comparaison des différents types d'architectures de réception (hétérodynes, à faible fréquence intermédiaire et conversion directe), l'intérêt des architectures hétérodynes pour la conception de récepteur numérisé sera développé.

I.3.1. Rappel sur les différentes architectures RF

I.3.1.1. Récepteur hétérodyne

L'architecture hétérodyne, appelée également super-hétérodyne, exploite une fréquence intermédiaire élevée. Son principe consiste à transposer dans un premier temps la fréquence porteuse du signal RF vers une fréquence intermédiaire fixe, puis, dans un deuxième temps, de réaliser une translation en bande de base centrée sur la fréquence du canal désiré. Le choix de la fréquence intermédiaire résulte d'un compromis entre la réjection de la fréquence image, nécessitant une FI élevée et le filtre de canal, nécessitant une FI faible afin de garantir une sélectivité suffisante pour séparer le canal désiré des canaux adjacents. Ainsi, la FI est généralement comprise entre 5 et 10% de la fréquence RF.

La fréquence intermédiaire étant fixe, le canal désiré est sélectionné parmi les différents canaux de la bande de réception à l'aide d'un oscillateur local (OL) variable.

Le schéma simplifié de cette architecture est présenté sur la Figure I-2. Le récepteur est composé d'une antenne qui capte les signaux utiles et indésirables. Un premier filtrage est

alors généralement effectué afin d'atténuer les signaux hors-bandes. Ce filtre d'antenne est réalisé en technologie BAW permettant une intégration sur puce. Ensuite, un amplificateur faible bruit (LNA) réalise une première amplification du signal. Un filtre de réjection d'image RI, en technologie BAW, est placé à la sortie du LNA pour compléter l'atténuation de la bande image. Le signal est alors translaté en FI par le mélangeur en sortie duquel le filtre FI, appelé « filtre de canal », a pour rôle de récupérer le canal désiré en éliminant les signaux dans la bande. Ce filtre est réalisé actuellement en technologie SAW qui, contrairement aux filtres BAW, n'est pas intégrable sur puce. Le signal peut alors être amplifié, souvent à l'aide d'un amplificateur à gain contrôlé afin de réduire la dynamique du signal imposé aux blocs suivants.

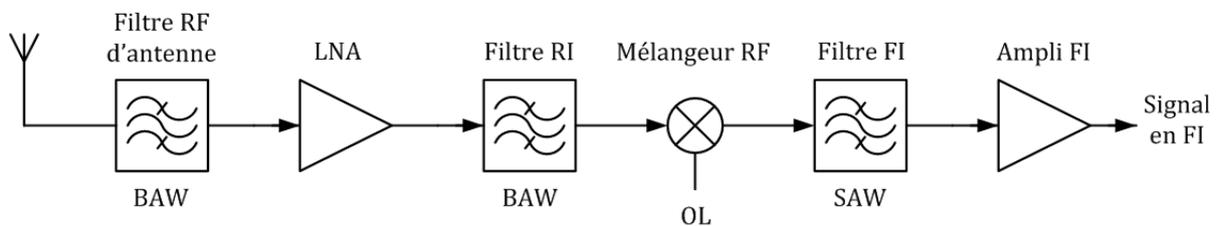


Figure I-2. Architecture hétérodyne

A partir de la FI, plusieurs possibilités nous sont offertes : soit le signal peut être translaté en bande base à l'aide d'un modulateur I/Q pour récupérer les parties réelle (voie I) et imaginaire (voie Q) puis être numérisé ; soit le signal est directement numérisé en fréquence intermédiaire et la génération des voies I et Q est effectuée en bande de base. La seconde solution est plus avantageuse car la génération des voies I et Q est plus précise en numérique. En contre partie, les convertisseurs analogiques requièrent une FI faible pour atteindre des performances suffisantes. Pour cette raison, des architectures basées sur plus d'une fréquence intermédiaire sont parfois nécessaires.

L'architecture hétérodyne constituée d'une cascade de blocs de filtrage et d'amplification offre ainsi une distribution des contraintes de gain, de sélectivité, de bruit et de linéarité du récepteur. La conception de chaque étage est alors facilitée puisque aucun bloc n'est sujet à de fortes contraintes. Pour ces raisons, cette architecture est le plus couramment employée pour les récepteurs nécessitant des hautes performances telles que pour des applications de téléphonie professionnelle (Tetrapole), de télécommunication ou dans les domaines spatial et militaire.

En revanche, une forte contrainte de sélectivité est requise pour les filtres à réjection d'image et de canal. Tandis que les filtres à réjection d'image, réalisés en technologie BAW, sont intégrables sur puce, les filtres de canal sont conçus hors-puce puisqu'ils sont généralement en technologie SAW. Ces filtres SAW sont encombrants et nécessitent des précautions particulières au niveau du conditionnement PCB (*Printed Circuit Board Package*) afin de garantir une isolation supérieure à 60 dB entre l'entrée et la sortie du filtre. De plus, les filtres SAW fonctionnent à des impédances fixes et à de faibles valeurs (50 à 300 Ω) non favorables à la faible consommation. Nous verrons au cours de ce manuscrit que cette principale contrainte est sur le point d'être éliminée.

I.3.1.2. Récepteur à conversion directe

Le principe du récepteur à conversion directe, aussi appelé récepteur homodyne ou zéro-FI, est de translater le signal RF directement en bande de base afin d'être traité par des techniques de filtrages numériques. En effet, la fréquence de l'OL est choisie égale à celle du signal RF. Comme l'image du signal est le signal lui-même, la séparation du signal désiré de son image est effectuée à l'aide de mélangeurs RF en quadrature, voir la Figure I-3. De plus, la sélection du canal est réalisée en bande de base à l'aide de filtres passe-bas actifs intégrés. Ainsi, les filtres passifs de réjection d'image en RF (placé en sortie du LNA) et de sélection du canal en FI ne sont plus nécessaires. La simplicité de l'architecture facilite l'intégration monolithique et rend le récepteur à conversion directe particulièrement adapté aux applications faible coût.

Néanmoins, ce récepteur a l'inconvénient d'être particulièrement sensible aux signaux parasites continus (DC) et basses fréquences générés par une mauvaise isolation du mélangeur (due aux couplages capacitifs, aux couplages par le substrat et aux couplages électromagnétiques externes). Notamment, comme l'oscillateur local peut ne pas être parfaitement isolé du LNA, une partie du signal de l'OL peut ainsi se superposer au signal RF. Ces fuites mélangées à elles-mêmes introduisent alors une composante continue, appelée offset, pouvant saturer les étages suivants. Une composante continue peut également être générée par l'existence de deux brouilleurs proches en fréquence à cause des non-linéarités d'ordre 2 du LNA et par le bruit en $1/f$ des transistors.

Certaines techniques de modulation produisent des spectres possédant peu d'énergie en temps continu (tels que le FSK à haut facteur de modulation) permettant d'utiliser un filtre passe-haut (ou une simple capacité de liaison) avec une faible fréquence de coupure faible en sortie du mélangeur. Ce filtre élimine donc la composante continue ainsi qu'une partie des composantes basses fréquences [RAZ97].

Le deuxième inconvénient de cette architecture est l'existence d'un défaut d'appariement entre les deux voies en quadrature de phase. Bien que ce défaut soit présent dans toutes les architectures utilisant deux voies I et Q, ce phénomène est particulièrement amplifié dans le cas du récepteur à conversion directe. En effet, la séparation des voies étant effectuée directement après le LNA, l'erreur d'appariement se propage et est amplifiée à travers les étages suivants. Ce défaut se traduit par une erreur de gain et de phase déformant la constellation du signal et augmentant donc le taux d'erreur binaire (BER).

Pour les raisons citées précédemment, peu de systèmes très performants ont été réalisés avec cette architecture.

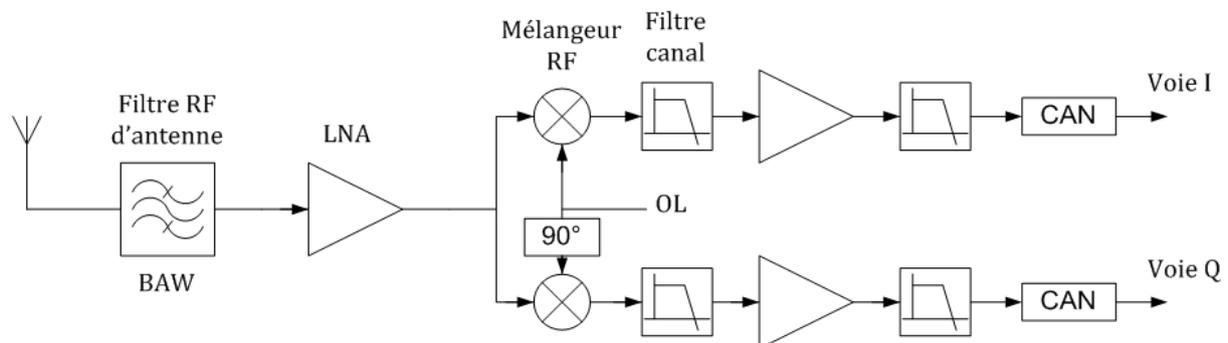


Figure I-3. Architecture à conversion directe

I.3.1.3. Récepteur à faible fréquence intermédiaire

Le récepteur à faible fréquence intermédiaire se place, de par son fonctionnement, entre les récepteurs à conversion directe et hétérodyne. En effet, l'idée est de préserver les avantages de la conversion directe, soit l'élimination des filtres non-intégrables, tout en éliminant les problèmes d'offset. Pour combiner ces deux caractéristiques, le signal RF est translaté vers une faible fréquence intermédiaire de valeur égale à une ou deux largeurs de canal. De la même manière que pour la conversion directe, le signal est traité en quadrature directement

après le LNA afin de séparer par la suite le signal souhaité de son image. L'élimination de l'image peut être effectuée soit à l'aide de filtre complexe passe-bande centré autour de la FI, soit à l'aide de technique de mélange et d'addition ou de soustraction lors d'une seconde conversion. Cependant, les erreurs d'appariement entre les deux voies limitent l'efficacité d'atténuation de la bande image lorsqu'un filtrage complexe est utilisé tandis que ces mêmes erreurs peuvent être compensées en bande de base par un système numérique simple dans le cas d'une méthode basée sur une technique de mélange des signaux.

I.3.2. Architectures hétérodynes analogique et numérique

L'architecture hétérodyne ayant été présentée dans la section I.3.1.1, nous allons maintenant nous intéresser aux solutions de conversion du signal à partir de la FI.

I.3.2.1. Architecture hétérodyne analogique

A l'origine les premières architectures hétérodynes exploitent un double changement de fréquence. Suite à une première conversion fréquentielle du signal RF vers une fréquence intermédiaire f_{FI1} à laquelle le signal est filtré et amplifié, une seconde conversion à l'aide de mélangeur en quadrature est effectuée pour amener le signal vers une seconde fréquence intermédiaire f_{FI2} , voir la Figure I-4. Cette seconde conversion est réalisée pour faciliter le filtrage canal du signal. En effet, plus la fréquence du signal sera faible, plus la mise en œuvre d'un filtre passe-bande sélectif sera aisée.

Dans cette configuration, les fréquences f_{FI1} et f_{FI2} sont fixes. L'oscillateur local (OL_1) est choisi variable afin de sélectionner et transférer le canal RF désiré à la fréquence intermédiaire f_{FI1} . L'inconvénient majeur de cette configuration est la présence d'un mélangeur et d'un modulateur I/Q au sein de la chaîne de réception très défavorable à la faible consommation.

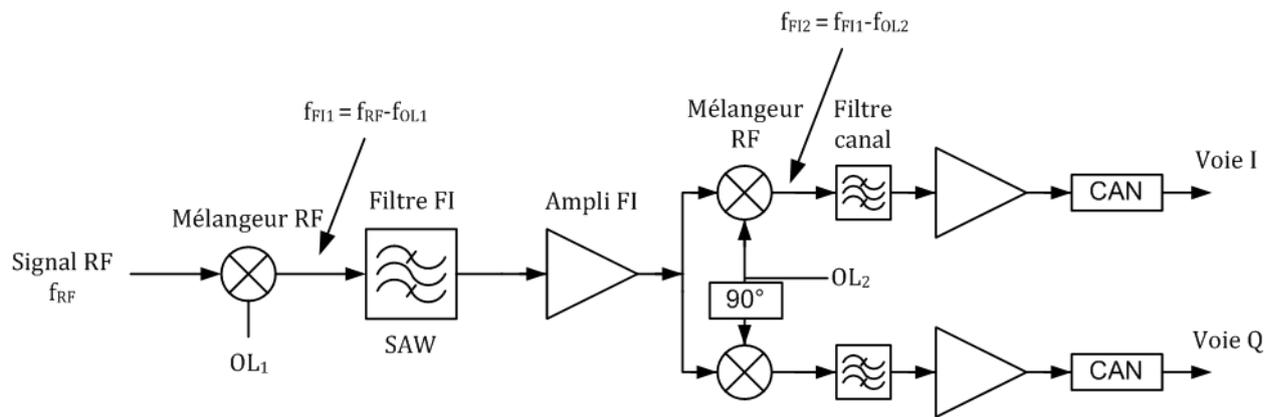


Figure I-4. Architecture hétérodyne à double changement de fréquence

I.3.2.2. Architecture hétérodyne numérique

Le principe de l'architecture dite numérique est de convertir le signal au plus proche de l'antenne. Etant donné que la conversion analogique-numérique du signal nécessite au préalable un filtrage extrêmement sélectif du canal désiré et que les filtres RF d'antenne (BAW ou SAW) ne peuvent pas réaliser cette opération à cause de leur trop grande largeur de bande passante, cette conversion n'est en général pas effectuée directement à la fréquence du signal RF mais plutôt à une fréquence intermédiaire. De plus, la sélection du canal en fréquence RF nécessiterait une banque de filtre ou un filtre à fréquence variable.

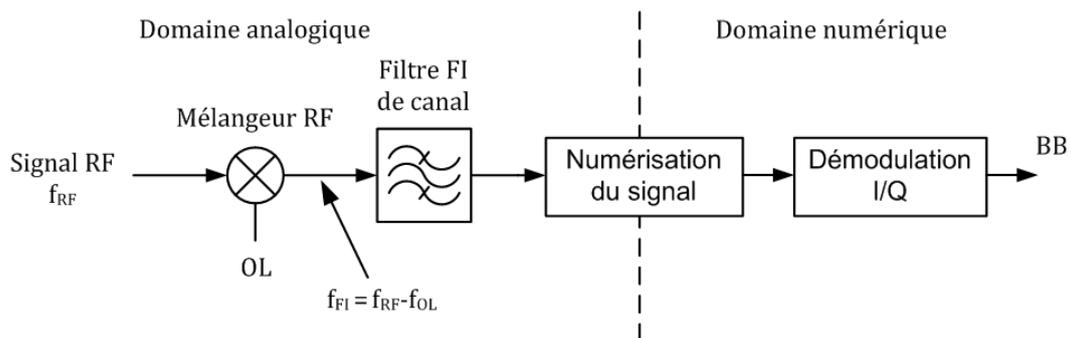


Figure I-5. Architecture hétérodyne numérique

De la même manière que l'architecture analogique, la fréquence de l'oscillateur local est variable afin de translater le signal utile à la fréquence intermédiaire définie, soit la fréquence centrale du filtre de canal.

De plus, la démodulation I/Q étant effectuée après la numérisation du signal, le récepteur ne contient plus qu'un unique mélangeur. Cet aspect rend l'architecture hétérodyne numérique compétitive en termes de basse consommation et de facilité de conception vis-à-vis des architectures à conversion directe et à FI faible. Néanmoins, l'utilisation d'un filtre FI passif, dont l'intégration est toujours hors-puce (technologie SAW), limite le niveau d'intégration globale du récepteur. Un filtre actif peut également être employé en lieu et place du filtre passif. En contre partie, plus la FI est élevée, plus la consommation du circuit augmente.

I.3.3. Conclusion

En admettant que le filtre passif soit intégrable, les architectures de réception numérique ont de grands atouts par rapport aux autres types d'architectures : conception relativement simple en ce qui concerne la partie RF, basse consommation, forte intégration et donc faible coût. Pour ces raisons, nos travaux se sont orientés vers ces architectures numériques de réception en essayant d'apporter des solutions de filtrage intégré et de co-intégration de filtres passifs et actifs.

Dans le cadre de ces récepteurs numériques, l'aspect concernant la numérisation du signal sera approfondi dans la partie suivante.

I.4. Conversion analogique-numérique pour les architectures numérisées

Un des aspects majeurs des récepteurs numériques présentés précédemment est l'étape de numérisation du signal. Il nous paraît donc utile d'exposer dans cette partie le fonctionnement des convertisseurs analogiques-numériques en présentant, d'une part, les principes d'échantillonnage et de quantification du signal, et, d'autre part, en comparant les différents convertisseurs existants.

I.4.1. Convertisseur analogique-numérique

La conversion analogique-numérique (A/N) correspond à l'étape d'encodage du signal analogique à temps et amplitude continus en un signal à temps discret et amplitude quantifiée. Le principe de conversion est illustré dans la Figure I-6. Le signal analogique d'entrée $x(t)$ est dans un premier temps filtré à travers un filtre passe-bas à bande limitée éliminant les composantes du signal situées au-dessus de la moitié de la fréquence d'échantillonnage du convertisseur. Ce filtrage est effectué en accord avec le théorème de Nyquist afin d'éviter le repliement des composantes hautes fréquences dans la bande passante du signal désiré. Si cette étape est supprimée, les distorsions apparaissant dans la bande passante ne pourront ni être filtrées ni même être distinguées du signal originel. Après filtrage, le signal $x_a(t)$ est échantillonné dans le temps ($x_{éch}(t)$) avant d'être finalement quantifié en amplitude ($y[n]$). Les convertisseurs A/N effectuent généralement les étapes d'échantillonnage et de quantification simultanément.

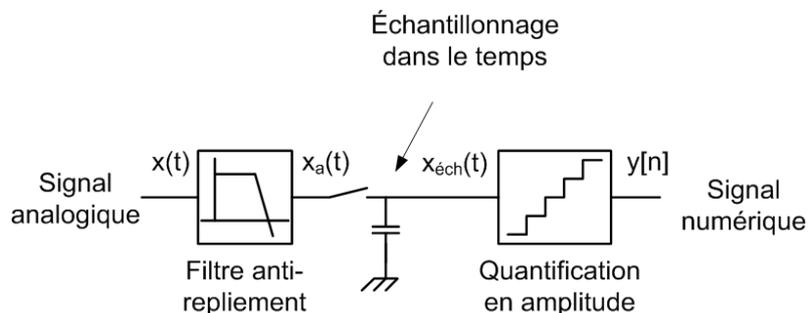


Figure I-6. Principe de la conversion analogique-numérique

I.4.1.1. Échantillonnage

D'après le théorème d'échantillonnage de Nyquist, le signal analogique $x(t)$ doit être échantillonné à une fréquence deux fois plus élevée que la fréquence de coupure f_b du signal en bande de base afin d'éviter la perte d'information ou le repliement spectral. Dans le domaine fréquentiel, le spectre du signal échantillonné $x_{éch}(t)$ est :

$$X_{éch}(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(f - kf_s) \quad (I.1)$$

Si la fréquence d'échantillonnage f_s est choisie égale ou légèrement supérieure à la fréquence de Nyquist $2f_b$, le convertisseur est nommé convertisseur à fréquence de Nyquist. Cependant, cette fréquence d'échantillonnage peut être choisie largement plus grande par rapport à la bande passante du signal. On définit le rapport de sur-échantillonnage M tel que $M = f_s/2f_b$. Dans ce cas-ci, le convertisseur est nommé convertisseur à sur-échantillonnage.

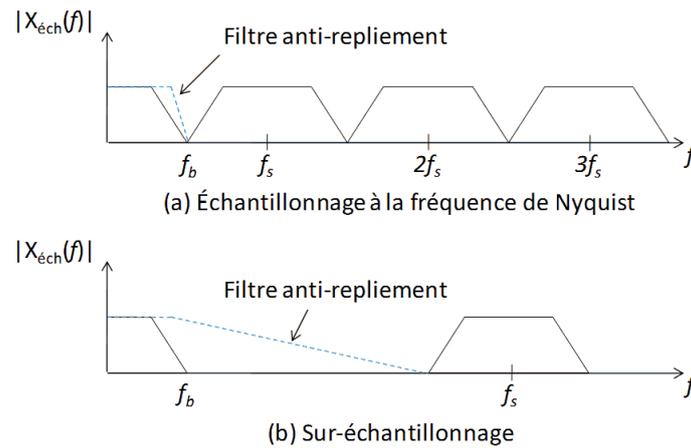


Figure I-7. (a) Convertisseur à échantillonnage à la fréquence de Nyquist (b) Convertisseur à sur-échantillonnage

I.4.1.2. Quantification

Tandis que la perte d'information est inexistante lors d'un échantillonnage respectant le théorème de Nyquist, la quantification du signal induit invariablement une altération de l'information car cette étape non-réversible transforme l'échelle continue de l'amplitude en un ensemble fini de valeurs numériques. Cette imprécision est nommée erreur de quantification e . Ainsi, pour simplifier l'analyse, le quantificateur est souvent modélisé par l'ajout d'un bruit blanc correspondant à l'erreur de quantification [ONG98], voir la Figure I-8.

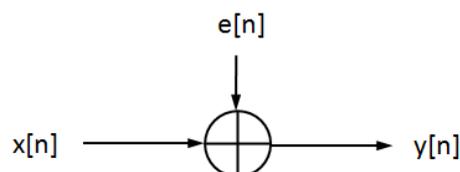


Figure I-8. Linéarisation du quantificateur

Si on considère Δ comme étant le pas de quantification du convertisseur analogique-numérique et si l'erreur de quantification est distribuée uniformément sur une plage de $\pm\Delta/2$, la puissance de bruit de quantification s'écrit :

$$e_{rms}^2 = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} e^2 de = \frac{\Delta^2}{12} \quad (\text{I.2})$$

La densité spectrale de puissance du bruit distribué uniformément sur la bande échantillonnée, $-f_s/2$ à $+f_s/2$, s'écrit alors [SAL03]:

$$S_e(f) = \frac{\Delta^2}{12f_s} \quad (\text{I.3})$$

Ainsi, plus le pas de quantification sera faible, plus la puissance de bruit dans la bande sera faible.

I.4.2. Les convertisseurs analogiques-numériques

I.4.2.1. Convertisseur « flash »

Le convertisseur de type « flash » est de loin le convertisseur le plus rapide avec un temps de conversion de l'ordre de 10ns à 1µs. Par contre, le principal inconvénient est sa faible résolution n'excédant pas 8 bits. En effet, le nombre de composants et la puissance dissipée augmentent exponentiellement à mesure que la résolution augmente. Pour un CAN de n bits, l'architecture « flash » utilise $2^n - 1$ comparateurs et 2^n résistances de précision, voir le schéma de la Figure I-9.

Le fonctionnement est basé sur la division d'une tension de référence V_{ref} en 2^n parties égales réalisées à l'aide d'une chaîne de 2^n résistances identiques. Les sorties des comparateurs constituent un code qui, décodé par la suite, permet d'obtenir un signal binaire sur n bits.

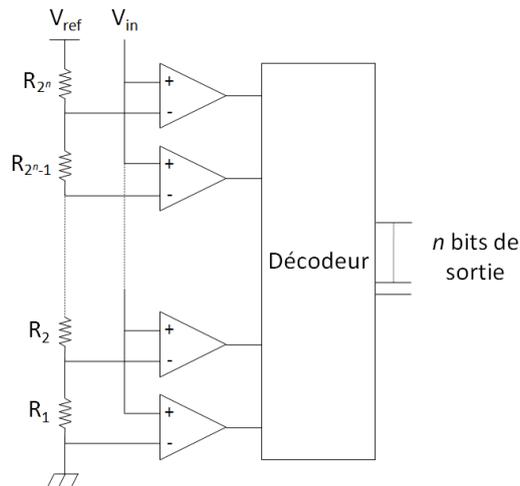


Figure I-9. Convertisseur Flash

Le convertisseur « flash » est utilisé dans les applications nécessitant un fort débit telles que les récepteurs UWB (*Ultra Wide Band*) dont le débit est compris entre 480 Mbits/s et 1 Gbits/s [RON07], [WAN07].

I.4.2.2. Convertisseur à approximations successives

Le convertisseur à approximations successives utilise un processus de dichotomie pour traduire numériquement un signal analogique. Le principe consiste à comparer la tension du signal d'entrée à une tension issue d'un registre après une conversion du numérique vers l'analogique (CNA), voir la Figure I-10. Au départ le bit de poids fort (MSB) du registre est fixé à 1 et les autres bits à 0. Ainsi, la tension en sortie du CNA est égale à la moitié de la pleine échelle. Si la tension d'entrée est inférieure, le MSB est fixé à 0. A son tour, le bit suivant sera fixé à 1 et une nouvelle comparaison avec le signal d'entrée sera faite, jusqu'au dernier bit du registre. Le convertisseur réalise donc sa conversion en positionnant en premier le MSB et en descendant progressivement jusqu'au bit de poids faible (LSB).

Une résolution de n bits implique une durée de conversion de n cycles d'horloge. Par conséquent, le principal inconvénient de cette architecture est le temps de conversion allant de $1\mu\text{s}$ à $100\mu\text{s}$. En dépit de sa lenteur, le convertisseur à approximations successives autorise une résolution élevée allant jusqu'à 16 bits. De plus, il présente l'avantage d'être simple à réaliser et d'avoir une surface réduite. Ce type de convertisseur est utilisé par exemple dans

les applications faibles consommations et faibles débits telles que les récepteurs Zigbee [WAN06] et les capteurs RFID [MAR06].

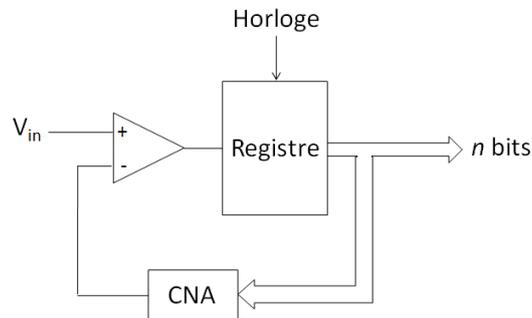


Figure I-10. Convertisseur à approximations successives

I.4.2.3. Convertisseur « pipeline »

Au lieu de traiter un échantillon du signal dans un seul étage au cours de n cycles successifs comme le convertisseur à approximations successives, le convertisseur « pipeline » exploite n étages en cascade. A chaque front d'horloge, n conversions sont effectuées en parallèle ; chaque conversion étant dédiée à une partie du code. Le schéma de principe d'un convertisseur à trois étages avec deux bits par étage est illustré dans la Figure I-11.

Chaque étage se compose d'un échantillonneur bloqueur (S/H), d'un CAN « flash » et d'un CNA de k bits, d'un soustracteur et d'un amplificateur. A chaque front d'horloge, la tension d'entrée est échantillonnée et bloquée durant une demi-période d'horloge. Cette tension est alors numérisée à l'aide d'un convertisseur « flash » de faible résolution. Les k bits ainsi obtenus sont, d'une part, stockés dans un registre et, d'autre part, convertis en tension analogique par le CNA. A la fin de chaque étage, le résidu de la conversion partielle est calculé et recalé à pleine échelle par un amplificateur de gain 2^k .

Ce convertisseur possède un temps de latence nécessaire à la propagation du signal d'entrée dans les différentes cellules. En effet, un convertisseur à n étages a un temps de latence valant n fois la durée de conversion d'un étage. Cependant, une fois le convertisseur « chargé », les données sont obtenues à la vitesse d'un seul étage. Le convertisseur « pipeline », alliant vitesse (jusqu'à une centaine de Mbits/s), faible intégration et haute

résolution (jusqu'à 14 bits), est utilisé dans les applications de vidéos pour téléphones mobiles [ADE06], WIFI et Bluetooth [BO06].

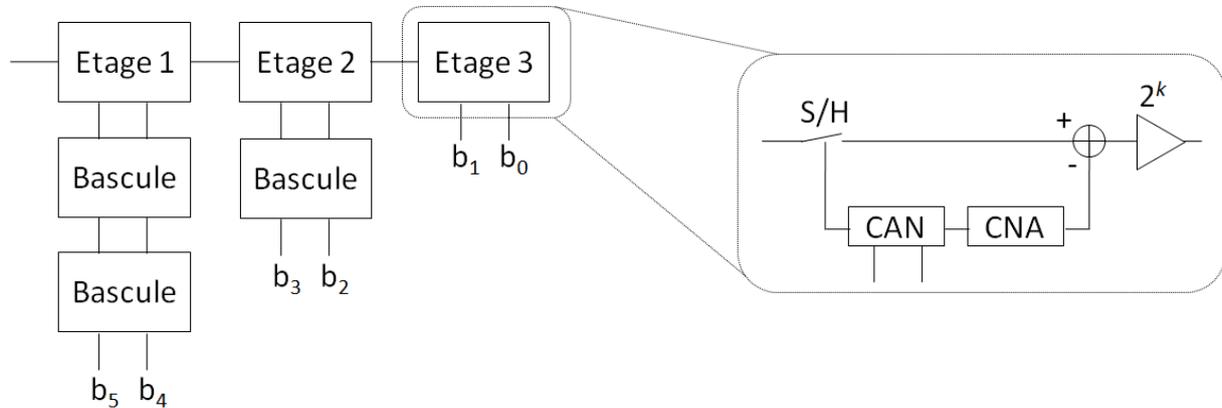


Figure I-11. Convertisseur « pipeline »

L'architecture « pipeline » effectue la conversion du signal sur n étages cascades. Cette configuration permet à chaque étage de réaliser en parallèle une partie de la conversion.

I.4.2.4. Convertisseur Sigma-Delta

Ce type de convertisseur est basé sur le principe du sur-échantillonnage d'un signal d'entrée et la mise en forme du bruit. La Figure I-12 montre la représentation schématique d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bas. Un comparateur est en général utilisé pour convertir sur un bit (c'est-à-dire 0 ou 1) la différence (delta) entre le signal d'entrée et le résultat de la conversion.

Le résultat de la comparaison est alors entré dans un filtre appelé décimateur, qui somme (sigma) les échantillons du signal d'entrée. Cette étape revient à calculer l'intégrale de la différence entre l'entrée et la sortie. Cela crée un système asservi (la sortie est rebouclée sur l'entrée) qui fait osciller la valeur de l'intégrale du signal à convertir autour d'une valeur de référence (le résultat de la conversion). La sortie numérique du comparateur est codée sur 1 bit à haute fréquence (la fréquence d'échantillonnage), qui est alors filtrée par le décimateur qui a pour effet d'augmenter le nombre de bits en réduisant la fréquence d'échantillonnage (retour à la fréquence de Nyquist). L'intérêt de ce genre de convertisseur réside dans sa grande résolution de sortie possible (16, 24, 32, 64 bits voir plus) pour des signaux d'entrée ayant une bande passante modérée.

Le filtre de boucle inhérent au modulateur $\Sigma\Delta$ a la particularité de rejeter le bruit de quantification hors de la bande utile (mise en forme de la densité spectrale de puissance) et participe donc à l'augmentation de la résolution globale du modulateur.

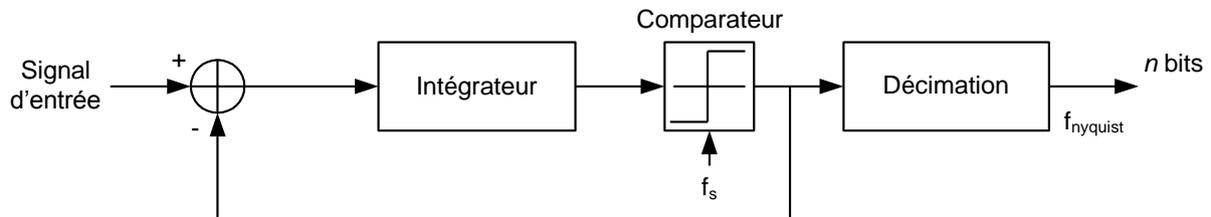


Figure I-12. Convertisseur Sigma-Delta passe-bas

Dans la suite de ce manuscrit, nous développerons en particulier le convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande, voir le chapitre II, dont le fonctionnement est similaire au modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bas dans le sens où le signal est sur-échantillonné et le bruit mis en forme.

I.4.3. Conclusion

Les principes d'échantillonnage et de quantification ont été définis. Ces aspects seront exploités par la suite dans les chapitres II et V. A travers la présentation des différents types de convertisseurs, nous pouvons dissocier deux familles : les convertisseurs fonctionnant à la fréquence de Nyquist et les convertisseurs à sur-échantillonnage.

La partie suivante présente à juste titre deux récepteurs numériques exploitant respectivement une des deux familles de convertisseur.

I.5. Récepteur numérique à fréquence intermédiaire

Dans cette partie, deux architectures numériques de réception seront proposées. Premièrement, nous développerons le principe de fonctionnement de l'architecture de réception exploitant une technique de sous-échantillonnage qui traite le signal à la fréquence de Nyquist (ou légèrement supérieure). Deuxièmement, nous présenterons l'architecture de réception utilisant un modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande.

I.5.1. Architecture à technique de sous-échantillonnage

I.5.1.1. Principe

Une alternative pour convertir le signal au niveau de la fréquence intermédiaire est l'architecture à sous-échantillonnage, voir la Figure I-13. Cette solution est particulièrement intéressante dans l'optique d'une forte intégration et d'une faible consommation puisque elle nécessite des convertisseurs analogiques-numériques (CAN) fonctionnant à des fréquences modérées [PEK05]. Le principe consiste à échantillonner intentionnellement à la fréquence de Nyquist le signal FI en employant un mélangeur à sous-échantillonnage. Ainsi, le signal est translaté par repliement spectral entre le DC et $f_s/2$, f_s étant la fréquence d'échantillonnage [LAT06].

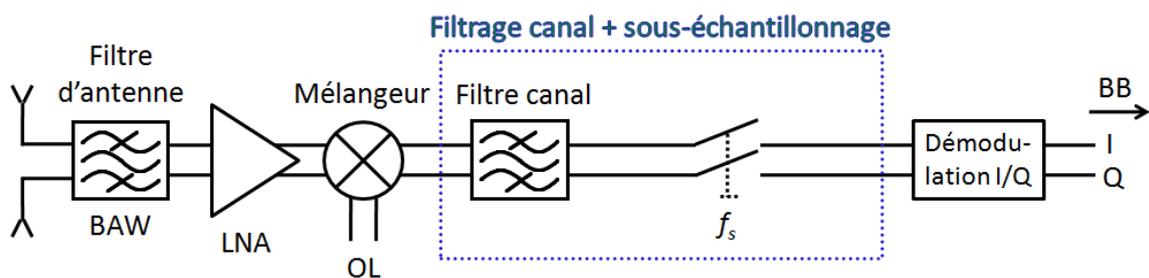


Figure I-13. Récepteur à sous-échantillonnage

Le principe du sous-échantillonnage est valide dans le cas de signaux à bande étroite, voir la Figure I-14. En effet, on considère que la fréquence centrale du signal f_0 , qui correspond dans notre cas à la fréquence intermédiaire, est très grande par rapport à la bande passante du signal B , soit $f_0 \gg B$.

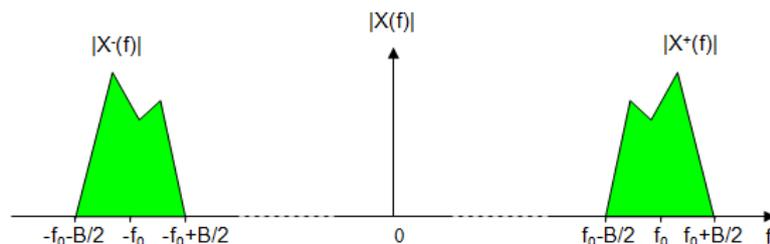


Figure I-14. Spectre d'un signal à bande étroite B

Posons $X^*(f) = \frac{1}{T} \sum_n X(f - nf_s)$ - avec la fréquence d'échantillonnage $f_s = 1/T$ et regardons les décalages à droite pour $f_s > B$, voir la Figure I-15.

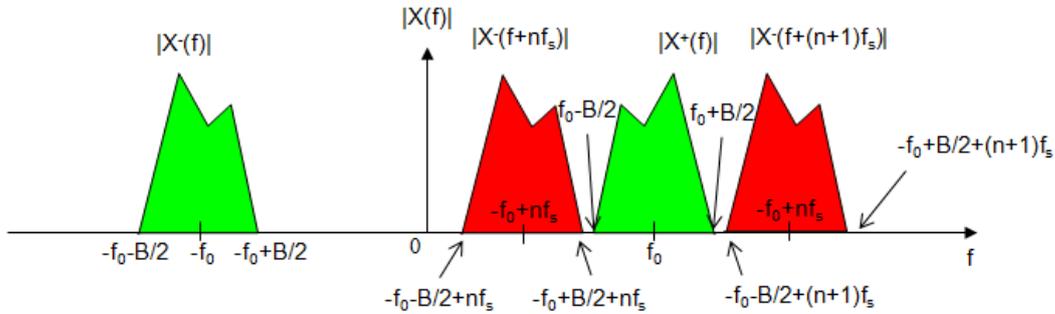


Figure I-15. Décalage du spectre de $X(f)$ vers la droite

Afin d'éviter les seuls risques de recouvrement du motif $X^+(f)$ centré en $+f_0$, par le décalage à droite de $X^-(f)$, il est nécessaire de respecter les deux conditions suivantes [BEA97] :

$$-f_0 + \frac{B}{2} + nf_s < f_0 - \frac{B}{2} \quad (I.4)$$

$$-f_0 - \frac{B}{2} + (n+1)f_s > f_0 + \frac{B}{2} \quad (I.5)$$

D'après (I.4) et (I.5), on déduit la condition suivante :

$$f_s > 2B \quad (I.6)$$

Cette condition est nécessaire mais pas suffisante car elle prend en compte la largeur de bande spectrale du signal désiré sans considérer le fait qu'elle soit centrée sur f_0 . De ce fait, rien n'assure qu'un motif $X^+(f)$ puisse être inséré entre deux motifs $X^-(f)$. Ainsi, une condition supplémentaire doit être rajoutée garantissant l'insertion d'un nombre pair de motifs de largeur B entre $-f_0 + B/2$ et $f_0 - B/2$:

$$\frac{2f_0}{B'} = 2K + 1 \quad (\text{I.7})$$

avec K entier le plus grand possible et B' la nouvelle bande passante considérée avec $B' > B$.

On peut alors choisir :

$$f_s = 2B' = \frac{4f_0}{2K + 1} \quad (\text{I.8})$$

Cette valeur de f_s satisfait les conditions des équations (I.4), (I.5), (I.6) et (I.7).

1.5.1.2. Bruit

La figure de bruit des mélangeurs à sous-échantillonnage est généralement élevée car le bruit situé à chaque multiple de la fréquence d'échantillonnage est replié dans la bande de Nyquist, c'est-à-dire dans la bande du signal désiré, dégradant le rapport signal sur bruit (SNR) [VAU91], [JAK03]. Un filtre passe-bande, filtre canal sur la Figure I-13, est donc placé avant le sous-échantillonnage pour atténuer ce repliement de bruit, voir la Figure I-16. Le filtre passe-bande peut être soit passif (LC, SAW), soit réalisé par l'emploi de mélangeurs à sous-échantillonnage en quadrature possédant une fonction de filtrage passe-bande implicite [KAR01], [PEK05].

Si on considère un système composé d'un signal de densité de puissance spectrale S , de bruit dans la bande N_p et de bruit hors bande N_o , le SNR est égal à S/N_o dans le cas d'un mélangeur analogique.

Par définition le rapport signal sur bruit (SNR) s'écrit :

$$SNR_{dB} = 10 \log \left(\frac{\text{puissance du signal}}{\text{puissance du bruit}} \right) \quad (\text{I.9})$$

Dans le cas d'un signal échantillonné, le SNR_s est dégradé par le repliement de bruit :

$$SNR_s \approx \frac{S}{N_p + (K - 1)N_0} \quad (\text{I.10})$$

Souvent, on a $N_p \gg N_0$; le SNR est donc déterminé avant l'échantillonnage.

Par contre, si $N_p = N_0$ et si on suppose $n \gg 1$, le SNR devient :

$$SNR_s|_{dB} \approx 10 \log K \quad (\text{I.11})$$

Précédemment, on cherchait une valeur de K la plus grande possible pour minimiser la bande de garde ($B'-B$) tandis que pour réduire le bruit, il est préférable d'avoir une valeur K la plus faible possible.

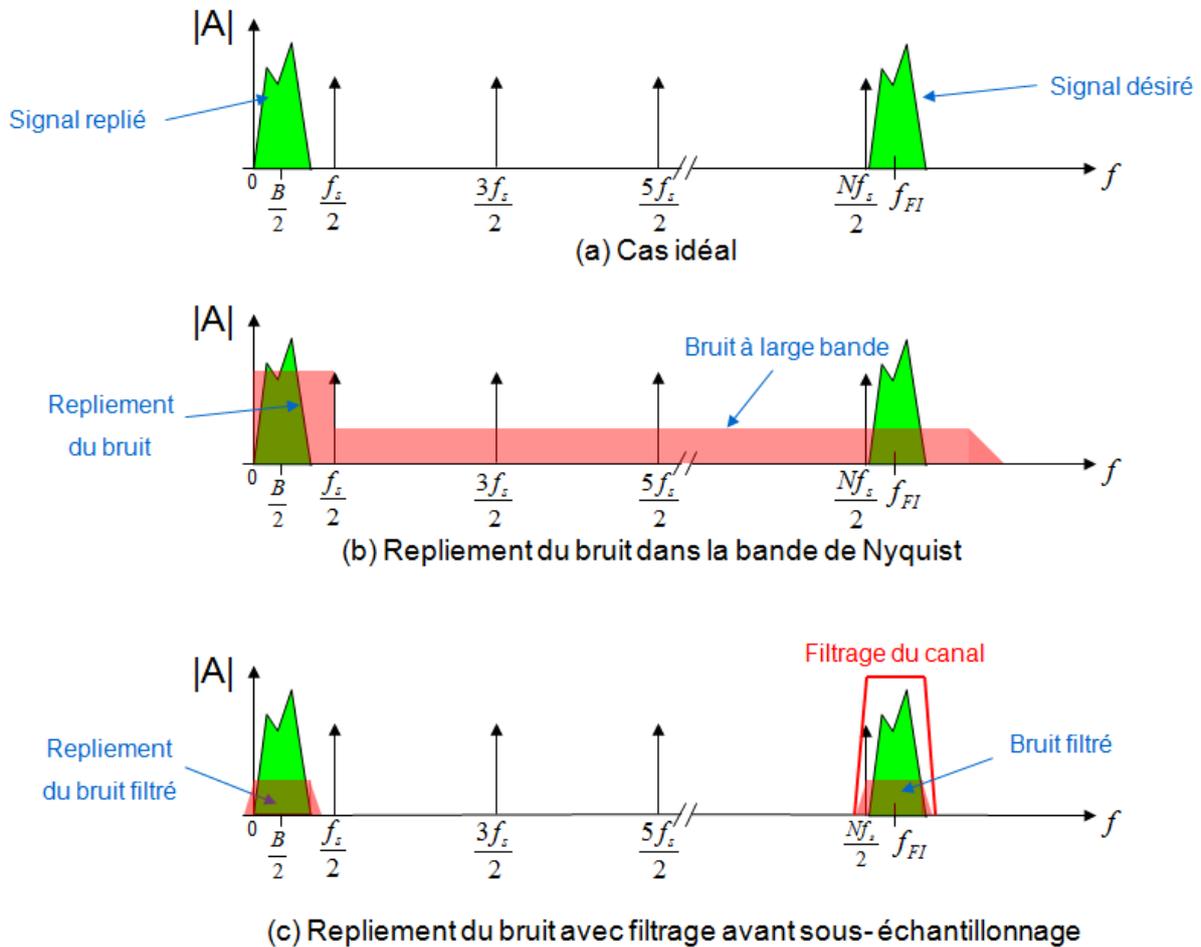


Figure I-16. Repliement du bruit lors d'un sous-échantillonnage du signal (a) cas idéal (b) cas sans filtrage canal (c) cas avec filtrage canal

I.5.2. Architecture à convertisseur Sigma-Delta passe-bande

L'architecture à convertisseur Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) passe-bande reprend l'idée de numériser le signal directement en fréquence intermédiaire tel que le propose le récepteur à sous-échantillonnage. Tandis que ce dernier sous-échantillonne le signal, le convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande, lui, sur-échantillonne le signal. En effet, la fréquence d'échantillonnage f_s est choisie suivant le rapport de sur-échantillonnage désirée (OSR) :

$$OSR = \frac{f_s}{2B} \quad (I.12)$$

avec B la largeur de bande du signal.

Le rapport entre la fréquence d'échantillonnage f_s et la fréquence centrale du résonateur est choisi généralement égal à quatre afin de simplifier la conception du modulateur $\Sigma\Delta$ et la démodulation des signaux I et Q [SCH90]. Cependant, ce rapport peut être différent, par exemple égal à 5/4 [SAL02] ou 4/3 [KOC04], afin de réduire la fréquence d'échantillonnage et donc la consommation. Par contre, une réduction de ce rapport implique une réduction de la valeur de l' OSR et donc une diminution du SNR , voir la section II.2.2 traitant du rapport signal sur bruit.

La Figure I-17 montre l'implémentation du modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande au sein du récepteur. Un filtre FI est placé entre la sortie du mélangeur et le modulateur $\Sigma\Delta$ pour sélectionner le canal. Cependant, sa présence n'est pas toujours indispensable. En effet, nous verrons dans le chapitre II que les modulateurs $\Sigma\Delta$ peuvent être réalisés soit en temps discret (DT), soit en temps continu (CT). Tandis que les modulateurs DT nécessitent obligatoirement un filtre de canal pour éviter les repliements spectraux [SAL03], [SAL03'], les modulateurs CT peuvent en être dispensés grâce à la propriété de filtrage implicite de leur fonction de transfert du signal (STF) [SHO92].

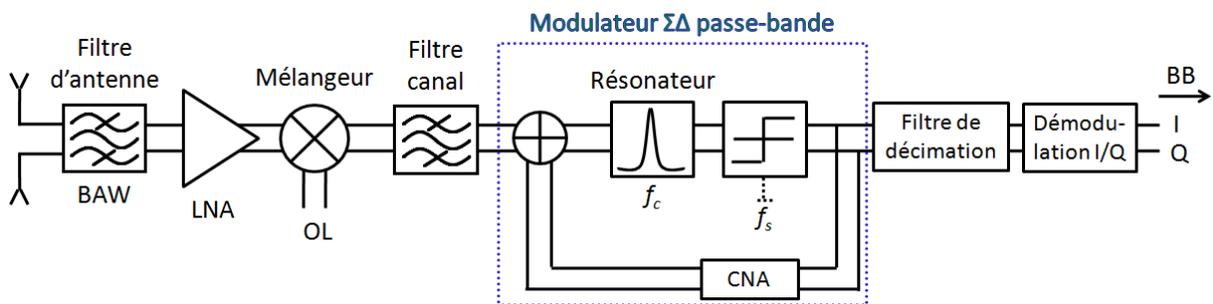


Figure I-17. Récepteur à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande

L'architecture d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande CT est présentée sur la Figure I-18. Le signal analogique situé en fréquence intermédiaire passe à travers un filtre anti-repliement, si nécessaire, qui a pour rôle d'atténuer le signal hors-bande pouvant être responsable du

repliement de spectre lors de l'échantillonnage. Par la suite, le signal analogique filtré est converti par le modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande en un signal numérique à faible résolution et haute fréquence. Un filtre de décimation est alors employé pour convertir la sortie du modulateur en un signal à haute résolution et à faible fréquence égale à deux fois la bande passante du signal (soit la fréquence de Nyquist).

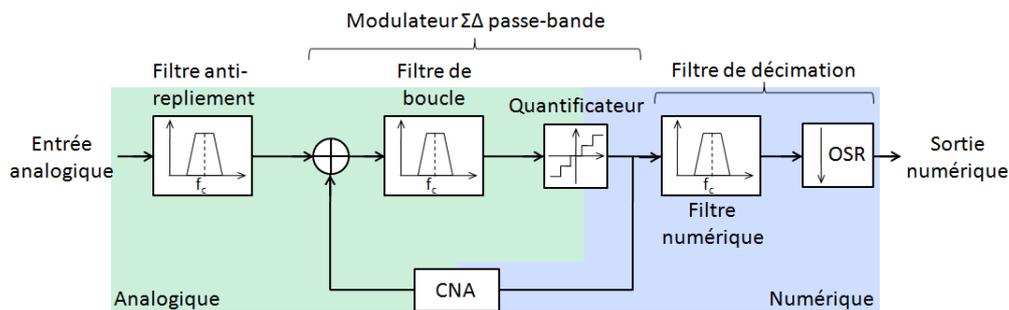


Figure I-18. Architecture d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu

Les convertisseurs $\Sigma\Delta$ utilisent deux principes pour améliorer le SNR dans la bande passante. D'une part, le signal est sur-échantillonné afin d'étaler le bruit de quantification sur tout le spectre [AND97]. D'autre part, la boucle de retour du modulateur impose une mise en forme du bruit de quantification : le bruit est rejeté hors de la bande nous intéressant.

Ces deux caractéristiques permettent aux convertisseurs $\Sigma\Delta$ d'atteindre de hautes résolutions sans pour autant nécessiter de fortes contraintes au niveau des blocs analogiques tels que le filtre anti-repliement contrairement à un convertisseur analogique-numérique ayant une fréquence d'échantillonnage égale ou légèrement supérieure à la fréquence de Nyquist qui nécessite un filtre très sélectif.

Le fonctionnement du modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande, en particulier à temps continu, sera développé plus précisément dans le chapitre II.

I.5.3. Conclusion

Deux architectures numériques de réception ont été présentées dans cette partie. D'une part, le récepteur à technique de sous-échantillonnage, dont le principe de fonctionnement nécessite un filtre de canal, est une architecture extrêmement favorable à la très faible consommation étant donné l'utilisation d'une fréquence d'échantillonnage de faible valeur.

Par exemple, dans le cas du standard Zigbee pour lequel la largeur du canal est de 2 MHz, la fréquence d'échantillonnage n'est de seulement 4 MHz. Par ailleurs, l'inconvénient majeur de cette architecture, à savoir l'intégration hors-puce du filtre de canal, est en passe d'être éliminé, voir le chapitre IV. En effet, les dispositifs MEMS offrent aujourd'hui des perspectives d'intégrations pour les résonateurs et filtres FI. De plus, ces filtres autorisent un fonctionnement à haute impédance et sont donc favorables à la faible consommation.

D'autre part, l'architecture à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande permet d'envisager de s'abstenir de l'utilisation d'un filtre de canal dans sa configuration à temps continu permettant ainsi de réduire la surface du circuit. En effet, un résonateur (ou deux si le fonctionnement est différentiel, voir le chapitre V) est alors seulement nécessaire. Néanmoins, comme le convertisseur fonctionne en sur-échantillonnage, cette architecture est moins favorable à la faible consommation que l'architecture à sous-échantillonnage. En contre partie, la résolution élevée du convertisseur $\Sigma\Delta$ confère une grande sensibilité à cette architecture.

I.6. Conclusion

Ce chapitre a développé les contraintes de filtrage au sein des architectures de réception à fréquence intermédiaire élevée (hétérodyne). A travers l'étude des différents standards, les points clés nécessaires à la spécification du gabarit d'un filtre de canal, tels que la largeur de bande et l'atténuation des canaux adjacents, ont été définis dans une première partie. La seconde partie a été axée sur les différentes architectures de réception radiofréquence et, en particulier, sur l'architecture hétérodyne. En effet, en dépit du fait que cette architecture ne permet pas actuellement une intégration totale sur circuit intégré à cause du filtre en fréquence intermédiaire, généralement en technologie SAW, elle offre des avantages par rapport aux architectures à fréquences intermédiaires faibles et nulles tels qu'une meilleure sélectivité, une meilleure sensibilité et une répartition des contraintes. De plus, ces architectures ouvrent la perspective de concevoir des récepteurs numérisés pour lesquels la sélection du canal est effectuée en fréquence intermédiaire avant la numérisation du signal. Dans cette optique, deux récepteurs numérisés ont été présentés. Le récepteur à sous-échantillonnage possède une faible fréquence d'échantillonnage extrêmement favorable à l'ultra faible consommation telle

que pour le standard Zigbee. Cependant, cette architecture nécessite un filtre FI de canal non-intégrable. Enfin, le récepteur à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu, dont le fonctionnement sera détaillé dans le chapitre suivant, peut s'abstenir d'utiliser un filtre de canal car son fonctionnement induit implicitement un filtrage du signal. En effet, il ne nécessite qu'un seul résonateur réduisant ainsi la surface du circuit. Néanmoins, dans la troisième partie de ce chapitre nous avons expliqué que le convertisseur $\Sigma\Delta$ fonctionne en sur-échantillonnage. Or, plus la fréquence d'un convertisseur est élevée, plus la consommation augmente. Par conséquent, le convertisseur $\Sigma\Delta$ sera moins adapté aux applications basses consommations contrairement à la conversion à l'aide de la technique de sous-échantillonnage.

Maintenant que ces deux architectures ont été présentées, intéressons-nous à la problématique essentielle de nos travaux :

Quelles améliorations peuvent apporter les résonateurs et les filtres MEMS?

Dans cette optique, le chapitre II montrera l'intérêt d'utiliser des résonateurs MEMS dans les convertisseurs $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu pour améliorer, entre autres, le rapport signal sur bruit. Néanmoins, ces résonateurs MEMS, tout comme les filtres FI indispensables au fonctionnement du récepteur à sous-échantillonnage, sont à ce jour des dispositifs non-intégrables sur circuit intégré. De ce fait, l'intérêt pour ces architectures peut paraître réduit face à des architectures de réception à conversion directe et faible FI proposant une intégration totale sur puce.

Or, une technologie émergente propre au LETI ouvre la perspective de concevoir des résonateurs et des filtres, non seulement intégrables sur puce, mais également co-intégrables avec les filtres RF d'antenne en technologie BAW. De plus, ces filtres FI possèdent une impédance d'adaptation élevée favorable à la très faible consommation. Ainsi, les chapitres III et IV développeront l'étude des résonateurs et des filtres MEMS pour les fréquences intermédiaires.

II. Modulateur Sigma-Delta passe-bande

II.1. Introduction

Deux architectures de récepteur numérisé ont été présentées dans le chapitre précédent : le récepteur à technique de sous-échantillonnage, voir la Figure I-13 et l'architecture à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande, voir la Figure I-17. Etant donné la complexité du convertisseur $\Sigma\Delta$, nous avons choisi de consacrer un chapitre à la compréhension de son fonctionnement. Le principe de fonctionnement a été expliqué dans la section I.5.2. L'étape de quantification est développée à la section I.4.1.2.

La première partie traite du filtre de boucle dans les modulateurs $\Sigma\Delta$ en montrant l'évolution d'une configuration passe-bas vers une configuration passe-bande. Leurs fonctions de transfert de bruit (NTF) sont ensuite présentées, nous amenant alors au calcul du rapport signal sur bruit dans les modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande. La seconde partie détaille le fonctionnement des modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu et précise les différences par rapport aux modulateurs à temps discret. Enfin, la troisième partie expose un état de l'art des modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu utilisant un résonateur de type MEMS en tant que filtre de boucle.

II.2. Architecture du modulateur

La modélisation du quantificateur ayant été détaillée précédemment, voir section I.5.2, l'architecture du modulateur $\Sigma\Delta$ peut maintenant se présenter telle que sur la Figure II-1.

II.2.1. Filtre de boucle et fonction de transfert du bruit

Le filtre de boucle $H(z)$ aura le rôle de réduire le bruit de quantification dans la bande désirée. Le quantificateur est modélisé par un simple ajout de bruit blanc comme nous l'avons expliqué dans la section I.4.1.2. Mais le comportement réel est plus complexe. En effet, le bruit de quantification est corrélé au signal d'entrée, ce qui peut générer des harmoniques dans le spectre de la sortie du quantificateur [GRA90]. Cette corrélation est d'autant plus importante dans le cas d'un quantificateur à deux niveaux, c'est-à-dire un comparateur, tel que celui mis en oeuvre dans notre architecture, voir la Figure I-17.

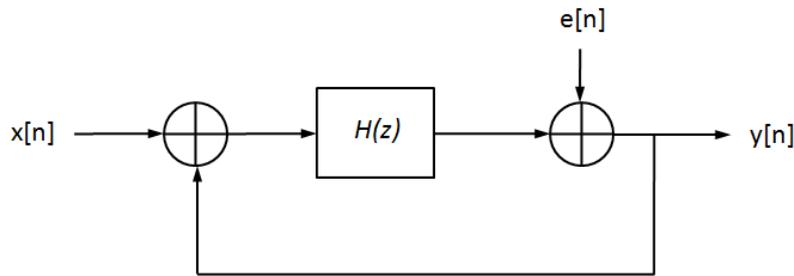


Figure II-1. Modèle linéaire général du modulateur $\Sigma\Delta$

A partir de ce modèle linéaire, la fonction de transfert de bruit $NTF(z)$ et la fonction de transfert du signal $STF(z)$ peuvent être définies comme suit :

$$Y(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)} X(z) + \frac{1}{1 + H(z)} E(z) \quad (\text{II.1})$$

$$Y(z) = STF(z) \cdot X(z) + NTF(z) \cdot E(z)$$

De ces deux équations ci-dessus, il est à noter que les pôles de $H(z)$ deviennent les zéros de $NTF(z)$. De plus, si on a $H(z) \gg 1$ dans la bande passante du signal d'entrée, alors $Y(z) = X(z)$. Ces deux fonctions de transfert permettent de prédire la mise en forme du bruit et le rapport signal sur bruit (SNR).

Dans le cas d'un modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bas, $H(z)$ correspond à un intégrateur qui atténue le bruit de quantification en DC, tandis qu'un modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande possède un résonateur en tant que filtre de boucle générant une bande de rejet du bruit de quantification à une fréquence f_0 . Dans le cas d'une architecture de réception à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande telle qu'illustrée dans la Figure I-17, cette fréquence f_0 est choisie égale à la fréquence intermédiaire du récepteur. Ainsi, pour un modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bas, nous aurons la fonction transfert du bruit suivante :

$$NTF_{LP}(z) = (1 - z^{-1})^n \quad (\text{II.2})$$

Où n est l'ordre du modulateur.

Le passage du passe-bas au passe-haut équivaut à la transformation suivante [AND97] :

$$z^{-1} \rightarrow \frac{-\alpha + \beta z^{-1} - z^{-2}}{1 - \beta z^{-1} + \alpha z^{-2}} \quad (\text{II.3})$$

Choisissons α et β comme suit:

$$\alpha = 0 \quad \text{et} \quad \beta = \cos\left(2\pi \frac{f_0}{f_s}\right) \quad (\text{II.4})$$

Où f_0 est la fréquence centrale du signal d'entrée et f_s est la fréquence de sur-échantillonnage du modulateur $\Sigma\Delta$.

Ainsi, l'équation (II.3) se simplifie :

$$z^{-1} \rightarrow \frac{\beta z^{-1} - z^{-2}}{1 - \beta z^{-1}} \quad (\text{II.5})$$

En introduisant (II.5) dans (II.2), on détermine la fonction de transfert du bruit d'un modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande :

$$NTF_{BP}(z) = \left(\frac{1 - 2\beta z^{-1} + z^{-2}}{1 - \beta z^{-1}} \right)^n \quad (\text{II.6})$$

Comme la mise en forme du bruit est un polynôme d'ordre 2, l'ordre du modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande sera égal à $2n$.

Si on se place dans le cas où le rapport entre la fréquence de sur-échantillonnage f_s et la fréquence centrale du signal d'entrée f_0 est égal à 4, l'équation (II.6) se simplifie alors comme ci-dessous :

$$NTF_{BP}(z) = (1 + z^{-2})^n \quad (\text{II.7})$$

Le cas particulier ci-dessus est couramment utilisé pour deux raisons : d'une part, la conception du modulateur est facilitée et, d'autre part, la démodulation I/Q numérique est également simplifiée. En effet, la démodulation du signal est réalisée en multipliant le signal par un cosinus et un sinus pour obtenir les voies I et Q respectivement. En choisissant $f_{FI} = f_0 = f_s/4$, cette opération revient alors à une multiplication par -1, 0 ou 1, voir la Figure II-2.

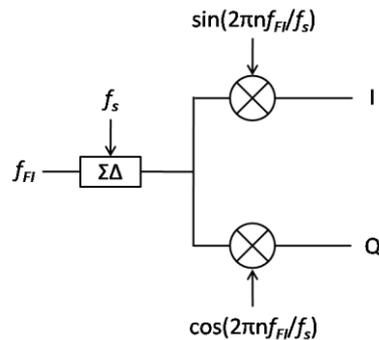


Figure II-2. Démodulation I/Q

Tandis qu'un convertisseur passe-bas considère le signal de la bande de base jusqu'à la fréquence haute et doit convertir une bande de fréquence importante, le convertisseur passe-bande travaille uniquement sur la bande utile du signal centrée sur f_0 et offre ainsi une réduction de la surface, une diminution de la consommation et de meilleures performances.

II.2.2. Rapport signal sur bruit

Nous allons voir que le SNR , se référant à la définition à l'équation (I.9), dépend du nombre de bits N du quantificateur, de la fréquence d'échantillonnage f_s et de l'ordre de la mise en forme du bruit.

A partir des équations (I.3) et (II.7), la densité spectrale de bruit avec mise en forme s'écrit :

$$S_Q(f) = |NTF_{BP}(f)|^2 S_e(f) \quad (\text{II.8})$$

En intégrant $S_Q(f)$ sur la bande de largeur B nous intéressent, $f_0 - B/2$ à $f_0 + B/2$, on calcule la puissance de bruit de quantification N_0 dans la bande :

$$N_0 \approx \frac{\Delta^2 \pi^{2n}}{12(2n+1)OSR^{2n+1}} \quad (\text{II.9})$$

Pour un quantificateur N bits travaillant sur une plage de tension de $-V_{ref}$ à $+V_{ref}$, le pas de quantification Δ s'exprime de la façon suivante :

$$\Delta = \frac{2V_{ref}}{2^N - 1} \quad (\text{II.10})$$

Le calcul intermédiaire pour déterminer N_0 n'est pas détaillé mais peut cependant être retrouvé dans la littérature [\[AND97\]](#).

En considérant un signal d'entrée sinusoïdal d'amplitude A, le rapport signal sur bruit d'un modulateur $\Sigma\Delta$ s'écrit :

$$SNR_{dB} = 10 \log \left(\frac{3(2n+1)OSR^{2n+1}(2^N - 1)^2 a^2}{2\pi^{2n}} \right) \quad (\text{II.11})$$

avec $A = a \cdot V_{ref}$.

Le nombre effectif de bits *ENOB* (*Effectif Number Of Bits*) qui illustre la précision effective du convertisseur en tenant compte des erreurs (bruit) peut par la suite être calculé :

$$ENOB = \frac{SNR_{dB} - 1.76}{6.02} \quad (\text{II.12})$$

II.3. Modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu

Les modulateurs $\Sigma\Delta$ peuvent être conçus soit à temps discret DT, soit à temps continu CT. Pour les systèmes à temps discret, un étage échantillonneur-bloqueur (S/H) est nécessaire à l'entrée du modulateur $\Sigma\Delta$ pour convertir le signal analogique, donc à "temps continu" en signal à temps discret. Ce bloc peut limiter la linéarité et le plancher de bruit global du

modulateur, ce qui implique l'utilisation d'un filtre anti-repliement avant l'échantillonneur [SAL03]. Dans le cas d'un système à temps continu, l'échantillonnage est réalisé au niveau du quantificateur, voir la Figure I-18, permettant ainsi aux éventuelles erreurs d'échantillonnage d'être atténuées dans la boucle. De plus, le filtre de boucle œuvre tel un filtre anti-repliement et permet donc d'éliminer le pré-filtrage analogique. Une étude montre justement la possibilité de filtrer les canaux adjacents via la fonction de transfert du signal du modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bas [BEI04].

Dans un modulateur $\Sigma\Delta$ DT, la fréquence au gain-unitaire des amplificateurs opérationnels (AOP) doit être au moins égale à cinq fois la fréquence de l'horloge [GRE86], engendrant une consommation de puissance importante. Dans le cas des modulateurs CT, les AOPs n'ont pas de problème de temps d'établissement (*settling time*), leur bande passante peut être alors réduite aussi basse que la fréquence de l'horloge. Ainsi, pour des spécifications de largeur de bande de signal et de résolution équivalentes, les modulateurs $\Sigma\Delta$ CT consommeront moins que leurs homologues à temps discret.

On voit ainsi que la vitesse d'opération des systèmes à temps discret sera limité, d'une part, par l'échantillonnage à l'entrée du modulateur (plus la fréquence est élevée, plus les erreurs liées à l'échantillonnage seront nombreuses) et, d'autre part, par la largeur de bande élevée des AOPs. Les modulateurs à temps continu n'étant pas contraints par ces deux restrictions, ils pourront traiter des signaux à plus hautes fréquences que les systèmes à temps discret.

Au niveau de l'implémentation, les modulateurs à temps continu peuvent employer des technologies CMOS, BiCMOS et bipolaire tandis que les modulateurs à temps discret utilisent uniquement une technologie CMOS. La raison est que leur fonctionnement, comme expliqué plus haut, est grandement dépendant des commutateurs d'échantillonnage concevables uniquement à l'aide de transistors MOS.

En contrepartie, il a été démontré que les modulateurs $\Sigma\Delta$ CT sont beaucoup plus sensibles au jitter d'horloge que les modulateurs $\Sigma\Delta$ DT [LI06]. A noter que l'influence du jitter d'horloge dépendra de la boucle de retour utilisé. En effet, nous verrons plus loin, qu'il est possible de combiner différents types de convertisseurs numérique-analogique

(CNA) ayant des formes d'ondes différentes: NRZ (non retour à zéro), RZ (retour à zéro) et HZ (demi-retour à zéro).

Un autre inconvénient des modulateurs $\Sigma\Delta$ CT est leur sensibilité au retard de boucle. En effet, un comparateur génère un signal de sortie avec un certain retard qui dépend de la conception du comparateur et de la technologie utilisée. Ce retard ajouté au retard de la prise de décision des CNAs amène à un retard global au sein de la boucle de retour. Par l'utilisation de CNAs multi-bits dans la boucle de retour ou à l'aide de circuit de compensation, ce retard peut être minimisé [BEN97], [YAH01]. Le Tableau II-1 récapitule les avantages et inconvénients des modulateurs $\Sigma\Delta$ CT et DT.

Tableau II-1. Comparaison des modulateurs $\Sigma\Delta$ DT et CT

Spécifications	Modulateurs $\Sigma\Delta$ DT	Modulateurs $\Sigma\Delta$ CT
Technologie	CMOS	CMOS, BiCMOS, bipolaire
Fréquence de fonctionnement	<100MHz	> quelques GHz
Consommation de puissance	Importante pour satisfaire aux contraintes des AOPs	Non limitée par les AOPs Favorable à la basse consommation
Sensibilité au jitter d'horloge	Faible	Elevée
Sensibilité au retard de boucle	Faible	Elevée

II.3.1. Transformation temps discret – temps continu

La démarche couramment utilisée pour réaliser un modulateur $\Sigma\Delta$ CT est de concevoir et simuler en premier lieu un modulateur $\Sigma\Delta$ DT. Ensuite, par une transformation temps discret – temps continu, on détermine les filtres de boucle désirés pour le modulateur $\Sigma\Delta$ CT. Bien qu'il existe différents types de transformation DT – CT pour les filtres linéaires tels que l'intégration d'Euler, de « backward » Euler ou la transformation bilinéaire, ces méthodes ne sont pas employées pour la transformation d'un modulateur $\Sigma\Delta$ DT vers un modulateur $\Sigma\Delta$ CT. En effet, les modulateurs $\Sigma\Delta$ sont des systèmes non-linéaires pour lesquels les transformations linéaires précitées ne conviennent pas. Par conséquent, on utilise une méthode

transformation DT – CT dans le domaine temporel et, en particulier, la méthode de l’invariant impulsionnel [SHO95].

La Figure II-3 présente une comparaison schématique entre les modulateurs à temps discret et à temps continu. Si on regarde la boucle interne de la sortie à l’entrée du quantificateur des deux configurations, on voit que, dans les deux cas, les deux boucles ouvertes ont des sorties et des entrées échantillonnées.

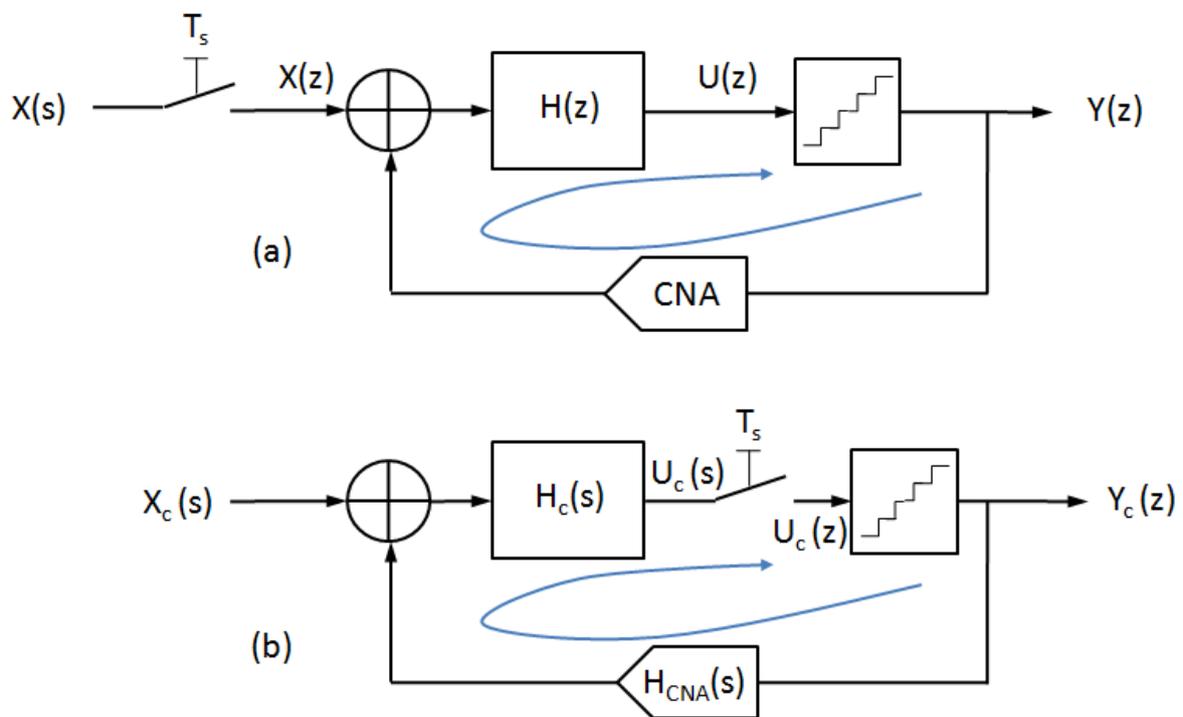


Figure II-3. Modulateur $\Sigma\Delta$ (a) à temps discret (b) à temps continu

Les deux configurations sont donc équivalentes si à chaque instant T_s (période d’échantillonnage) les entrées sont les mêmes, soit :

$$x(n) = x_c(t)|_{t=nT_s} \tag{II.13}$$

En utilisant la méthode de l’invariant impulsionnel, la condition résultante pour que les deux filtres $H(z)$ et $H_c(z)$ soient équivalents devient [SHO95]:

$$Z^{-1}\{H(z)\} = L^{-1}\{H_c(s) \cdot H_{CNA}(s)\}|_{t=nT_s} \quad (\text{II.14})$$

Pour satisfaire l'équation (II.14), la forme d'onde du CNA de la boucle de retour doit être convenablement choisie. Trois différents types de formes d'onde sont généralement utilisés : NRZ (non retour à zéro), RZ (retour à zéro) et HZ (demi-retour à zéro). Leurs réponses impulsionnelles sont données sur la Figure II-4.

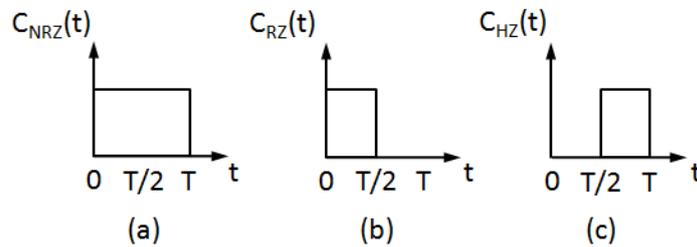


Figure II-4. Réponses impulsionnelles des CNAs (a) NRZ (b) RZ (c) HZ

Les fonctions de transfert associées aux CNAs NRZ, RZ et HZ dérivent toutes les trois de la même équation :

$$H_{CNA}(s) = \frac{e^{-\alpha s} - e^{-\beta s}}{s} \quad (\text{II.15})$$

Où α et β correspondent respectivement aux temps de début et de fin de la réponse impulsionnelle du CNA. Leurs valeurs en fonction du type de la forme d'onde sont données ci-dessous :

$\alpha = 0, \beta = T$	NRZ	
$\alpha = 0, \beta = T/2$	RZ	(II.16)
$\alpha = T/2, \beta = T$	HZ	

Il a été montré qu'une des voies simples pour atténuer le délai de boucle est d'utiliser des formes d'onde RZ et HZ pour les CNAs de la boucle de retour [GHA05]. Nous utiliserons donc dans notre cas une combinaison de ces deux formes d'onde.

Dans l'équation (II.14), le filtre de boucle $H_c(s)$ correspond à un simple résonateur de type LC [CHE00], G_m-C [SHO97] ou MEMS [XU05] dont la fonction de transfert s'écrit de manière générale :

$$H_c(s) = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (\text{II.17})$$

avec $\omega_0 = \pi/2T_s$.

Intéressons-nous maintenant à la fonction de transfert de la boucle de retour d'un modulateur $\Sigma\Delta$ à temps discret. Elle s'exprime comme suit pour un modulateur de second et de quatrième ordre [THU91] :

$$H(z) = \frac{z^{-2}}{1 + z^{-2}} \quad \text{modulateur d'ordre 2} \quad (\text{II.18})$$

$$H(z) = \frac{z^{-2}(2 + z^{-2})}{(1 + z^{-2})^2} \quad \text{modulateur d'ordre 4} \quad (\text{II.19})$$

En choisissant une double boucle de retour dont l'une intègre un CNA RZ et l'autre un CNA HZ, leurs signaux de sorties peuvent être pondérés respectivement de coefficients K_{RZ} et K_{HZ} , dans le cas d'un modulateur d'ordre 2, et de coefficients $(K_{2RZ}, K_{4RZ}), (K_{2HZ}, K_{4HZ})$, dans le cas d'un modulateur d'ordre 4, afin de vérifier l'équation (II.14). Les configurations schématiques des modulateurs $\Sigma\Delta$ d'ordre 2 et 4 présentées sur la Figure II-5 incluent un retard z^{-1} dans leur boucle de retour.

Ainsi, en combinant les équations (II.14), (II.15), (II.16), (II.17), (II.18) et (II.19), on peut déterminer les coefficients cités ci-dessus. Toute la démarche mathématique n'est pas présentée dans ce manuscrit mais peut se retrouver dans la littérature [SHO95], [LI06].

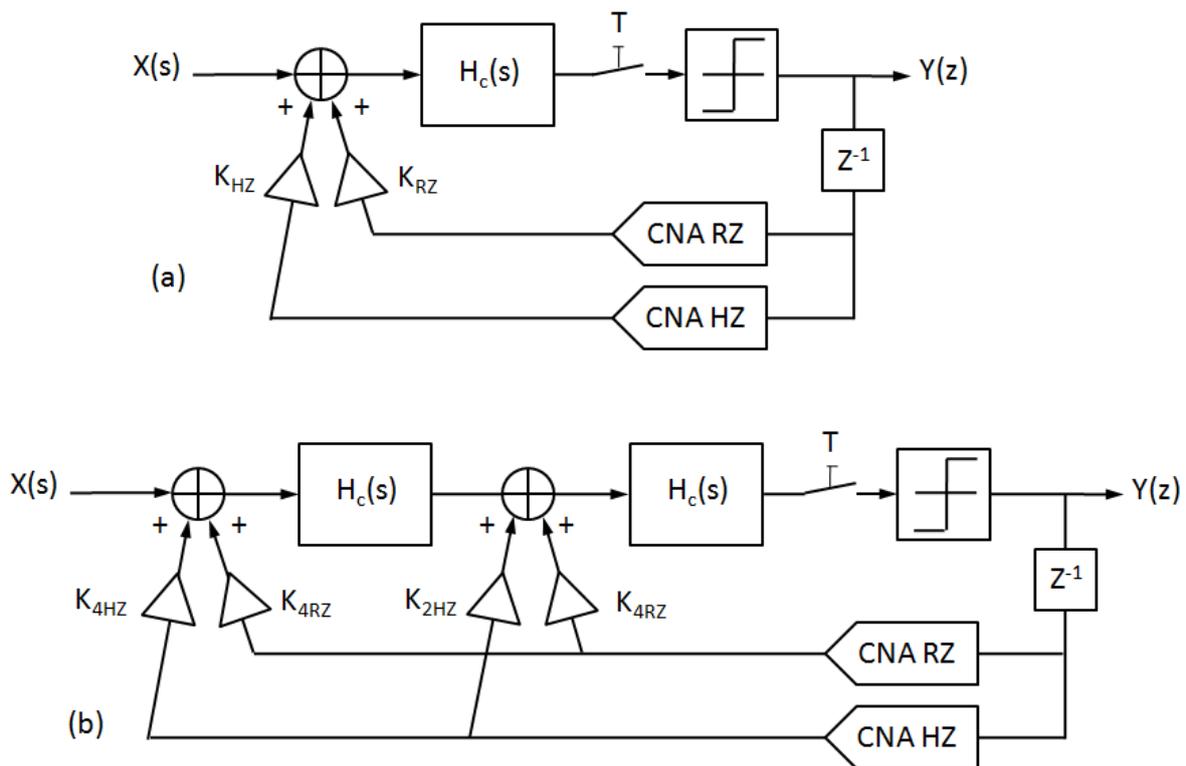


Figure II-5. Modulateurs $\Sigma\Delta$ à temps continu (a) d'ordre 2 (b) d'ordre 4

II.3.2. Jitter d'horloge

Le jitter d'horloge représente les variations statistiques des fronts de l'horloge. Dans un modulateur $\Sigma\Delta$, l'horloge a un double rôle : d'une part, elle contrôle l'instant de décision du quantificateur (ou comparateur) et, d'autre part, elle contrôle les signaux de sortie des CNAs. Comme la sortie du quantificateur est mise en forme par la NTF, les erreurs éventuelles causées par le jitter d'horloge sont atténuées. Par contre, étant donné que l'erreur causée par le jitter d'horloge à la sortie des CNAs est directement ajoutée au signal d'entrée et mise en forme par la STF, cette erreur va alors dégrader le niveau de bruit dans la bande passante du modulateur.

Par ailleurs, le jitter d'horloge peut être divisé en deux familles: le jitter de phase et le jitter cyclique. Dans un modulateur d'ordre 2, le jitter de phase est mis en forme par la NTF contrairement au jitter cyclique qui, lui, non mis en forme par la NTF se comporte tel un bruit blanc [OLI98]. En d'autres termes, le jitter cyclique est le jitter dont l'impact sur le SNR est le plus notable.

Les modulateurs $\Sigma\Delta$ à temps discret sont peu sensibles au jitter cyclique puisqu'ils utilisent des circuits à capacités commutées. Comme les pulsations de la boucle de retour ont une forme d'onde décroissante, voir la Figure II-6, le transfert de charge se produit majoritairement au début de la période d'horloge minimisant ainsi l'influence de l'erreur ΔQ_D du jitter. Dans le cas des modulateurs $\Sigma\Delta$ à temps continu, le transfert de charge est constant durant la période d'horloge. La perte de charge ΔQ_C est donc plus importante que celle du modulateur à temps discret.

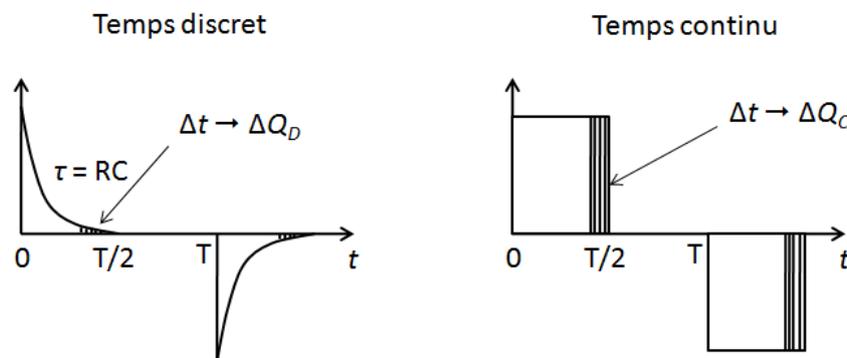


Figure II-6. Jitter de largeur de pulsation d'horloge dans les modulateurs à temps discret et continu

Un CNA de type RZ sera plus sensible au jitter cyclique qu'un CNA NRZ. Premièrement, la largeur de la pulsation d'un CNA RZ étant deux fois plus courte que pour un CNA NRZ, l'erreur due au jitter sera proportionnellement plus importante. Deuxièmement, comme la forme d'onde du CNA RZ revient à zéro à chaque demi-période, le jitter d'horloge est présent à chaque pulsation tandis que pour un CNA NRZ, lorsqu'il y a deux pulsations consécutives, aucun jitter d'horloge supplémentaire n'est ajouté.

II.3.3. Filtre inhérent d'anti-repliement

Bien que les modulateurs $\Sigma\Delta$ DT et CT aient des fonctions de transfert de bruit NTF identiques, leurs fonctions de transfert du signal STF ne sont pas équivalentes. En effet, dans un modulateur $\Sigma\Delta$ DT, la STF est entièrement décrite dans le domaine en z puisque les signaux d'entrée et de sortie sont des signaux à temps discret. Ceci n'est plus vrai pour un modulateur $\Sigma\Delta$ CT pour lequel l'entrée est un signal à temps continu décrit dans le domaine en s et la sortie est un signal à temps discret décrit dans le domaine en z . Il apparaît donc

impossible de formuler la STF d'un modulateur $\Sigma\Delta$ CT que cela soit dans les domaines s ou z . Cependant, leur STF peut être décrite sous une forme mixte.

D'abord, redessinons le schéma structurel d'un modulateur $\Sigma\Delta$ CT comme sur la Figure II-7(b) [SHO95] de manière à retrouver une configuration similaire à un modulateur $\Sigma\Delta$ DT, Figure II-7(a). Le filtre de boucle $H_c(s)$ est obtenu par une transformation de $H(z)$ à l'aide de la méthode de l'invariant impulsionnel, $H(z)$ étant le filtre de boucle équivalent du modulateur à temps discret. Ces deux schémas sont des configurations plus générales des modulateurs dans le sens où le signal d'entrée et le signal de la boucle de retour passent à travers des filtres de boucles différents, $G(z)$ et $H(z)$ pour le temps discret et $G_c(s)$ et $H_c(s)$ pour le temps continu. Dans la plupart des cas, $G(z) = H(z)$, voir la Figure II-1, et $G_c(s) = H_c(s)$.

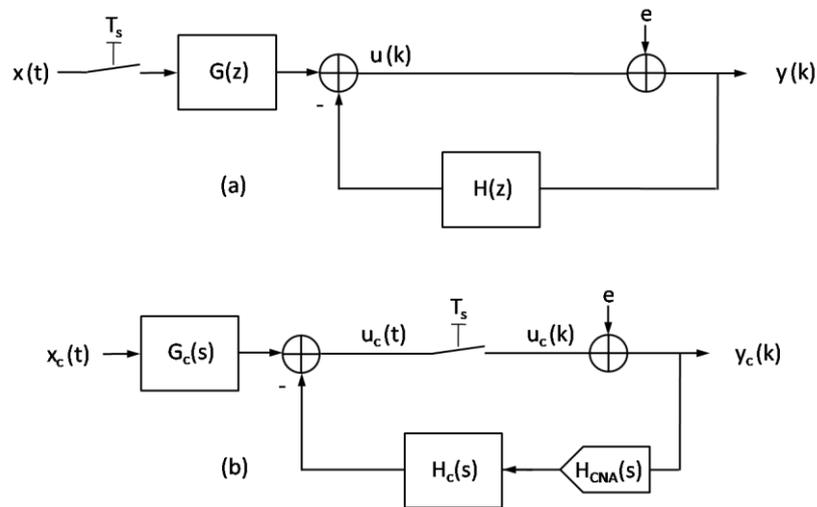


Figure II-7. Schéma général d'un modulateur $\Sigma\Delta$ (a) à temps discret et (b) à temps continu

On définit alors la fonction de transfert du signal STF_c :

$$STF_c(\omega) = \frac{Y_c(e^{j\omega T})}{X_c(j\omega)} \quad (\text{II.20})$$

En déplaçant l'échantillonnage avant la soustraction des signaux dans la Figure II-7, on obtient la Figure II-8 dans laquelle un échantillonnage a été également placé dans la boucle de retour afin de respecter l'équivalence entre le filtre de boucle à temps continu $H_c(s)$ et le filtre de boucle à temps discret $H(z)$.

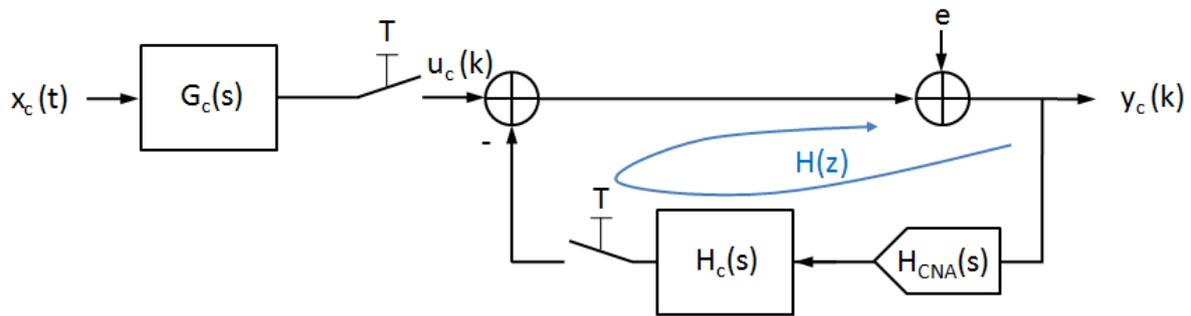


Figure II-8. Autre représentation du modulateur $\Sigma\Delta$ à temps continu

On peut alors écrire la fonction de transfert reliant $u_c(k)$ et $y_c(k)$:

$$\frac{Y_c(s)}{U_c(s)} = \frac{1}{1 + H(z)} = NTF(z) \quad (\text{II.21})$$

La STF_c s'énonce alors :

$$STF_c(\omega) = \frac{Y_c(e^{j\omega T}) U_c(e^{j\omega T})}{U_c(e^{j\omega T}) X_c(e^{j\omega T})} = \frac{G_c(j\omega)}{1 + H(e^{j\omega T})} \quad (\text{II.22})$$

A partir de l'expression de l'équation (II.22), on peut décrire une nouvelle représentation du modulateur à temps continu telle que celle illustrée sur la Figure II-9.

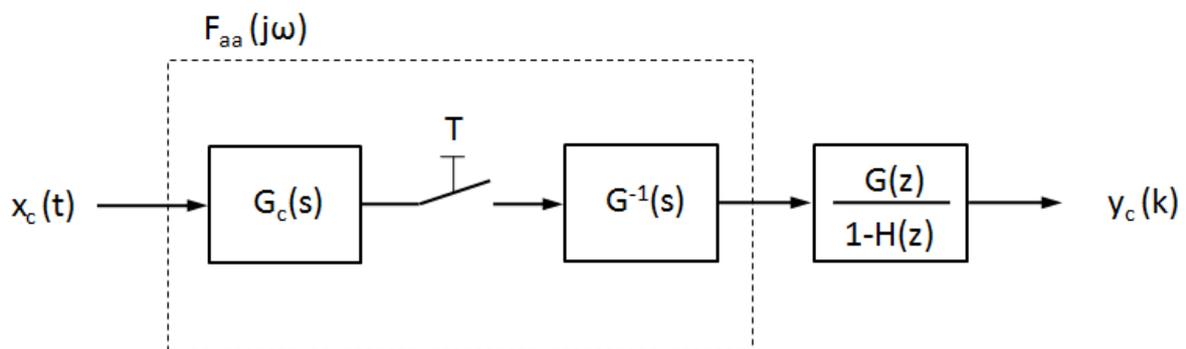


Figure II-9. Représentation schématique du modulateur $\Sigma\Delta$ à temps continu avec mise en valeur du filtre inhérent d'anti-repliement

Le filtre d'anti-repliement inhérent au modulateur $\Sigma\Delta$ à temps continu s'exprime alors :

$$F_{aa}(\omega) = \frac{G_c(j\omega)}{G(e^{j\omega T})} \quad (\text{II.23})$$

Dans la majorité des modulateurs $\Sigma\Delta$ à temps continu, $G_c(s)$ est égal à $H_c(s)$. De la même manière, on a généralement $G(z)$ égal à $H(z)$ pour les modulateurs à temps discret [LI06]. En considérant ces équivalences, les équations (II.22) et (II.23) se réécrivent :

$$STF_c(\omega) = \frac{H_c(j\omega)}{1 + H(e^{j\omega T})} \quad (\text{II.24})$$

$$F_{aa}(\omega) = \frac{H_c(j\omega)}{H(e^{j\omega T})} \quad (\text{II.25})$$

Le filtre d'anti-repliement $F_{aa}(\omega)$ est ainsi le filtre qui, couplé à la STF d'un modulateur $\Sigma\Delta$ à temps discret, donne la fonction de transfert du signal STF_c d'un modulateur $\Sigma\Delta$ à temps continu.

Les fonctions de transfert du signal pour les modulateurs de second et quatrième ordres s'écrivent comme suit :

$$|STF_c(\omega)| = \begin{cases} \frac{2\omega_0 \omega \cos \omega T}{(\omega_0^2 - \omega^2)\sqrt{5 + 4 \cos 2\omega T}} & \text{ordre 2} \\ \frac{4\omega_0^2 \omega^2 (\cos \omega T)^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 \sqrt{21 + 24 \cos 2\omega T + 4 \cos 4\omega T}} & \text{ordre 4} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II.3.4. Conclusion

Dans cette section, la transformation d'un modulateur $\Sigma\Delta$ à temps discret vers un modulateur à temps continu a été expliquée. Bien que les modulateurs à temps continu soient sujet à des problèmes tels que le délai dans la boucle et le jitter d'horloge, ils présentent des avantages indéniables par rapport aux modulateurs à temps discret, d'une part, en offrant une consommation plus réduite pour des performances équivalentes et, d'autre part, en permettant

l'élimination du filtre anti-repliement puisque la fonction de transfert du signal réalise cette fonction implicitement.

La section suivante sera focalisée sur le type de résonateur utilisé en tant que filtre de boucle dans les convertisseurs à temps continu.

II.4. Modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande avec résonateurs MEMS

Suite à l'explication du fonctionnement des modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande, intéressons-nous à la nature du résonateur tenant le rôle de filtre de boucle. Dans le cas d'un système à temps discret, des résonateurs à capacités commutées (SC) sont employés tandis que pour un système à temps continu, les résonateurs implémentés sont de types LC, transconductance G_m -C ou MEMS/SAW. Les résonateurs SC offrent des facteurs de qualité élevés mais à des faibles fréquences. En effet, les non-idéalités telles que le gain limité des amplificateurs opérationnels (AOP) ou leur temps de réponse restreignent leur fonctionnement aux faibles fréquences (10-20 MHz) [SAL02]. Les résonateurs de types G_m -C et LC ont leurs facteurs de qualité limités ($Q < 20$ pour les résonateurs LC intégrés) à cause des effets de pertes et des non-idéalités du circuit [SHO97]. Bien qu'il soit possible d'améliorer le facteur de qualité par des procédés de perfectionnement du facteur Q , cela requiert des circuits additionnels qui peuvent détériorer la linéarité du circuit et nécessiter des ajustements automatiques [BAZ98]. Pour ces raisons, plusieurs groupes de recherches s'orientent [XU06], [YU07] vers l'utilisation de résonateurs MEMS et SAW qui offrent des facteurs de qualité élevés ($Q > 1000$) tout en éliminant les problèmes de non-idéalités énumérés ci-dessus. Par contre, leur intégration est actuellement réalisée hors-puce. Le Tableau II-2 présente une comparaison des performances des modulateurs d'ordre 2 en fonction du type de résonateurs utilisés. Le facteur de mérite (FOM) donné dépend du rapport signal sur bruit et distorsion ($SNDR_{max}$), de la bande passante du signal et de la puissance consommée :

$$FOM = SNDR_{max_dB} + 10 \log \left(\frac{\text{Bande passante du signal}}{\text{Puissance consommée}} \right) \quad (\text{II.27})$$

La comparaison des facteurs de mérite des différents modulateurs montre que les résonateurs MEMS et SAW apportent un réel intérêt par rapport aux résonateurs G_m -C, LC et SC. Le modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande fonctionnant à une fréquence d'échantillonnage de 4 MHz à néanmoins un FOM de plus faible valeur [XU04]. Ce résultat est dû à une imprécision lors de l'implémentation du MEMS dans la boucle du modulateur, voir la section V.4.3.

Tableau II-2 Performances des modulateurs $\Sigma\Delta$ d'ordre 2 en fonction du type de résonateur

Circuits	[WAN03]	[XU04]	[XU06]	[YU07]	[HSU00]	[GAO98]	[CHE02]
Technologie	CMOS 0,6 μm	CMOS 0,6 μm	CMOS 0,35 μm	CMOS 0,35 μm	CMOS 0,5 μm	Bipolaire 0,5 μm	CMOS 0,35 μm
Polarisation	-	3,3 V	3,3 V	3,3 V	3 V	5 V	1 V
Résonateur	MEMS	MEMS	MEMS	SAW	Gm-C	LC	SC
Puissance consommée	-	35 mW	28 mW	30 mW	47 mW	135 mW	12 mW
Fréquence d'échantillonnage	32 MHz	4 MHz	78,4 MHz	189,2 MHz	280 MHz	3,8 GHz	42,8 MHz
Fréquence centrale	8 MHz	1 MHz	19,6 MHz	47,3 MHz	70 MHz	950 MHz	10,7 MHz
Bande passante	200 kHz	200 kHz	200 kHz	200 kHz	200 kHz	200 kHz	200 kHz
OSR	80	10	196	473	700	9500	107
Plage de dynamique	47 dB	-	52,5 dB	57 dB	-	-	-
$SNDR_{max}$	-	22 dB	51 dB	54 dB	42 dB	49 dB	42,3 dB
FOM	-	89,57	119,54	122,24	108,29	110,71	114,52

Une comparaison similaire pour les modulateurs d'ordre 4 est donnée dans le Tableau II-3. L'intérêt du résonateur SAW est dans le cas des modulateurs d'ordre 4 moins pertinent au regard des facteurs de mérite. En effet, une égalité parfaite entre les fréquences de résonances des deux résonateurs implémentés dans le modulateur est difficile à obtenir engendrant une dégradation du rapport signal sur bruit, voir la section V.4.2.

Tableau II-3. Performances des modulateurs $\Sigma\Delta$ d'ordre 4 en fonction du type de résonateur

Circuits	[YU07]	[MAU00]	[TAO99]	[THA03]	[SAL03']		
Technologie	CMOS 0,35 μ m	SiGe	CMOS 0,35 μ m	CMOS 0,35 μ m	CMOS 0,35 μ m		
Polarisation	3,3 V	3 V	2,7 V / 3 V	$\pm 1,25$ V	3 V		
Résonateur	SAW	Gm-C	Hybride LC - SC	SC	SC		
Puissance consommée	30 mW	64 mW	330 mW	47,5 mW	24 mW		
Fréquence d'échantillonnage	189,2 MHz	800 MHz	400 MHz	92 MHz	80 MHz		
Fréquence centrale	47,3 MHz	200 MHz	100 MHz	23 MHz	20 MHz		
Bande passante	200 kHz	200 kHz	200 kHz	270 kHz	3,84 MHz	270 kHz	3,84 MHz
OSR	473	2000	1000	170,37	12	148,15	10,42
Plage de dynamique	57 dB	-	49 dB	-	-	86 dB	50 dB
$SNDR_{max}$	54 dB	68 dB	45 dB	80 dB	54 dB	78 dB	46 dB
FOM	122,24	132,95	102,83	147,55	133,08	148,51	128,04

Les résonateurs de types MEMS présentent un réel intérêt pour l'amélioration des performances des convertisseurs $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu. Cependant, la technologie utilisée pour la réalisation des résonateurs MEMS doit être suffisamment mature afin de minimiser les dispersions technologiques au niveau notamment de la fréquence de résonance. Cette affirmation est d'autant plus vraie pour un modulateur d'ordre élevé pour lequel les résonateurs doivent être parfaitement accordés.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, l'architecture du convertisseur $\Sigma\Delta$ a premièrement été décrite en expliquant, d'une part, la transformation d'un modulateur passe-bas vers un modulateur passe-bande et, d'autre part, leurs fonctions de transfert de bruit associées. Puis, le calcul du rapport signal sur bruit dans le cas du modulateur passe-bande a été présenté. La seconde partie a traité du principe de fonctionnement des modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu. La conception des modulateurs à temps continu est effectuée via une transformation des modulateurs à temps discret. Bien que les configurations à temps discret et continu présentent des fonctions de transfert du bruit identiques, leurs fonctions de transfert du signal sont différentes. En effet, le modulateur à temps continu possède une STF réalisant une fonction de filtrage implicite du signal et rendant inutile de ce fait l'utilisation d'un filtre anti-repliement avant la conversion analogique-numérique. La troisième partie a été axée sur les modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu utilisant des résonateurs MEMS en tant que filtre de boucle. L'emploi de ces résonateurs MEMS améliore les performances des modulateurs en particulier pour les configurations d'ordre 2. En effet, les configurations d'ordre plus élevé souffrent d'un désappariement entre les résonateurs affectant les performances du modulateur. Néanmoins, tous les résonateurs MEMS utilisés dans ces modulateurs n'offrent pas une intégration sur puce et ne permettent donc pas une intégration complète du récepteur telle que nous le souhaitons.

Dans le prochain chapitre, les différents types de résonateurs MEMS seront présentés et nous montrerons que certains résonateurs sont justement intégrables sur puce et favorables à la réalisation de convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu grâce à leur facteur de qualité élevé.

III. Résonateurs MEMS

III.1. Introduction

Dans le chapitre I et II, nous avons montré que l'inconvénient majeur des architectures à fréquence intermédiaire est l'impossibilité d'intégrer sur circuit monolithique aussi bien des filtres FI de canal que des résonateurs MEMS implémentés en tant que filtre de boucle dans les modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande. Par conséquent, ce chapitre sera consacré aux résonateurs MEMS.

Plusieurs familles de résonateurs MEMS peuvent être identifiées. Premièrement, nous pouvons citer les résonateurs basés sur un réseau LC, c'est-à-dire une combinaison d'inductances L et de capacités C . L'avantage de cette solution est la possibilité d'utiliser des éléments variables [REB03] tels que des inductances variables [WU05], [YU05], [OKA06] ou des condensateurs variables [SHA03]. Cependant, le facteur de qualité des inductances limite celui du résonateur. Malgré la diminution des pertes (par couplage substrat entre autres) apportée par les méthodes de fabrications micro-électro-mécaniques, les facteurs de qualité des inductances ne dépassent pas 50 [REB03]. Par ailleurs, le coût de fabrication et la manipulation délicate des inductances variables limitent leur utilisation. De plus, ces composants variables ont des procédés de fabrication incompatibles avec une intégration sur circuit monolithique. Enfin, ces résonateurs LC de part leurs dimensions conviennent à des fréquences au-dessus de 1 GHz et non à des fréquences d'utilisation autour de 100-200 MHz. Pour toutes les raisons citées ci-dessus, nous n'approfondirons pas les résonateurs de type LC puisque leurs caractéristiques ne conviennent pas à nos besoins. La seconde famille de résonateurs correspond aux résonateurs électromécaniques exploitant des poutres de polysilicium (PolySi). Ces dispositifs ont une plage de fonctionnement comprise entre 0 et 850 MHz. La troisième famille rassemble les résonateurs utilisant un matériau piézoélectrique tel que du quartz, du nitrure d'aluminium (AlN) ou de l'oxyde de zinc (ZnO). Ces résonateurs généralement fabriqués en technologie SAW (*Surface Acoustic Wave*) et BAW (*Bulk Acoustic Wave*) offrent respectivement des fréquences de fonctionnement allant de 50 MHz à 1,5 GHz et de 0.8 GHz à 10 GHz [LOE02].

Une première partie exposera le principe général de fonctionnement d'un résonateur. La deuxième partie traitera des résonateurs électromécaniques tandis que la troisième partie

détaillera les résonateurs piézoélectriques. Nous verrons que les structures fonctionnant en FI sont majoritairement réalisées sur une puce séparée du circuit intégré. Cependant, certaines technologies telles que les résonateurs à ondes de Lamb (LWR) ont des propriétés permettant d'éliminer ces difficultés d'intégration.

III.2. Principe de fonctionnement d'un résonateur

Un résonateur est une structure physique ayant une résonance mécanique à une fréquence nommée fréquence de résonance f_r . Les résonateurs MEMS sont des dispositifs mécaniques à échelle micrométrique remplissant un rôle de transducteur en convertissant le mouvement mécanique en un signal électrique et inversement. Différentes sortes de transducteur existent : électrostatique, magnétostrictif, thermique et piézoélectrique. Cependant, seules les méthodes piézoélectriques et électrostatiques permettent une transduction réversible et offrent la possibilité d'être co-intégrable sur circuit intégré. Ces deux solutions sont donc privilégiées dans la suite.

L'efficacité du procédé de conversion entre les énergies mécanique et électrique est définie à l'aide d'un coefficient nommé facteur de couplage électromécanique K^2 :

$$K^2 = \frac{\text{énergie mécanique stockée}}{\text{énergie électrique fournie}} = \frac{\text{énergie électrique stockée}}{\text{énergie mécanique fournie}} \quad (\text{III.1})$$

L'analogie entre les domaines mécanique et électrique est généralement utilisée pour modéliser les résonateurs MEMS à l'aide d'un modèle électrique [HUM04], voir la Figure III-1. Un résonateur mécanique est composé d'une masse M , d'un atténuateur D et d'un ressort K tandis qu'un résonateur électrique est constitué d'une branche motionnelle avec trois composants correspondant respectivement aux trois grandeurs mécaniques précitées : l'inductance L_m , la capacité C_m et la résistance R_m . De plus, un condensateur C_0 est ajouté au modèle représentant la capacité statique intrinsèque à la configuration du résonateur. La présence de cette capacité statique induit une fréquence de résonance parallèle (antirésonance). Les expressions de la résonance série f_s et de la résonance parallèle f_p s'écrivent comme suit :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}} \quad \text{et} \quad f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_m + C_0}{L_m C_m C_0}} \quad (\text{III.2})$$

Le facteur de qualité Q du résonateur est déterminé par le rapport entre la fréquence de résonance f_s et la bande passante à -3dB (BP_{-3dB}).

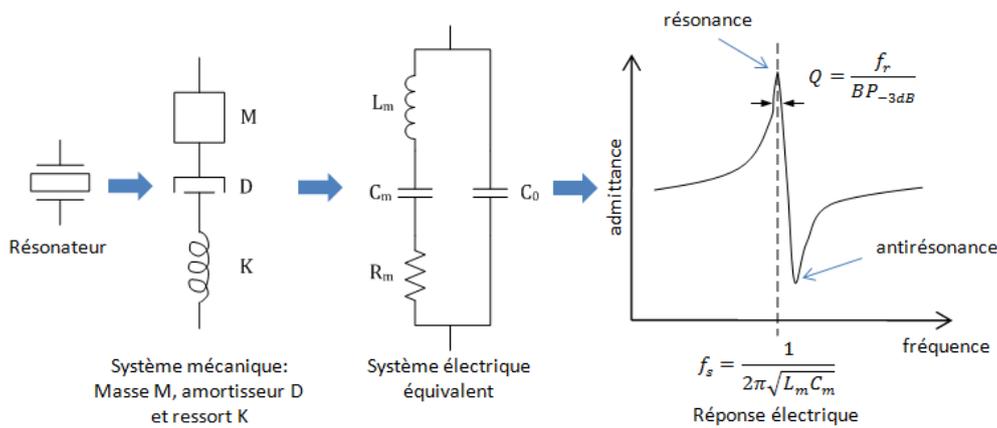


Figure III-1. Analogie entre les domaines mécanique et électrique

L'espacement entre les fréquences de résonance et d'antirésonance est lié au facteur de couplage électromécanique K^2 . Plus ce facteur de couplage K^2 est important, plus la distance entre f_r et f_a est élevée.

$$K^2 = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2} \quad (\text{III.3})$$

III.3. Résonateurs électromécaniques

III.3.1. Fonctionnement

Les résonateurs électromécaniques se composent de différentes familles : poutre vibrante [BAN00], poutre à mode longitudinal [MAT02], [KOS03], plaque à mode extensionnel carré de volume [KAA04], disques à mode elliptique [POU04] et de contour

[WAN04], anneaux [LI04], résonateur à espace capacitif diélectrique solide [LIN05] et poutres à mode de volume [AYA06].

Prenons le cas simple d'une poutre vibrante pour comprendre le fonctionnement d'un résonateur électromécanique. La structure se compose d'une poutre de largeur L et d'épaisseur h , voir la Figure III-2, disposée au-dessus d'une électrode fixe avec un espacement d_0 . La fréquence de résonance f_r pour une poutre vibrante s'énonce :

$$f_r = A_n \sqrt{\frac{E h}{\rho L^2}} \quad (\text{III.4})$$

Avec A_n un coefficient dépendant de l'harmonique de vibration, E le module de Young, ρ la densité.

La poutre vibrante est polarisée avec une tension continue (DC) V_p . Lorsqu'un signal RF est appliqué au résonateur au niveau de l'électrode fixe (activation), la poutre vibrante présente à la fréquence de résonance f_r un maximum de déplacement détecté par cette même électrode fixe (sortie), voir la Figure III-2. L'espacement initial d_0 doit être le plus faible possible afin de réduire la résistance motionnelle R_m dont la valeur illustre le niveau du signal transmis par le résonateur. En effet, plus R_m est élevée, plus la perte d'insertion du résonateur est importante. L'expression de cette résistance est donnée ci-dessous :

$$R_m = \frac{k_r}{\omega_r V_p^2} \frac{d_0^4}{\varepsilon_0^2 \varepsilon_r^2 S^2 Q} \quad (\text{III.5})$$

Avec k_r la constante de rigidité, ω_0 la pulsation à la résonance, ε_0 la permittivité du vide, ε_r la permittivité du matériau, S la surface de l'électrode et Q le facteur de qualité.

Le facteur de couplage électromécanique est approximativement égal à [HUM04]:

$$K^2 = \frac{\varepsilon_0 S V_p}{d_0^2} \quad (\text{III.6})$$

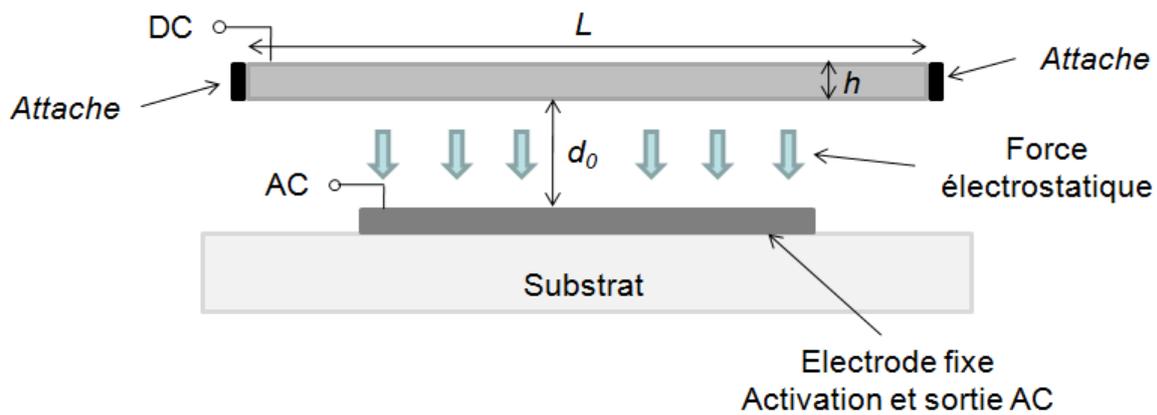


Figure III-2. Vue schématique d'une poutre vibrante

Ces résonateurs électromécaniques présentent des facteurs de qualité très élevés (jusqu'à 170000 sous vide à 13,1 MHz [KOS03]) et sont donc de très bons candidats pour remplacer les résonateurs à quartz non intégrables utilisés dans les circuits à référence de temps. Cependant, la stabilité en température, l'encapsulation et l'impédance motionnelle constituent des défis majeurs pour intégrer ce type de résonateurs dans les circuits monolithiques [CAS06]. Par exemple, la résistance motionnelle R_m peut atteindre $1\text{ M}\Omega$, voir le Tableau III-1. Cette résistance a un rôle fondamental lors de la conception des filtres et doit être la plus faible possible puisque la perte d'insertion du filtre, soit l'image de niveau du signal transmis, croît avec la valeur de R_m [POU4'].

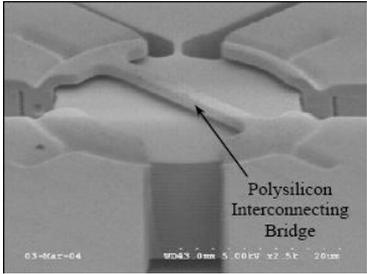
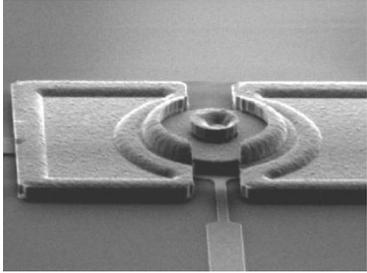
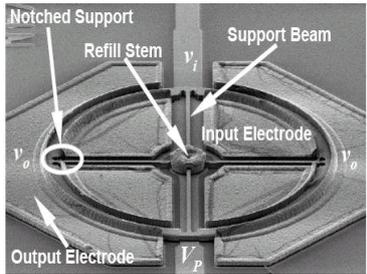
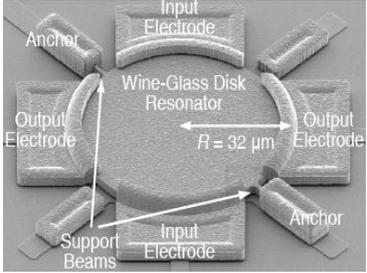
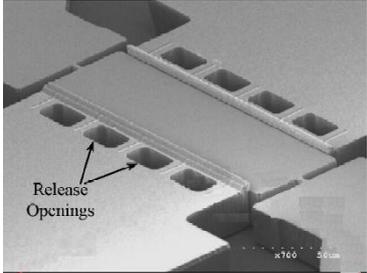
De plus, l'inconvénient majeur de ces résonateurs est qu'ils nécessitent une tension d'activation V_p élevée comprise entre 10 V et 100 V [MAT02]. Une étude a cependant montré qu'un résonateur électromécanique intégré au cours d'un processus standard CMOS avec une élimination préalable de l'oxyde fonctionne avec une tension d'activation de seulement 3 V [URA05]. Une alternative pour réduire V_p est d'utiliser des résonateurs MOSFET à membrane suspendue (RGS-MOSFET) [ABE05], [ABE06]. Le RGS-MOSFET exploite le canal de conductivité du MOSFET telle une électrode d'activation, tandis que la détection est obtenue à l'aide du courant de drain en sortie. Ainsi, une tension d'activation au-dessous de 1 V a été atteinte rendant ce type de résonateur compatible avec les tensions standards d'alimentation CMOS.

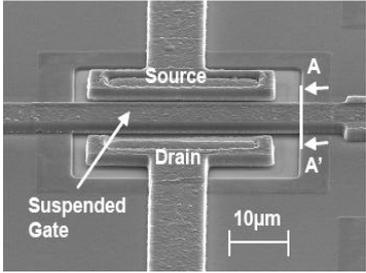
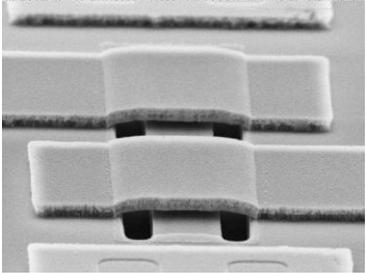
III.3.2. Etat de l'art des résonateurs électromécaniques

Le Tableau III-1 présente un état de l'art des résonateurs électromécaniques. Les photographies des différents dispositifs illustrent bien la diversité de ce type de résonateur. En effet, la configuration géométrique est extrêmement variable en fonction du mode de propagation des ondes : flexion, longitudinal, extensionnel carré, elliptique de volume, contour de volume, contour radial de volume, etc...

Tableau III-1. Etat de l'art des résonateurs électromécaniques

Résonateurs	Mode	Technologie		Performances	Vue SEM
		Substrat / Résonateur			
[BAN00]	Flexion	Si / polySi		$f_r = 8,76 \text{ MHz}$ $Q = 2000$ (vide) $R_m = 3.17 \text{ k}\Omega$ $V_p = 15 \text{ V}$	
[KOS03]	Longitudinal	DRIE SOI / Si		$f_r = 13,1 \text{ MHz}$ $Q = 170000$ (vide) $Q = 2000$ (air) $R_m = 1,05 \text{ M}\Omega$ $V_p = \text{non mentionné}$	
[KAA04]	Extensionnel carré de volume	DRIE SOI / Si		$f_r = 13,1 \text{ MHz}$ $Q = 130000$ $R_m = 4,47 \text{ k}\Omega$ $V_p = 60 \text{ V}$	

[POU04]	Elliptique de volume	HARPSS SOI / Si	$f_r = 149,3 \text{ MHz}$ $Q = 45700 \text{ (vide)}$ $Q = 25900 \text{ (air)}$ $R_m = 43,3 \text{ k}\Omega$ $V_p = 17 \text{ V}$	 <p>Polysilicon Interconnecting Bridge</p>
[WAN04]	Contour radial de volume	RIE Si / Diamant	$f_r = 1,51 \text{ GHz}$ $Q = 11500 \text{ (vide)}$ $Q = 10000 \text{ (air)}$ $R_m = 1,21 \text{ M}\Omega$ $V_p = 2,5 \text{ V}$	
[LI04]	Contour de volume	Si / polySi	$f_r = 72.07 \text{ MHz}$ $Q = 48000 \text{ (vide)}$ $R_m = 12,8 \text{ k}\Omega$ $V_p = 7 \text{ V}$	 <p>Notched Support Refill Stem Support Beam Input Electrode Output Electrode V_i V_o V_p</p>
[LIN05]	Espace capacitif diélectrique solide	Si / polySi	$f_r = 164,4 \text{ MHz}$ $Q = 20200 \text{ (vide)}$ $R_m = 4,99 \text{ k}\Omega$ $V_p = 10 \text{ V}$	 <p>Input Electrode Anchor Wine-Glass Disk Resonator $R = 32 \mu\text{m}$ Output Electrode Support Beams Input Electrode Anchor</p>
[AYA06]	Volume	HARPSS SOI / Si	$f_r = 762,5 \text{ MHz}$ $Q = 17300 \text{ (vide)}$ $R_m = 23,7 \text{ k}\Omega$ $V_p = 60 \text{ V}$	 <p>Release Openings</p>

[ABE06]	Flexion	(RSG- MOSFET) Si / AlSi	$f_r = 16,01 \text{ MHz}$ $Q = 641 \text{ (vide)}$ $R_m = 64 \text{ M}\Omega$ $V_p = 610 \text{ mV}$	
[GON07]	Flexion	Si / polySi	$f_r = 64,56 \text{ MHz}$ $Q = 60$ $R_m = 110 \text{ k}\Omega$ $V_p = 20 \text{ V}$	

III.4. Résonateurs piézoélectriques

Tandis que les résonateurs électromécaniques utilisent une poutre ou un disque généralement constitué de PolySi, voir section précédente, les résonateurs piézoélectriques exploitent les propriétés piézoélectriques des matériaux tels que l'AlN ou le ZnO. Ces résonateurs piézoélectriques peuvent être classés suivant trois sous-groupes selon leurs principes d'opération : résonateurs à ondes acoustiques de surface (SAW), résonateurs à ondes acoustiques de volume (BAW) et résonateurs à ondes de Lamb (LWR).

Une onde acoustique peut en effet se propager dans des matériaux solides suivant deux types de forme d'onde : une onde longitudinale où le mouvement des particules se fait dans la direction de la propagation et une onde de cisaillement (transverse, distorsion) où le mouvement des particules se fait dans une direction transverse à la direction de la propagation. Les ondes se propageant dans un milieu infini sont nommées ondes acoustiques de volume. Si le milieu comporte des limites, le comportement des ondes est gouverné par les conditions aux limites. En effet, les limites peuvent induire des types d'ondes supplémentaires telles les ondes de Rayleigh qui se propagent à la surface libre du matériau piézoélectrique. Ces ondes correspondent aux ondes acoustiques de surface (SAW). Elles sont caractérisées par un mouvement elliptique des particules du matériau dont l'amplitude décroît avec la profondeur.

III.4.1. Résonateur à ondes acoustiques de surface

Le mode de propagation des ondes acoustiques de surface (SAW) a été découvert par Rayleigh en 1887. Un résonateur SAW à 1 port se compose, d'une part, d'un transducteur à peignes interdigités (IDT) qui génère et réceptionne les ondes acoustiques de surface et, d'autre part, de deux réflecteurs qui réfléchissent les ondes et génèrent une onde stationnaire au sein du résonateur, voir la Figure III-3(a). L'application d'un champ électrique sur la structure par l'intermédiaire de deux électrodes placées aux extrémités de l'IDT engendre des ondes de compression et de cisaillement se propageant ensemble à la surface suivant les directions x et z . La résultante de ces déplacements mécaniques est la génération d'une onde acoustique latérale suivant x . Etant donné que les propriétés du piézoélectrique sont réversibles, ces vibrations mécaniques génèrent alors un champ électrique induit et de ce fait une autre onde acoustique. La résonance fondamentale est observée lorsque les vibrations mécaniques induites électriquement et le champ électrique induit mécaniquement forment ensemble une onde constructive. Ces deux ondes seront en résonance si l'espacement entre les peignes interdigités est égale à $\lambda/2$, λ étant la longueur d'onde du signal d'entrée, voir la Figure III-3(b) [LUB01].

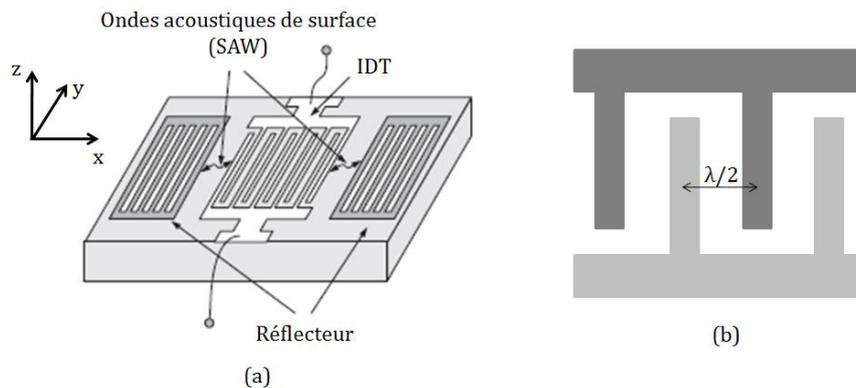


Figure III-3. (a) Résonateur SAW avec réflecteurs (b) espacement des peignes interdigités

Comme la fréquence est liée à l'espacement entre les électrodes, la fréquence de fonctionnement sera limitée par le pas minimal de lithographie suivant la dimension latérale. De ce fait, la plage de fréquence des résonateurs SAW se situe entre 30 MHz et 2,7 GHz [GOL07].

L'inconvénient majeur des résonateurs SAW est leur impossibilité de co-intégration avec un circuit monolithique. En effet, l'orientation cristalline du piézoélectrique nécessaire à une propagation des ondes de Rayleigh n'est pas compatible avec un dépôt du piézoélectrique sur un substrat Si. Par conséquent, les résonateurs SAW sont soit des composants discrets, soit reportés sur le circuit intégré.

III.4.2. Résonateurs à ondes acoustiques de volume

Un résonateur BAW est composé d'un matériau piézoélectrique (AlN, ZnO, PZT) confiné entre deux électrodes métalliques, voir la Figure III-4. L'application d'un champ électrique sur la structure par l'intermédiaire des deux électrodes engendre des contractions et des expansions de la couche piézoélectrique suivant la direction z , générant une onde acoustique verticale. La structure est en résonance si l'épaisseur de la couche piézoélectrique $t_{piézo}$ est égale à $\lambda/2$, λ étant la longueur d'onde du signal d'entrée.

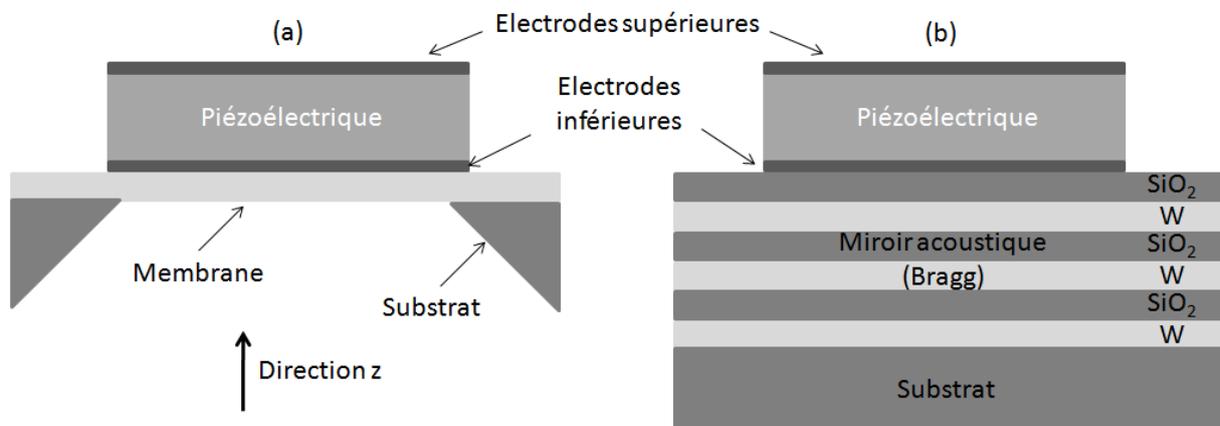


Figure III-4. Résonateurs BAW (a) FBAR (b) SMR

Les résonateurs à ondes de volume nécessitent que leurs deux interfaces hautes et basses puissent vibrer librement afin de soutenir la résonance. En termes mathématiques, cela signifie que les conditions aux limites des deux faces du piézoélectrique devraient être telles qu'une onde acoustique stationnaire apparaisse dans la cavité. En outre, ces conditions aux limites correspondent à un profond changement de l'impédance acoustique à la transition entre les deux milieux. Afin de satisfaire à ces conditions, deux configurations de résonateurs BAW sont utilisées [WEI02]: soit le résonateur est placé sur une membrane au-dessus d'un

espace d'air (FBAR : *Film Bulk Acoustic Resonator*), Figure III-4(a) ; soit l'empilement du résonateur est disposé sur un miroir acoustique accordé pour réfléchir les ondes acoustiques à la fréquence de résonance (SMR : *Solidity Mounted Resonator*), Figure III-4(b).

Un FBAR est typiquement réalisé en effectuant un dépôt de piézoélectrique sur le substrat puis en gravant de la face arrière du substrat pour former la membrane et définir la cavité de résonance [LUB01], [SU01], [PAR03]. Bien que cette technique permette d'obtenir des résonateurs à fort facteur de qualité grâce à leur très bonne isolation acoustique, le principal inconvénient de cette configuration est sa fragilité, spécialement dans les cas où plusieurs FBAR sont fabriqués sur une surface réduite comme pour le cas des filtres par exemple. En effet, les résonateurs sont alors sujets aux fortes contraintes mécaniques du substrat en Si.

Pour surmonter cette limitation et faciliter l'intégration sur circuit intégré, un procédé de fabrication micro-mécanique (*micromachining*), consistant à déposer le résonateur et la membrane sur une couche sacrificielle éliminée par la suite, est utilisé [KIM02], [LAN02] [DIA06], [OST06]. Cette technique permet d'intégrer les FBARs sur des puces CMOS [SUN04] et BiCMOS [DUB06]. Contrairement aux résonateurs SAW, l'orientation cristalline nécessaire à la propagation des ondes acoustiques est compatible avec un dépôt de piézoélectrique. Cette caractéristique autorise ainsi une intégration sur circuit monolithique.

Une autre approche pour réaliser des résonateurs BAW est le SMR, Figure III-4(b) [LAK95]. Un SMR se compose d'un piézoélectrique confiné entre deux électrodes disposées directement sur un substrat porteur. Afin d'isoler acoustiquement le résonateur et donc de permettre à la structure de résonner comme expliqué plus haut, le SMR est isolé du substrat à l'aide d'un miroir acoustique nommé miroir de Bragg. Ce miroir consiste en un empilement de couches d'épaisseurs égales à un quart de la longueur d'onde et présentant alternativement des impédances acoustiques de valeurs faibles et élevées. A chaque interface des couches du miroir de Bragg, une partie de l'énergie acoustique de l'onde est réfléchi. Ainsi, l'amplitude de l'onde diminue avec le niveau de profondeur dans le réflecteur. Le nombre de couches nécessaire pour obtenir une réflexion parfaite est déterminé par le rapport de leurs impédances acoustiques [KIM00]. Typiquement, les couches d'impédances élevées sont fabriquées en tungstène (W), en molybdène (Mo), en oxyde de tantale (Ta_2O_5) ou en nitrure d'aluminium (AlN) tandis que les couches de faibles impédances sont réalisées soit en oxyde de silicium

(SiO₂) soit en aluminium (Al). L'intérêt principal du SMR est de permettre d'accorder la fréquence de résonance après fabrication en réalisant un dépôt de matériau ou une gravure de l'électrode supérieure. Le FBAR n'a pas cette souplesse puisqu'une fois la membrane libérée, le résonateur ne résisterait pas aux contraintes qu'imposerait un dépôt ou une gravure supplémentaire.

Tandis que les résonateurs SAW ont une plage de fonctionnement en fréquence limitée à environ 2,7 GHz comme expliqué dans la section précédente, les résonateurs BAW peuvent fonctionner à plus hautes fréquences puisque leur fréquence dépend de l'épaisseur du piézoélectrique (et également des autres couches : électrodes, membranes,...) et n'est donc pas limitée par le pas minimal de lithographie. Par contre, les résonateurs BAW sont restreints à un fonctionnement au-dessus de 800 MHz. En effet, pour une telle fréquence de résonance, l'épaisseur du piézoélectrique est alors supérieure à 6 μm ($t_{piézo} = \lambda/2$) et atteint les limites technologiques. Ainsi, la plage de fonctionnement des résonateurs BAW se situe entre 800 MHz et 10 GHz [LOE02].

La modélisation des résonateurs BAW se fait généralement en considérant que l'épaisseur de la structure est très petite par rapport à sa largeur et à sa longueur (en général un rapport d'environ 1/50). Ainsi, en négligeant les propagations des ondes suivant la largeur et la longueur, l'expression mathématique de l'admittance en fonction de la fréquence et des propriétés des matériaux peut être déterminée [STA88]. Or, lorsque ce rapport des dimensions n'est plus respecté (cas où l'on souhaite réduire la taille du résonateur), les propagations d'ondes suivant les dimensions latérales ne peuvent plus être négligées [MIL03], [MAK04], [RUB05], [RUB05']. Ces propagations parasites latérales, composées entre autres d'ondes de Lamb, affectent la réponse en admittance des résonateurs en créant des ondulations et, par conséquent, induisent des pertes acoustiques diminuant le facteur de qualité du résonateur.

III.4.3. Résonateurs à ondes de Lamb

III.4.3.1. Qu'est-ce qu'une onde de Lamb ?

Les ondes de Lamb, utilisées dans des lignes à retard [PAP80] et différents capteurs [TIR93], [LAU00], [DUH06], sont des ondes acoustiques qui se propagent dans une plaque d'épaisseur finie. Généralement, ces ondes dépendent du rapport entre l'épaisseur de la plaque

et la longueur d'onde [YAN05]. Dans le cas d'un matériau limité par deux plans parallèles, des ondes de Rayleigh (SAW) se propagent sur chacun des plans tant que leur distance est grande par rapport à λ . Cependant, lorsque cette distance tend vers une valeur proche de λ , ces ondes de surface se couplent et créent des ondes de volume particulières nommées ondes de Lamb [LAM17]. Ces ondes de Lamb peuvent se propager suivant deux modes : symétrique S_n et antisymétrique A_n (l'indice n indique l'ordre du mode). La différence entre ces deux modes tient dans la symétrie des déplacements des particules associés aux ondes par rapport au plan milieu de la plaque, voir la Figure III-5.

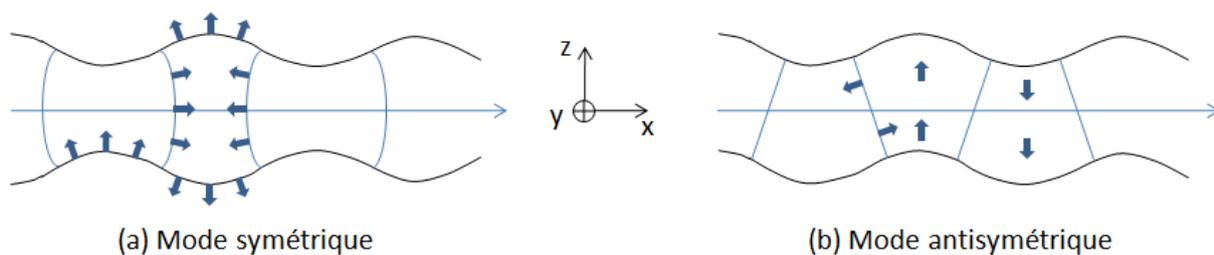


Figure III-5. Les modes symétrique et antisymétrique des ondes de Lamb

Comme la propagation induit un déplacement des particules suivant deux dimensions, directions x et y (on suppose la dimension de la structure infinie suivant y), l'expression analytique de l'admittance équivalente à celle employée pour les résonateurs BAW devient dans ce cas extrêmement complexe. Ainsi, un outil de calcul numérique, précisément un logiciel de modélisation par éléments finis (FEM), est utilisé afin de modéliser la propagation des ondes de Lamb. Cependant, l'intérêt croissant pour la réalisation de résonateurs exploitant ces ondes amène des groupes de recherche à développer des modèles analytiques [YAN05].

III.4.3.2. Le résonateur à ondes de Lamb

Les résonateurs à ondes de Lamb exploitent le mode symétrique S_0 qui est le premier mode observé en fréquence avec le mode antisymétrique A_0 . Le choix du mode S_0 est justifié, d'une part, du fait qu'il a une vitesse de phase v_φ importante de l'ordre de $10000\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ (plus cette vitesse est élevée, plus il est aisé d'augmenter la fréquence de fonctionnement, voir l'équation (III.7)) et, d'autre part, qu'il est le seul à être faiblement dispersif (lorsque l'épaisseur du piézoélectrique est très petite par rapport à λ [BJU05]) contrairement au mode A_0 en basse fréquence (au-dessous de 1 GHz dans notre cas) et aux modes S_n et A_n ($n=1, 2$,

3,...) qui possèdent tous une fréquence de coupure à mesure que la fréquence augmente ; en d'autres termes plus la fréquence est élevée, plus le nombre de modes est important [VOL04], [YAN05]. A noter que l'apparition de ces modes supplémentaires dépend de l'épaisseur du résonateur. Ainsi, en choisissant une épaisseur de piézoélectrique (AlN) comprise entre $0,1\lambda$ et $0,2\lambda$, seuls les modes de Lamb S_0 et A_0 sont observés [YAN07]. Cette règle de conception est adaptée pour des résonateurs fonctionnant au-dessus de 500 MHz. En effet, comme λ est égale au rapport entre la vitesse de phase des ondes de Lamb v_ϕ ($\sim 10000 \text{ m.s}^{-1}$) et la fréquence, un résonateur fonctionnant à 150 MHz nécessiterait une épaisseur de piézoélectrique comprise entre $6,66 \mu\text{m}$ et $13,33 \mu\text{m}$. Or, la technologie actuelle ne permet pas d'obtenir des épaisseurs si élevées. Cependant, comme notre objectif est de concevoir des résonateurs fonctionnant au-dessous de 500 MHz et que ces modes supplémentaires apparaissent à de plus hautes fréquences, cette contrainte de conception n'est pas indispensable dans notre cas.

III.4.3.3. Fonctionnement d'un LWR

L'application d'un champ électrique sur la structure par l'intermédiaire des deux électrodes engendre des contractions et des expansions de la couche piézoélectrique suivant les directions x et z , générant une onde acoustique à propagation latérale. La structure est en résonance si la largeur de la couche piézoélectrique L est égale à $\lambda/2$, λ étant la longueur d'onde du signal d'entrée, voir la Figure III-6(b). L'expression de la fréquence de résonance f_r s'écrit :

$$f_r = \frac{nv_\phi}{2L} \quad (\text{III.7})$$

avec n le rang de l'harmonique (1 : fondamental, 3 : harmonique trois, etc...). La vitesse de phase v_ϕ des ondes de Lamb dans le résonateur dépend, d'une part, de la fréquence de fonctionnement et, d'autre part, des épaisseurs et des propriétés des différents matériaux constituant le résonateur (piézoélectrique, électrodes, membrane, ...). Cette vitesse peut être déterminée par le calcul des courbes de dispersions à l'aide de la simulation FEM.

Par conséquent, tandis que la fréquence de résonance des résonateurs BAW (FBAR et SMR) ne peut être modifiée que par une variation des épaisseurs des matériaux, les

résonateurs à ondes de Lamb offrent deux degrés de liberté pour ajuster leur fréquence de résonance : la largeur L du résonateur au premier ordre et les épaisseurs des différents matériaux au second d'ordre. Nous verrons que cette caractéristique est un avantage pour la réalisation de filtre.

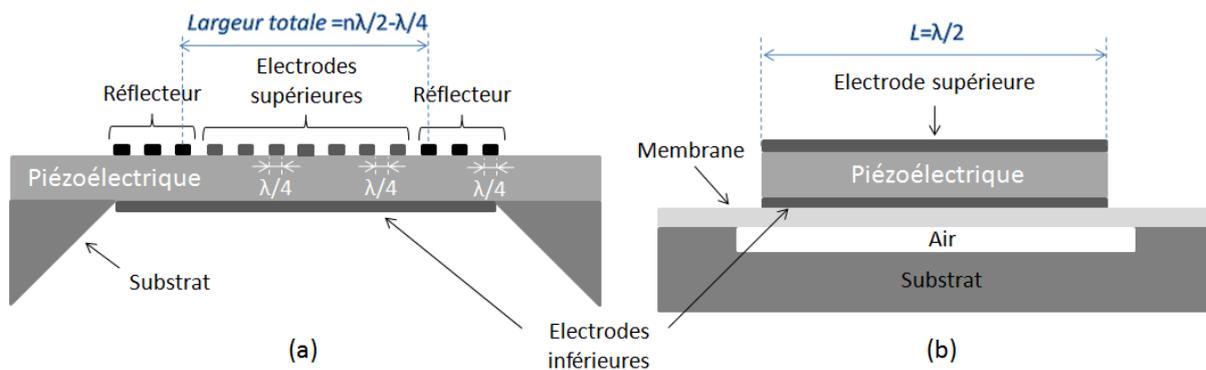


Figure III-6. Configuration schématique d'un résonateur à ondes de Lamb (a) LWR de type IDT avec réflecteurs latéraux (b) LWR sur membrane à géométrie réduite

Les résonateurs à ondes de Lamb (LWR) possèdent une configuration géométrique proche de celle d'un FBAR dans le sens où un piézoélectrique (AlN) est confiné entre deux électrodes. En effet, le LWR doit être libre de vibrer verticalement comme dans le cas d'un FBAR. Le résonateur est donc placé au-dessus d'un espace d'air : soit l'empilement est disposé directement sur un substrat en Si avant d'effectuer une gravure de la face arrière [YAN07], voir la Figure III-6(a) ; soit l'empilement est disposé sur une membrane placée sur une couche sacrificielle que l'on élimine par la suite [VOL05], voir la Figure III-6(b). La première configuration n'est à l'heure actuelle pas compatible avec une intégration sur circuit monolithique contrairement à la seconde solution. De plus, une étude a montré la faisabilité d'une co-intégration de LWR et de FBAR en employant cette seconde méthode de fabrication [VOL05] ; cette co-intégration impose la contrainte que les deux types de résonateurs possèdent la même épaisseur de matériau piézoélectrique, ce dernier étant déposé en pleine plaque.

Comme les ondes de Lamb se propagent latéralement, les flancs du résonateur doivent être également libres de vibrer [VOL05]. Une première méthode consiste à graver le piézoélectrique afin de délimiter la dimension latérale du résonateur, qui impose la fréquence de résonance. Cette configuration correspond au schéma de la Figure III-6(b).

La seconde approche consiste à utiliser des réflecteurs latéraux pour isoler le résonateur acoustiquement [YAN07], voir le schéma du résonateur sur la Figure III-6(a). Cette méthode est basée sur le même principe que les réflecteurs latéraux des résonateurs SAW, voir la Figure III-3, et les miroirs de Bragg des SMR voir la Figure III-4(b) : des zones de largeurs égales à $\lambda/4$ et présentant des impédances acoustiques faibles et élevées alternativement sont disposées de part et d'autre du résonateur. Une diminution de l'impédance acoustique est obtenue par le dépôt d'une électrode métallique sur le matériau piézoélectrique.

III.4.3.4. Fonctionnement du LWR sur les harmoniques

Contrairement à un résonateur BAW dont la technologie ne permet pas de travailler à une fréquence au-dessous de 800 MHz (à cause d'une épaisseur de piézoélectrique trop élevée), le LWR peut fonctionner à une fréquence plus faible (jusqu'à 20 MHz) car sa fréquence de résonance dépend principalement de la largeur de la structure, voir l'équation (III.7). Par contre, son fonctionnement en haute fréquence est limité par la précision des procédés de lithographie. En effet, une fréquence de fonctionnement élevée implique un résonateur très fin.

Une astuce de conception permet cependant de contourner cette limitation. Le LWR schématisé sur la Figure III-6(b) exploite le mode fondamental S_0 correspondant au cas où n est égal à 1 dans l'équation (III.7). L'électrode supérieure a une surface active recouvrant totalement le résonateur. Cependant, l'analyse spectrale révèle la présence d'harmoniques supérieures ($n = 3, 5, \dots$) dont l'amplitude est atténuée à mesure que la fréquence augmente. Or, en modifiant la surface active de l'électrode supérieure, le LWR peut fonctionner sur des harmoniques spécifiques [VOL04], [VOL05]. Par exemple, une surface d'électrode supérieure égale aux deux tiers de la surface totale du résonateur active la troisième harmonique, voir la Figure III-7.

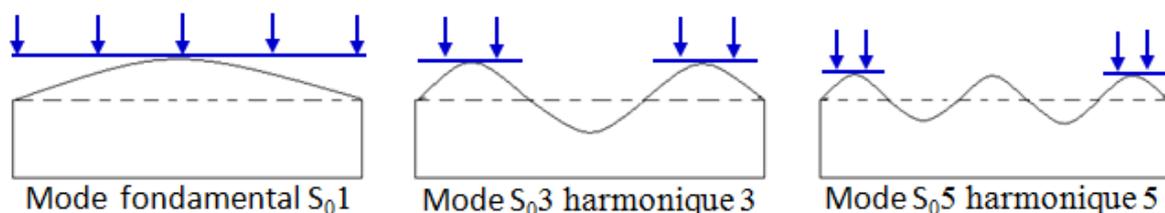


Figure III-7. Activation des harmoniques en fonction de la surface de l'électrode supérieure

Malheureusement, le facteur de couplage électromécanique K^2 diminue à mesure que la fréquence augmente. En effet, le K^2 le plus élevé est obtenu pour le mode fondamental. Une étude a montré que la présence d'une électrode supérieure déphasée par rapport aux électrodes d'activation améliore le facteur de couplage électromécanique [VOL04], [VOL05]. La Figure III-8 présente l'exemple d'un résonateur fonctionnant sur l'harmonique 3 avec une électrode déphasée. Cette configuration permet d'optimiser le facteur de couplage électromécanique de l'harmonique 3 : la valeur de K^2 atteint ainsi celle d'un résonateur fonctionnant sur le mode fondamental. Dans le cas d'un résonateur utilisant une électrode déphasée, l'électrode inférieure devient flottante.

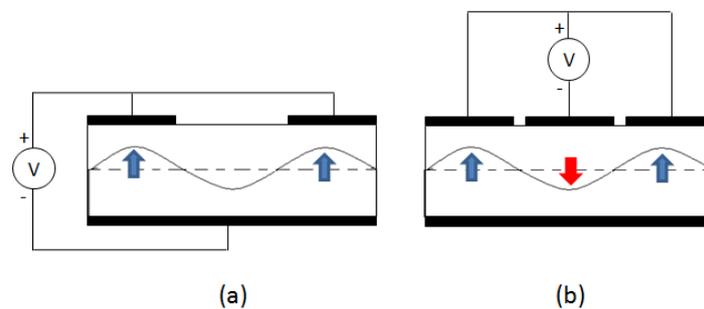


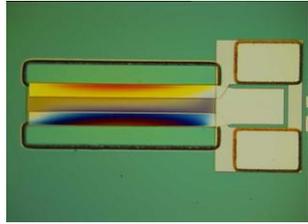
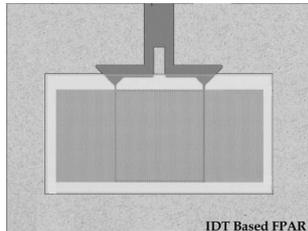
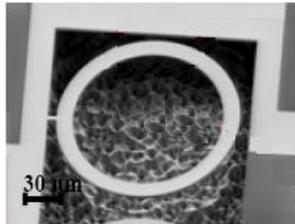
Figure III-8. Résonateur fonctionnant sur l'harmonique 3 (a) sans et (b) avec électrode déphasée

En utilisant cette astuce de conception, il devient alors possible d'activer un résonateur à ondes de Lamb à différentes fréquences tout en conservant une largeur L constante.

III.4.3.5. Etat de l'art des résonateurs aux fréquences UHF-VHF

Le Tableau III-2 présente des résonateurs piézoélectriques utilisant différents modes de fonctionnement : à ondes de Lamb, à mode de flexion et à mode de contour. Tous les résonateurs possèdent un piézoélectrique en AlN disposé au-dessus d'un substrat Si hormis celui fonctionnant sur un mode de flexion qui utilise un piézoélectrique en ZnO sur un substrat SOI [HUM03]. Bien que les résonateurs à mode de contour soient intégrables sur une puce CMOS, les résonateurs à ondes de Lamb [VOL05] et [VOL07] sont les seuls résonateurs dont une étude ait confirmé leur co-intégration avec des résonateurs BAW de type FBAR. Par ailleurs, les résonateurs à ondes de Lamb IDT [YAN07] offrent des facteurs de qualité élevés mais leur surface est très élevée en comparaison d'un LWR à géométrie réduite [VOL05].

Tableau III-2. Résonateurs piézoélectriques à ondes de Lamb, à mode de flexion et de contour

Résonateurs	Type	f_r	Q	k_{eff}^2	Dimensions	Photographie
[VOL05]	Lamb	92 MHz	2000 (air)	0,8 %	455 μm \times 100 μm	
[BJU05]	Lamb IDT	570 MHz	880 (air)	0,8 %	535 μm \times 350 μm	
[YAN07]	Lamb	885 MHz	3000 (air)	0,18%	980 μm \times 635 μm	
[HUM03]	Flexion	210 MHz	3000 (vide)	-	60 μm \times 30 μm	-
[PIA06 [*]]	Contour	229,9 MHz	4300 (air)	-	-	

De plus, un des avantages des résonateurs piézoélectriques par rapport aux résonateurs électromécaniques est de proposer des résistances motionnelles R_m de faibles valeurs (au-dessous de 1k Ω) favorables à la réalisation de filtre.

Pour toutes les raisons citées ci-dessus, le choix de nos recherches s'est orienté vers les résonateurs à ondes de Lamb pour remplacer les résonateurs SAW standard non intégrables dans les architectures RF à fréquence intermédiaire.

III.5. Conclusion

Les résonateurs MEMS ont été présentés dans ce chapitre. Premièrement, les caractéristiques principales d'un résonateur, telles que les fréquences de résonance et

d'antirésonance, le facteur de qualité et le facteur de couplage électromécanique, ont été développées.

Dans une seconde partie, le fonctionnement des résonateurs électromécaniques a été exposé. Si ces types de structures offrent des facteurs de qualité très élevés (jusqu'à 170000 dans le vide), ils nécessitent généralement une tension d'activation élevée (jusqu'à 100V). De plus, leurs résistances motionnelles élevées (de quelques $k\Omega$ à plusieurs $M\Omega$) sont pénalisantes dans l'optique de réaliser des filtres puisqu'elles induiront des pertes d'insertion élevées.

Les résonateurs utilisant un matériau piézoélectrique ont fait l'objet de la troisième partie. Trois familles de résonateurs ont été distinguées en fonction du mode de propagation des ondes: SAW, BAW et à ondes de Lamb. L'inconvénient majeur des résonateurs SAW est leur impossibilité d'intégration sur circuit monolithique qui limite l'utilisation des architectures de réception employant des filtres basés sur ce type de résonateur, voir section I.3.1.1. Les résonateurs BAW, bien que compatibles avec une intégration sur circuit monolithique, ne sont pas exploités à des fréquences au-dessous de 800 MHz à cause des contraintes technologiques (épaisseur de la couche piézoélectrique trop élevée). Par contre, les résonateurs à ondes de Lamb permettent un fonctionnement à des fréquences comprises entre 40 MHz et 900 MHz tout en offrant une intégration sur puce compatible avec la technologie FBAR. Cet aspect ouvre la perspective de réaliser simultanément des résonateurs et des filtres RF et FI intégrés sur circuit monolithique.

Pour les raisons citées ci-dessus, notre choix s'est donc orienté vers la réalisation de résonateurs et filtres à ondes de Lamb dans le but de remplacer les structures SAW non intégrables. De plus, un aspect important non abordé dans ce chapitre mais développé dans le suivant conforte notre choix : nous verrons que les filtres basés sur les résonateurs à ondes de Lamb offrent des impédances d'adaptation élevées ($1k\Omega$, $2k\Omega$) favorables à la faible consommation.

IV. Conception de résonateurs et filtres à ondes de Lamb

IV.1. Introduction

Dans le chapitre I, nous avons expliqué que le problème majeur des architectures hétérodynes numériques est l'intégration du filtre de canal en fréquence intermédiaire qui est actuellement réalisé en technologie SAW. Puis, dans le chapitre III, nous avons présenté les deux types de résonateurs MEMS, à savoir mécanique-capacitif et piézoélectrique. Notre choix s'est orienté vers les résonateurs exploitant la propagation d'ondes latérales, dites à ondes de Lamb, et offrant un processus de fabrication compatible avec celui des résonateurs de type FBAR.

Dans ce chapitre, la conception des résonateurs et des filtres à ondes de Lamb sera présentée. Premièrement, nous décrirons la technologie employée et les optimisations effectuées pour améliorer les performances des dispositifs telles que le facteur de qualité des résonateurs. Deuxièmement, nous détaillerons les différentes étapes de la conception des résonateurs, puis des filtres exploitant un couplage électrique ou acoustique des résonateurs. Troisièmement, la conception topologique des masques incluant les règles de dessin sera exposée. Enfin, une quatrième section présentera les résultats de mesures des résonateurs et filtres à ondes de Lamb.

IV.2. Etude technologique

Cette partie expose la technologie utilisée pour la réalisation des résonateurs et des filtres à ondes de Lamb. Dans un premier temps, nous expliquerons les améliorations apportées par rapport à la technologie existante du CEA-LETI, puis, dans un second temps, nous détaillerons l'empilement technologique.

IV.2.1. Optimisation de la technologie existante

Cette section expose dans un premier temps l'étude effectuée dans le but d'améliorer les performances des résonateurs à ondes de Lamb en termes de facteur de qualité Q et de facteur de couplage électromécanique. Pour réaliser cette optimisation, nous nous sommes basés sur des résonateurs existants [VOL05] dont le facteur Q maximal atteint est de 2000 et le facteur

de couplage n'excède pas 0,8 %. Notre objectif principal est d'augmenter le facteur de couplage électromécanique car, comme nous le verrons plus tard, cette quantité est liée à la largeur de la bande du filtre. En effet, si nous nous fixons une bande passante de 2 MHz pour des filtres de fréquence centrale de 150 MHz, le facteur de couplage électromécanique de 0,8 % pour les résonateurs sera trop faible. Dans un second temps, l'empilement technologique satisfaisant aux objectifs cités ci-dessus ainsi que le procédé de fabrication seront présentés.

IV.2.1.1. Facteur de couplage électromécanique

Les résonateurs à ondes de Lamb existants et développés au LÉTI ont un facteur de couplage électromécanique k_t^2 faible ($\sim 0.8\%$). Cette valeur limite la bande passante des filtres réalisables à partir de ces résonateurs. L'équation (IV.1) [PIA05] permet d'estimer la bande passante d'un filtre à couplage électrique en fonction du facteur de couplage. Les quantités f_{ps} et f_{sp} représentent respectivement la fréquence de résonance parallèle des éléments séries et la fréquence de résonance série des éléments parallèles composant le filtre, voir la section IV.IV.3.3.1. f_c est la fréquence centrale du filtre.

$$\frac{f_{ps}-f_{sp}}{f_c} \cong \frac{8}{\pi^2} k_t^2 \quad (\text{IV.1})$$

Ainsi, l'espacement maximum entre f_{ps} et f_{sp} ne dépassera pas 973 kHz pour un filtre centré à 150 MHz et constitué de résonateurs ayant un k_t^2 égal à 0.8%. La bande passante réelle du filtre déterminée à -3dB du gain maximum sera donc encore plus étroite.

Pour augmenter la bande passante, nous avons deux degrés de liberté. Soit la fréquence centrale du filtre f_c peut être augmentée tout en sachant que plus la fréquence sera élevée, moins la largeur du résonateur sera grande, voir l'équation (III.7), soit le facteur de couplage électromécanique peut être amélioré en s'intéressant aux propriétés des matériaux utilisés. La première solution a le double inconvénient d'impliquer des contraintes systèmes et technologiques. En effet, plus la fréquence centrale du filtre sera élevée, plus le système de transmission radio devra fonctionner à plus haute fréquence et plus le résonateur sera étroit. Or la technologie employée rend la réalisation de structures fines délicate comme nous le verrons plus loin.

Les résonateurs à ondes de Lamb réalisés précédemment au Léti [VOL05] possèdent l'empilement technologique suivant : le piézoélectrique en nitrure d'aluminium (AlN) d'une épaisseur de 550 nm est placé entre deux électrodes de platine (Pt). Cet empilement est disposé sur une membrane en nitrure de silicium (Si_3N_4) en suspension au-dessus d'un espace d'air tel que décrit à la Figure IV-1.

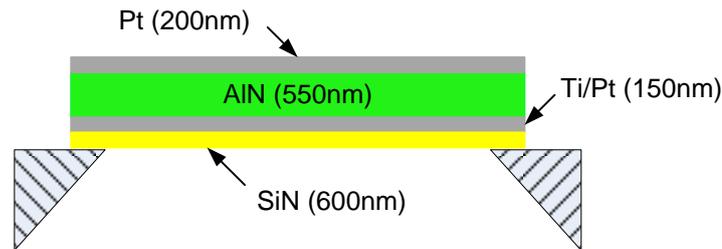


Figure IV-1. Empilement technologique d'un résonateur à ondes de Lamb

Dans cet empilement, l'épaisseur du piézoélectrique est du même ordre de grandeur que les épaisseurs des autres matériaux. Ainsi, une grande partie des ondes de Lamb se disperse au sein des différentes couches de l'empilement. Or les matériaux composant les électrodes et la membrane ne possèdent pas un rôle de transduction tel que le matériau piézoélectrique. La conséquence directe de cette dispersion est alors une diminution du facteur de couplage électromécanique. Nous avons donc choisi d'augmenter l'épaisseur du matériau piézoélectrique tout en réduisant les épaisseurs des autres matériaux afin d'améliorer le coefficient de couplage. Ainsi, une modélisation par éléments finis à l'aide du logiciel ATILA, nous a confirmé que des épaisseurs d'AlN et de Si_3N_4 égales à 1,5 μm et 400 nm respectivement permettent d'atteindre un facteur de couplage électromécanique de 2% contre 0,8% pour les résonateurs existants [VOL05]. Ainsi, il devient envisageable de réaliser des filtres de largeur de bande égale à 2 MHz à des fréquences de l'ordre de 150 MHz.

Cependant, augmenter l'épaisseur de l'AlN pose un défi technologique. En effet, comme nous utilisons une gravure humide isotrope et très rapide de l'AlN avec du H_3PO_4 , la sur-gravure latérale devient très importante : elle atteint une valeur de 15 μm pour une épaisseur d'AlN de 1,5 μm . On pourrait se poser la question : « pourquoi ne pas utiliser cet outil pour graver l'AlN et éliminer sa sur-gravure ? » Malheureusement, l'épaisseur d'AlN (1,5 μm) est trop élevée pour employer une gravure ionique dans un temps acceptable (cela nécessiterait environ 2 heures contre une dizaine de secondes avec une gravure chimique).

Etant donné que la fréquence de résonance des LWRs dépend de la largeur du matériau piézoélectrique, largeur qui doit donc être très précisément contrôlée, il est clair qu'une sur-gravure si importante ne peut être tolérée. Même si la sur-gravure est contrôlée et reproductible, elle induira une fragilisation de la structure, voir la section IV.5. A titre d'exemple, une variation de 1 μm sur la largeur du résonateur induit une variation de 1 MHz sur la fréquence de résonance dans le cas d'un LWR fonctionnant à 100 MHz.

Cependant, cette sur-gravure de 15 μm a été observée sur un film d'AlN non-recouvert par un autre matériau contrairement à nos résonateurs sur lesquels une électrode en molybdène est placée au-dessus de la couche piézoélectrique. En effet, si l'on s'intéresse au comportement de la sur-gravure du piézoélectrique à l'interface de l'AlN entre les domaines avec et sans électrode, on remarque un arrêt quasi-total de la sur-gravure comme le montre la Figure IV-2.

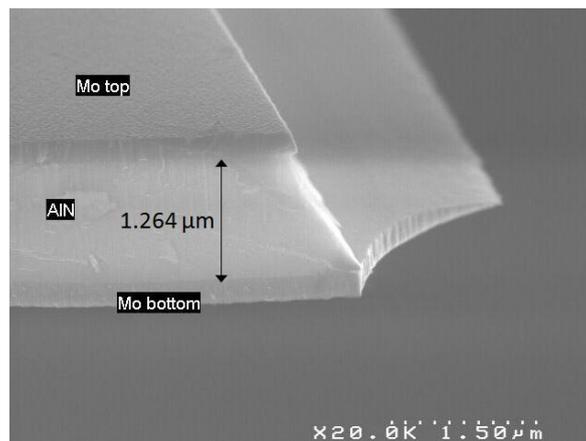


Figure IV-2. Sur-gravure de l'AlN avec électrode supérieure

Sur cette même figure, on observe une autre caractéristique du comportement de la sur-gravure latérale: elle n'est pas uniforme le long de l'épaisseur du piézoélectrique. En effet, elle crée une pente dont l'impact sur la propagation des ondes de Lamb serait difficile à modéliser.

Pour éviter l'apparition de cette pente et obtenir des flancs droits, nous avons placé les électrodes inférieure et supérieure (en molybdène) cote-sur-cote. La Figure IV-3 illustre la validité de cette approche. Une sur-gravure latérale de 579 nm est observée pour une épaisseur d'AlN de 1.264 μm . En extrapolant ce résultat à la configuration de nos résonateurs

possédant une épaisseur d'AlN égale à 1.5 μm , nous estimons une sur-gravure d'un micromètre. Donc, d'une part, la présence d'une électrode au-dessus du piézoélectrique limite la sur-gravure et, d'autre part, la configuration cote-sur-cote des deux électrodes permet d'obtenir une couche de matériau piézoélectrique aux flancs extrêmement droits, caractéristiques très favorables à la propagation des ondes de Lamb.

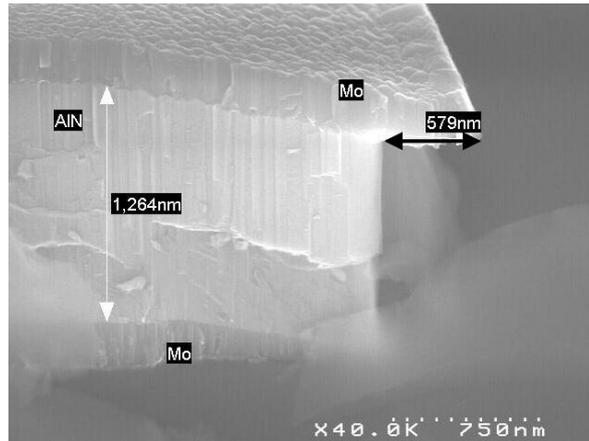


Figure IV-3. Sur-gravure de l'AlN avec électrodes supérieures et inférieures côte sur côte

Un point important est à noter : l'électrode inférieure en Mo a subi un procédé HSE (Hot Soft Etch) permettant de déposer un AlN exclusivement colonnaire qui favorise une gravure verticale. Il est logique que l'électrode supérieure ait un rôle protecteur. Un dépôt d'AlN mal orienté donnerait très probablement un résultat différent.

Par ailleurs, l'utilisation d'électrodes en Mo permet également d'améliorer le coefficient de couplage piézoélectrique. En effet, comme ce matériau possède une plus faible densité que le Pt, voir le Tableau IV-1, il engendre une diminution de l'inertie de la structure vibrante et ainsi améliore le coefficient de couplage piézoélectrique.

IV.2.1.2. Facteur de qualité

Le facteur de qualité du résonateur dépend de deux paramètres : des pertes acoustiques et des pertes électriques. Les pertes acoustiques dépendent de la dissipation dans l'AlN, des électrodes et de la membrane tandis que les pertes électriques sont liées à la résistivité des électrodes. Pour limiter ces deux types de pertes, nous avons choisi d'utiliser des électrodes en Mo dont la résistivité est plus faible que le Pt, voir le Tableau IV-1. Par ailleurs, l'électrode

supérieure est composée d'une première couche en Mo recouverte d'une seconde couche en Au car ce matériau n'est pas sujet à l'oxydation. Par contre, bien que l'or améliore la conductivité électrique de l'électrode, les pertes acoustiques de ce matériau sont supérieures à celles du Pt.

Tableau IV-1. Résistivités du Platine, du Molybdène et de l'Or

Matériaux	Pt	Mo	Au
Résistivité ($10^{-8} \Omega.m$)	10.6	5	2.2
Vélocité ($m.s^{-1}$)	2680	6190	1780
Densité ($kg.m^{-3}$)	21090	10280	19300

IV.2.2. Empilement technologique

Dans la partie précédente, nous avons justifié le choix et le dimensionnement des matériaux qui vont constituer nos dispositifs. L'empilement technologique et le processus de fabrication vont maintenant être décrits. La Figure IV-4 présente les différentes étapes de fabrication des résonateurs et filtres à ondes de Lamb. A partir d'un substrat de silicium **(1)**, on fait croître par oxydation thermique une couche d'oxyde de silicium (SiO_2) de $2\mu m$ **(2)**. Le SiO_2 est gravé sur une épaisseur de $1,5\mu m$ **(3)** pour former un encastrement qui définira par la suite l'espace d'air sous la structure en suspension (première lithographie ; masque ENCAST). En **(4)**, on dépose et grave une résine sacrificielle dans les encastements définis précédemment (deuxième lithographie ; masque SACRI). On réalise le dépôt d'une couche de nitrure de silicium (Si_3N_4) d'une épaisseur de 400 nm **(5)** qui constitue la membrane sur laquelle est déposée et gravée (gravure sèche au SF_6) l'électrode inférieure en titane/molybdène (Ti/Mo) d'une épaisseur de 20nm/150nm **(6)** (troisième lithographie ; masque BOTEL). On utilise le Ti comme couche d'ancrage pour le Mo. En effet, un dépôt direct du Mo sur le Si_3N_4 augmenterait les risques de délamination de l'électrode et fournirait un matériau moins bien texturé, ce qui nuirait à la croissance du matériau piézoélectrique par la suite.

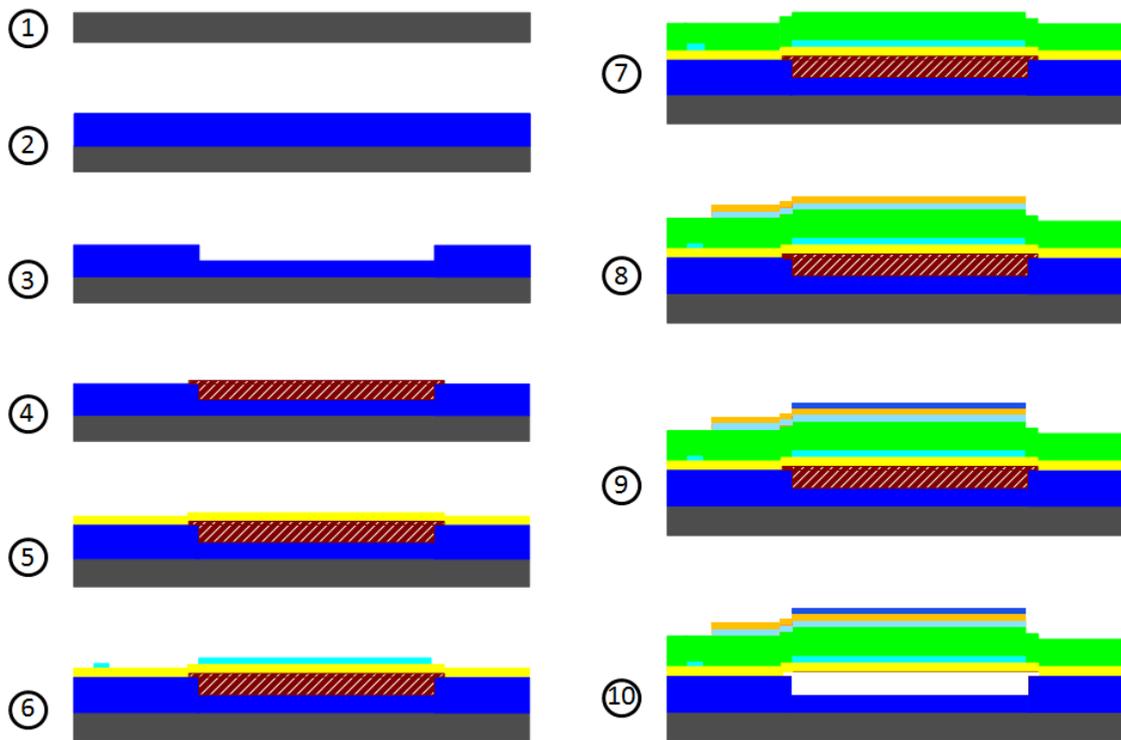


Figure IV-4. Processus de fabrication

L'étape (7) correspond au dépôt de $1,5 \mu\text{m}$ de nitrure d'aluminium (AlN). On vient ouvrir les contacts au niveau de l'électrode inférieure en gravant l'AlN pour les structures le nécessitant. Un résonateur fonctionnant par exemple sur l'harmonique 3 possède une électrode inférieure flottante, voir la Figure III-8, et une prise de contact uniquement sur l'électrode supérieure et n'aura donc pas besoin de cette étape (quatrième lithographie ; masque GRAALN). A l'étape suivante (8), l'électrode en molybdène/titane/or (Mo/Ti/Au) d'épaisseur $100\text{nm}/10\text{nm}/100\text{nm}$ est déposée et gravée à l'usineur ionique (cinquième lithographie ; masque TOPEL). L'usineur ionique effectue une gravure principalement mécanique des matériaux. Elle évite la sur-gravure latérale mais nécessite plus de temps qu'une gravure chimique. Ainsi, utiliser cette technique pour la gravure de l'électrode supérieure est un choix judicieux. D'une part, l'épaisseur de l'électrode supérieure est suffisamment faible pour avoir une gravure rapide et, d'autre part, comme nous l'avons vu dans la partie précédente, maîtriser précisément la largeur de l'électrode est un point critique étant donné que ce paramètre va déterminer, par la suite, la largeur du piézoélectrique en limitant la sur-gravure de l'AlN et par conséquent la fréquence de résonance.

Comme expliqué à la section III.4.3, la fréquence de résonance peut être ajustée par une variation soit de la largeur du résonateur, soit de l'épaisseur des matériaux constituant le résonateur. L'étape (9) correspond à la mise en pratique de la seconde solution : une couche de SiO_2 est déposée sur l'électrode supérieure. L'épaisseur de cette couche (165nm) a été déterminée pour permettre une variation en fréquence de 1MHz dans le cas d'un résonateur fonctionnant à 150 MHz. (sixième lithographie ; masque LOAD). Ainsi, quelques structures (16 sur un total de 142 dispositifs) ont dû être sélectionnées puisque l'épaisseur de SiO_2 choisie correspond à une fréquence d'utilisation précise.

Enfin, la dernière étape (10) correspond à la gravure de l'AlN et du Si_3N_4 . Cette étape est critique car elle détermine la largeur du résonateur (donc la fréquence de résonance) et permet l'accès à la couche sacrificielle pour la libération de la membrane par plasma (O_2/N_2) (septième lithographie ; masque POUTRE).

Deux vues de l'empilement technologique final sont présentées sur la Figure IV-5. La vue (a) montre l'accès à l'électrode inférieure. La gravure de l'AlN permettant cet accès correspond à l'étape (7) expliquée précédemment. La vue en coupe proposée en (b) rend compte de l'étape finale (10) du processus de fabrication. La gravure de l'AlN a créé deux piscines de part et d'autre du résonateur définissant alors la largeur L du résonateur. Par ailleurs, ce dessin illustre la sur-gravure latérale de l'AlN expliquée dans la partie précédente : l'électrode supérieure limite la sur-gravure et impose des flancs droits au piézoélectrique tandis que la sur-gravure au niveau de l'AlN non-protégé (extrémités gauche et droite du dessin) donne un profil incliné au piézoélectrique.

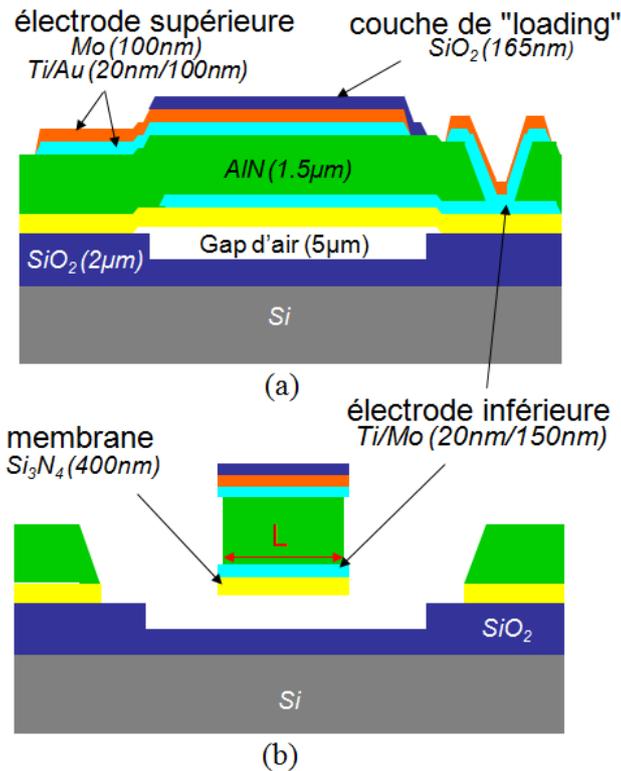


Figure IV-5. Empilement technologique

IV.2.3. Conclusion

Cette section a présenté l'étude technologique effectuée sur les dispositifs à ondes de Lamb. Les facteurs de qualité et de couplage électromécanique des résonateurs sont les deux critères que nous avons choisis d'optimiser. L'optimisation du facteur de couplage électromécanique a révélé un défi technologique qui est la limitation de la sur-gravure latérale du piézoélectrique. Nous avons expliqué que cette étape pouvait être contrôlée par l'emploi de l'électrode supérieure en tant que masque lors de la gravure de l'AlN. Finalement, l'empilement technologique et le processus de fabrication ont été détaillés.

IV.3. Conception des filtres

Suite à l'étude technologique effectuée dans la partie précédente, nous allons focaliser notre étude sur la conception des résonateurs et des filtres à ondes de Lamb. Premièrement, la méthodologie de conception des filtres sera exposée. Deuxièmement, la modélisation par éléments finis des résonateurs et la présentation des modèles associés seront présentées. Enfin, la conception des filtres exploitant des couplages électrique et acoustique entre les résonateurs sera détaillée.

IV.3.1. Méthodologie de conception

La méthodologie de conception de résonateurs et de filtres à ondes de Lamb est présentée dans cette partie. Etant donné qu'il existe des corrélations entre les différentes étapes, le diagramme de la Figure IV-6, résume la démarche suivie pour une plus simple compréhension.

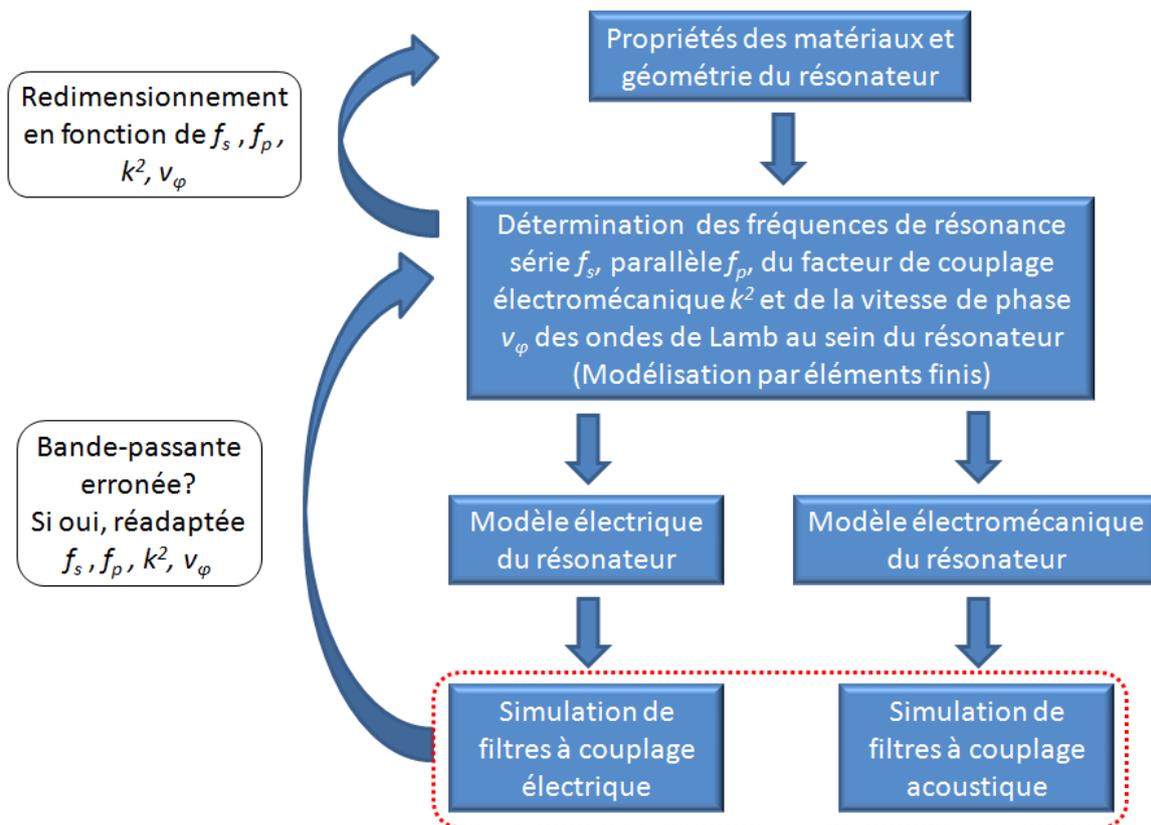


Figure IV-6. Méthodologie de conception de filtres à ondes de Lamb

Pour les filtres à couplage électriques, l'équation (IV.1) permet dans un premier temps d'estimer la bande passante. Cependant, la simulation de la réponse en transmission de ces filtres a révélé la nécessité de redimensionner les résonateurs afin d'obtenir la bande passante désirée.

IV.3.2. Modélisation des résonateurs à ondes de Lamb

IV.3.2.1. Modélisation par éléments finis

Comme nous l'avons expliqué à la section III.4.3, la propagation des ondes de Lamb doit être considérée en prenant en compte les caractéristiques du guide d'onde que forme la membrane dans au moins deux dimensions : la largeur L suivant l'axe x et la hauteur h suivant l'axe z , voir Figure IV-7. La longueur ℓ du résonateur, soit la dimension suivant l'axe y , peut être négligée si on la considère grande par rapport aux autres dimensions. En effet, une longueur égale à quatre fois la largeur L imposerait une fréquence de résonance parasite quatre fois plus basse que celle désirée (et qui dépend de la largeur L). Ainsi, si l'on respecte ce ratio de 4 entre la longueur et la largeur de la structure, une modélisation du résonateur en trois dimensions autour de sa résonance se simplifie en une étude en deux dimensions. Néanmoins, si une étude du comportement du résonateur à plus basse fréquence est souhaitée, il sera nécessaire de prendre en compte les trois dimensions.

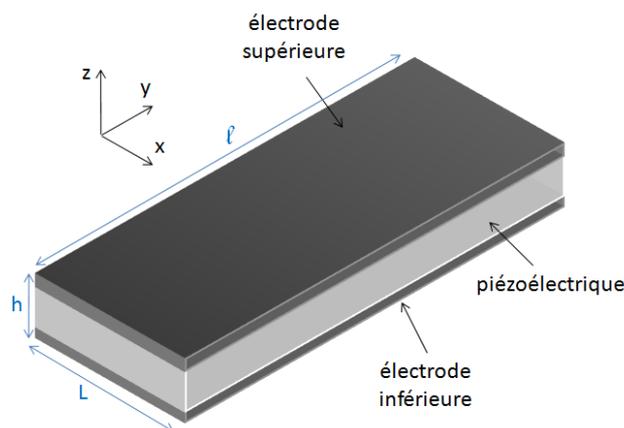


Figure IV-7. Résonateur à ondes de Lamb en trois dimensions

Cependant, malgré la simplification du problème en deux dimensions, l'obtention d'une équation analytique de l'admittance du résonateur en fonction des paramètres technologiques, telle qu'il existe pour les résonateurs BAW [LAN04], reste très complexe. Néanmoins, l'intérêt croissant pour la réalisation de résonateurs exploitant les ondes de Lamb amènent des groupes de recherche à développer des modèles analytiques [YAN05]. Afin d'étudier le comportement des résonateurs à ondes de Lamb, nous utilisons donc un outil de modélisation par éléments finis (FEM) : le logiciel ATILA [MOS03]. Cet outil permet de prendre en compte les épaisseurs et les paramètres technologiques des différents matériaux constituant le résonateur et de réaliser des modélisations en deux et trois dimensions. Pour les raisons expliquées précédemment, nos modélisations seront exclusivement en deux dimensions.

A l'aide de l'outil ATILA, le facteur de couplage électromécanique K^2 et les fréquences de résonance f_r et d'antirésonance f_a ont été calculés pour différents types de résonateurs. Pour un empilement technologique donné, trois largeurs L différentes ont été choisies. En effet, nous nous sommes fixé quatre fréquences de résonance principales (46 MHz, 150 MHz, 223 MHz et 695 MHz) dans l'optique de réaliser des filtres à ces mêmes fréquences. Les résonateurs fonctionnant à 150 MHz sollicitent encore davantage d'intérêt puisque les filtres leur étant associés offrent une bande-passante théorique de 2 MHz. Afin d'atteindre ces différentes fréquences de résonance, les trois configurations aux différentes largeurs L sont combinées aux quatre modes de fonctionnement suivants : fonctionnements sur le mode fondamental, sur l'harmonique trois sans et avec électrode déphasée et sur l'harmonique cinq avec électrode déphasée, voir la section III.4.3. Le Tableau IV-2 présente les fréquences de résonance correspondant aux différentes configurations.

Tableau IV-2. Fréquences de résonance en fonction des configurations des résonateurs

	Largeur du résonateur (μm)		
	17.5	26	85
Mode de fonctionnement	Fréquence de résonance (MHz)		
Fondamental (S0-1)	223	150	46
Harmonique 3 sans électrode déphasée (S0-3)	710	477	145

Harmonique 3 avec électrode déphasée (S0_3d)	694	466	140
Harmonique 5 avec électrode déphasée (S0-5d)	-	-	230

L'association des trois largeurs aux quatre modes de fonctionnement fait bien sûr apparaître d'autres résonances à 466, 477 et 710 MHz.

Les facteurs de couplage électromécanique ainsi que les fréquences d'antirésonance associées aux différentes configurations présentées dans le Tableau IV-2 (hormis la configuration fonctionnant sur l'harmonique 5) sont donnés dans le Tableau IV-3.

Tableau IV-3. Facteurs de couplage électromécanique et fréquences de résonance et d'antirésonance

Mode	S0-1			S0-3			S0-3d		
Largeur du résonateur (μm)	17.5	26	85	17.5	26	85	17.5	26	85
f_r (MHz)	222.87	150.24	46	709.76	477.74	144.86	694.14	466.63	139.92
f_a (MHz)	225.12	151.75	46.47	715.07	481.14	145.96	701.59	471.35	141.26
K^2 (%)	1.99	1.98	1.97	1.48	1.41	1.5	2.11	1.99	1.89

En caractères gras sont indiqués les résonateurs susceptibles de permettre de réaliser des filtres à couplage électrique ayant une largeur de bande de 2 MHz. Par ailleurs, et similairement aux dispositifs de [VOL05], on remarque que le mode de fonctionnement sur l'harmonique 3 avec électrode déphasée offre un plus fort facteur de couplage électromécanique en comparaison à un résonateur ne possédant pas d'électrode déphasée. En effet, l'ajout d'une électrode déphasée accentue le couplage de la troisième harmonique tout en atténuant le mode fondamental et la cinquième harmonique, voir la section III.4.3.

IV.3.2.2. Modèles électrique et électromécanique du résonateur

Pour simuler la réponse d'un filtre, le modèle utilisé pour le résonateur doit être choisi judicieusement. En effet, dans le cas d'un filtre à couplage électrique, un modèle électrique du

résonateur devra être utilisé tandis qu'un filtre à couplage acoustique nécessitera un modèle électromécanique du résonateur. Les deux types de modèle vont à présent être détaillés.

IV.3.2.2.1. Modèle électrique

N'exploitant qu'un seul port, ce modèle est basé sur celui de Butterworth-Van Dyke (BVD) utilisé notamment pour modéliser les résonateurs de type BAW [NAI98]. Une version améliorée et nommée Modified Butterworth-Van Dyke (MBVD) a également été développée afin de prendre en compte l'influence des résistances d'accès au résonateur. A noter que ces modèles ne sont valides qu'autour de la fréquence de résonance. Par la suite, nous utiliserons uniquement le modèle BVD pour modéliser les résonateurs à ondes de Lamb bien que l'approche à l'aide d'un modèle MBVD soit nécessaire dans l'optique d'une caractérisation optimale du résonateur. Ce choix est justifié dans le sens où l'objectif principal de ces travaux est de montrer dans un premier temps la fonctionnalité des dispositifs à ondes de Lamb.

La Figure IV-8 présente le schéma électrique modélisant le résonateur. Le modèle est composé d'une branche dite motionnelle constituée de la résistance R_m , de la capacité C_m et de l'inductance L_m et d'une seconde branche représentant la capacité statique C_0 du résonateur. L'expression de l'impédance Z_R du résonateur issue de ce modèle est donnée dans l'équation (IV.2) où ω_s et ω_p sont respectivement les pulsations de résonance série et parallèle. La résistance R_m représente les pertes acoustiques au sein du résonateur et est inversement proportionnelle au facteur de qualité Q . La capacité statique C_0 dépend, d'une part, de la permittivité électrique ϵ_{33} et de l'épaisseur h du piézoélectrique et, d'autre part, de la surface S des électrodes. Ainsi dans le cas d'une activation pleine plaque (activation du mode fondamental), la valeur de C_0 sera égale à $\frac{\epsilon_{33}S}{h}$ tandis que l'activation de la troisième

harmonique avec électrode déphasée donnera une valeur de C_0 égale à $\frac{2\epsilon_{33}S}{3h}$ si on considère

S comme étant la surface des électrodes dans le cas d'une activation pleine plaque. Nous verrons par la suite que la valeur de C_0 détermine l'impédance d'adaptation des filtres ainsi que la réjection hors-bande pour les filtres à couplage électrique. Par exemple, pour une impédance Z_0 de $1\text{k}\Omega$ autour d'une fréquence de résonance égale à 150 MHz, la surface S est égale à $0,167\text{ mm}^2$ pour une activation sur le mode fondamental contre $0,251\text{ mm}^2$ pour une

activation sur la troisième harmonique avec électrode déphasée. Ici, $h = 1,5 \mu\text{m}$ et $\epsilon_{33} = 0,95 \cdot 10^{-3} \text{ F/m}$.

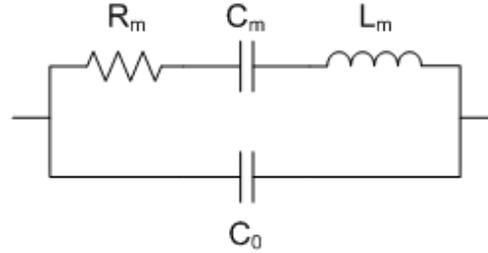


Figure IV-8. Modèle électrique d'un résonateur

$$Z_R(s) = \frac{1}{C_0 s} \frac{s^2 + \frac{R_m}{L_m} s + \frac{1}{L_m C_m}}{s^2 + \frac{R_m}{L_m} s + \frac{C_m + C_0}{L_m C_m C_0}} \quad (\text{IV.2})$$

$$Q = \frac{1}{R_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \quad \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad \omega_p = \sqrt{\frac{C_m + C_0}{L_m C_m C_0}}$$

A partir des fréquences de résonance série et parallèle calculées à l'aide de la modélisation par éléments finis du résonateur, les trois paramètres R_m , L_m et C_m sont déterminés par les équations données ci-dessus. En effet, en fonction de la capacité statique C_0 désirée (soit l'impédance d'adaptation désirée pour les filtres) et en supposant un facteur de qualité Q égale à 1000 (cette hypothèse est basée sur les mesures des résonateurs existants [VOL05]), on obtient un système de trois équations à trois inconnues.

IV.3.2.2.2. Modèle électromécanique

Ce modèle est couramment utilisé pour les résonateurs BAW (modèle de Mason) [SHE99]. Basé sur la théorie des lignes de transmission et des impédances acoustiques, ce modèle permet de surmonter les difficultés de calcul analytique lors de la prise en compte des différentes épaisseurs des matériaux dans le résonateur dans le cas d'une analyse en une dimension. Il représente un circuit équivalent exact du résonateur en séparant le matériau

piézoélectrique en un port électrique et deux ports acoustiques à travers l'utilisation d'un transformateur électromécanique idéal, voir la Figure IV-9. Dans le circuit, un port électrique est connecté au nœud central de deux ports acoustiques représentant la face haute et basse de la couche piézoélectrique. Du côté électrique du transformateur, tous les éléments sont des composants électriques standards et la tension est en relation avec le courant suivant la loi d'Ohm. Du côté acoustique du transformateur, la force F en Newton et la vitesse de phase v_ϕ sont reliées à travers l'expression suivante $F = \dots$ où \dots est l'impédance acoustique du matériau.

Les différents paramètres du modèle électromécanique sont donnés dans les équations (IV.3) où h , L et \dots sont respectivement l'épaisseur, la largeur et la longueur illustrés dans la Figure IV-7. La densité globale \dots de la structure est déterminée à partir de la densité de chaque couche composant le résonateur, voir le Tableau IV-4. \dots est la capacité statique du résonateur telle que définie au paragraphe précédent. Enfin, le paramètre \dots représente la fréquence.

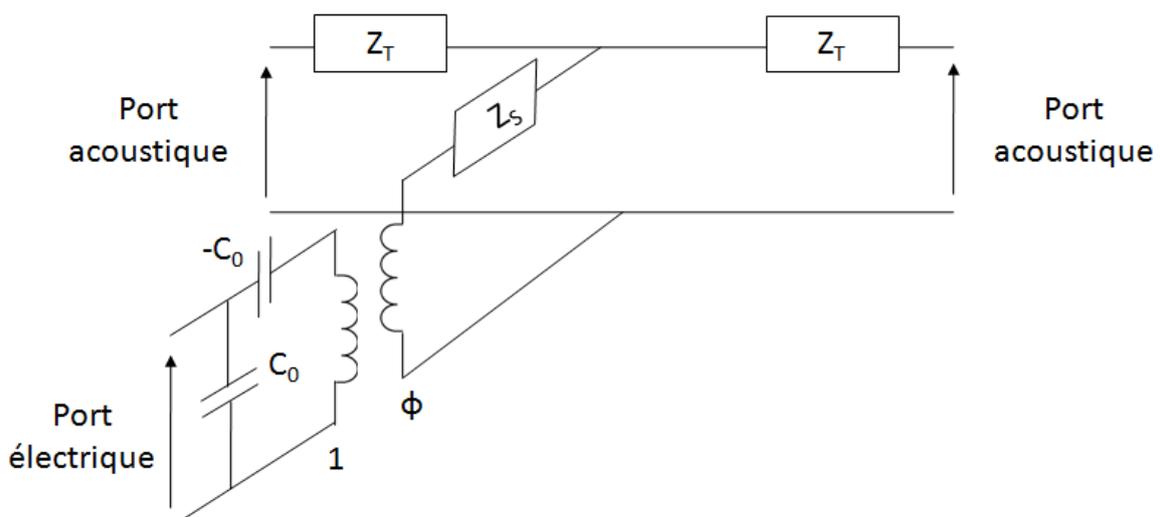


Figure IV-9. Modèle électroacoustique du résonateur

$$\begin{aligned}
 Z_T &= jZ_a \tan\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \\
 Z_S &= \frac{-jZ_a}{\sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} \\
 \theta_0 &= 2\pi f \frac{L}{v_\phi} \quad Z_a = h\ell\rho v_\phi \quad \phi = k \sqrt{\frac{v_\phi C_0 Z_a}{L}} \quad (IV.3)
 \end{aligned}$$

Tableau IV-4. Densités des matériaux composant les résonateurs

Matériaux	Si ₃ N ₄	AlN	Mo	Au
Densité (kg.m ⁻³)	3200	3255	10280	19300

Nous avons expliqué dans la section IV.3.2.1 que nous considérons uniquement un problème en deux dimensions : les ondes de Lamb ont donc une propagation selon une seule dimension. Néanmoins, nous allons prendre en compte l'influence de la deuxième dimension à l'aide de la modélisation par éléments finis. En effet, le modèle de Mason requiert la connaissance de la vitesse de phase v_0 des ondes de Lamb au sein du résonateur. Ainsi, cette vitesse v_0 est calculée par FEM et dépend alors de l'épaisseur des matériaux constituant le résonateur ainsi que de la fréquence de fonctionnement souhaitée. De plus, le facteur de couplage électromécanique k , paramètre également nécessaire au modèle, est déterminé par FEM.

IV.3.2.3. Validité des modèles

Les modèles électriques et électroacoustiques présentés ci-dessus sont donc entièrement dépendants d'une modélisation par éléments finis. En effet, cette méthode est indispensable pour déterminer la vitesse des ondes de Lamb au sein de la structure. De plus, cette vitesse est déterminée pour une fréquence précise de fonctionnement rendant ces modèles valides uniquement autour de la résonance.

IV.3.3. Conception des filtres à ondes de Lamb

Les modèles électrique et électromécanique du résonateur à ondes de Lamb étant dorénavant établis, la conception des filtres associés à ces résonateurs sera détaillée dans cette partie. En fonction de la méthode de couplage des résonateurs au sein du filtre, c'est-à-dire électrique ou acoustique, les modèles électrique ou électromécanique seront respectivement utilisés pour modéliser le comportement du filtre.

IV.3.3.1. Filtre à couplage électrique

Il existe deux configurations de filtres à couplage électrique, *ladder* et *lattice*, ayant chacune des propriétés différentes. La Figure IV-10 présente l'agencement des résonateurs en fonction du type de filtre dans le cas d'un filtre *ladder* 2 pôles et d'un filtre *lattice* 1 étage. Les éléments X_S et X_P représentent respectivement les résonateurs série et parallèle. Tandis que les filtres *ladder* offrent une meilleure sélectivité (la réponse en transmission subit un affaissement abrupt aux fréquences de coupure basse et haute), les filtres *lattice* présentent une réjection hors-bande plus importante, voir Figure IV-11. Par ailleurs, la combinaison des deux configurations est possible afin d'obtenir les propriétés décrites ci-dessus simultanément [TEN04]. Nous détaillerons ci-dessous les critères essentiels lors de la conception d'un filtre *ladder* tout en sachant que le principe est similaire pour les filtres à configuration *lattice*.

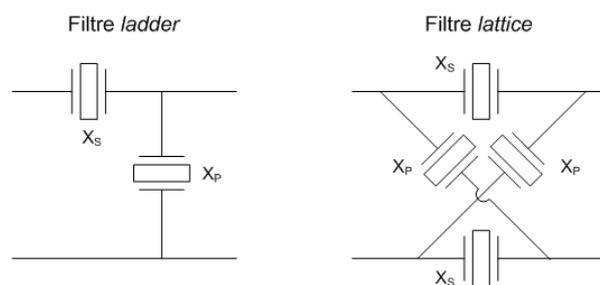


Figure IV-10. Configurations des filtres *ladder* et *lattice*

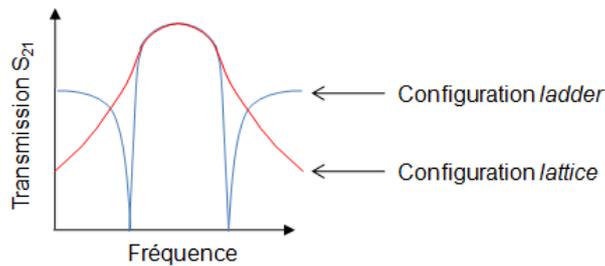


Figure IV-11. Comparaison de la réponse en transmission des filtres *ladder* et *lattice*

Dans les deux configurations, la fréquence de résonance série des résonateurs séries f_{s_s} doit être égale à la fréquence de résonance parallèle des résonateurs parallèles f_{p_p} (le principe est illustré sur la Figure IV-12 (b)). Pour décaler la fréquence de résonance des résonateurs parallèles X_p par rapport aux résonateurs séries X_s , nous avons deux possibilités comme vu à la section III.4.3: soit on augmente la largeur L des résonateurs parallèle, soit on leur ajoute une couche de SiO_2 sur l'électrode supérieure pour modifier la vitesse de phase des ondes.

Le filtre *ladder* présenté sur la Figure IV-10 est une configuration à deux pôles. En effet, la structure est composée d'une seule cellule en L (un résonateur série X_s et un résonateur parallèle X_p). Pour augmenter l'ordre du filtre, il suffit de disposer en cascade un nombre de cellule en L égal au nombre de pôles désirés. La Figure IV-12 (a) présente par exemple un filtre *ladder* à deux pôles. Z_0 est l'impédance d'un terminal.

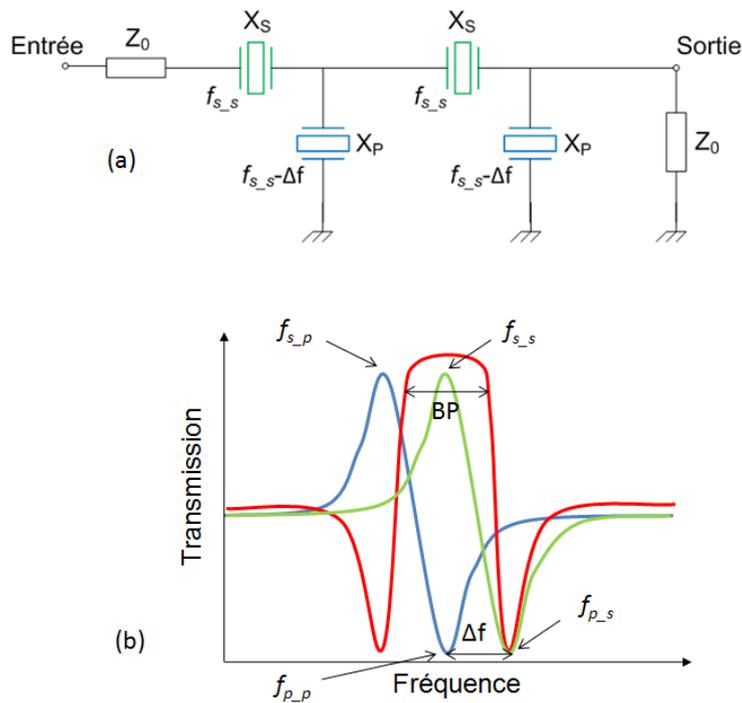


Figure IV-12. (a) Configuration d'un filtre *ladder* à 4 pôles (b) Représentation schématique de la réponse électrique des résonateurs séries et parallèles ainsi que du filtre *ladder* associé

Ainsi, il convient de modéliser une cellule L à l'aide d'une matrice de type ABCD [LAK92], [KIM02] facilitant ainsi l'étude d'un filtre à plusieurs pôles : cascader les cellules en L revient alors à cascader les matrices ABCD.

La matrice ABCD pour une section L se présente de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_S \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Z_P & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_S Y_P & Z_S \\ Y_P & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

où Z_S et Z_P sont les impédances des résonateurs série et parallèle respectivement. L'expression générale de ces impédances est donnée dans l'équation (IV.4). Afin d'obtenir l'expression exacte de Z_S et Z_P , la capacité C_0 doit être remplacée par les capacités statiques correspondantes (C_{0S} pour le résonateur série et C_{0P} pour le résonateur parallèle). Nous verrons qu'en dissymétrisant les valeurs des capacités statiques des résonateurs série et parallèle, la réjection hors-bande peut être améliorée.

La fonction de transfert S_{21} du filtre, soit la réponse en transmission, en fonction des paramètres ABCD s'écrit alors :

$$S_{21} = \frac{2}{A + D + \frac{B}{Z_0} + CZ_0} \quad (\text{IV.5})$$

On retrouve dans cette équation la valeur de l'impédance du terminal Z_0 qui doit être déterminée en fonction de la géométrie des résonateurs.

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_c} \sqrt{\frac{1}{C_{0S}C_{0P}}} \quad (\text{IV.6})$$

où ω_c correspond à la fréquence centrale du filtre (en rad.s^{-1}).

La valeur maximale pour S_{21} est obtenue lorsque la résonance parallèle des résonateurs parallèles X_P coïncide avec la résonance série des résonateurs séries X_S . Lorsque cette condition est satisfaite, la réponse en transmission dans la bande S_{21_BP} en fonction du nombre n de pôles, soit la perte d'insertion $I.L.$ du filtre, se définit comme suit [YLI02] :

$$I.L. \approx 1 - \frac{n}{\omega_c C_{0S} Z_0 k_t^2 Q} \quad (\text{IV.7})$$

Cette équation montre que plus le nombre d'étages sera grand, plus les pertes d'insertion seront élevées.

Dans une première approche, les capacités statiques C_{0S} et C_{0P} peuvent être considérées égales dans l'équation (IV.6). Cependant, tout en conservant une impédance d'adaptation constante Z_0 , une dissymétrie entre les capacités des résonateurs séries et parallèles est judicieuse puisqu'elle permet d'améliorer la réjection hors-bande $S_{21_hors-bande}$:

$$S_{21_hors-bande} \approx \frac{1}{\left(1 + \frac{C_{OP}}{2C_{OS}}\right)^n} \quad (IV.8)$$

Ci-dessus, les trois critères principaux à prendre en compte lors de la conception d'un filtre ont été détaillés : la perte d'insertion $I.L.$, l'adaptation d'impédance Z_0 (pour minimiser le retard de groupe) et la réjection hors-bande $S_{21_hors-bande}$.

Le Tableau IV-5 présente les différentes configurations choisies pour les filtres à couplage électrique. Dans le cas des filtres *lattice*, des résonateurs fonctionnant uniquement sur le mode fondamental ont été employés car la configuration *lattice* nécessite des croisements de ligne entre les électrodes inférieures et supérieures que n'autorise pas les résonateurs fonctionnant sur l'harmonique 3 (avec électrode déphasée). En effet, l'électrode inférieure de ces résonateurs étant flottante, il est impossible de réaliser l'interconnexion des résonateurs avec un seul niveau de métal (l'électrode supérieure) sans avoir recours à des structures de vias permettant un contact à travers la couche piézoélectrique.

Tableau IV-5. Configurations des filtres à couplage électrique

Configuration	Nombre de pôles / étages	Mode du résonateur	Impédances (kΩ)	
<i>ladder</i>	2 ports	fondamental	1 et 2	
		harmonique 3	1, 2 et 4	
	4 ports	5 (3 résonateurs séries et 2 parallèles)	fondamental	1 et 2
			harmonique 3	1, 2 et 4
<i>lattice</i>	2 ports	1 étage	fondamental	2 et 4
		2 étages	fondamental	2 et 4

Les réponses en transmission simulées pour différentes configurations de filtres sont présentées sur la Figure IV-13. Ces filtres sont composés de résonateurs fonctionnant sur le

mode fondamental et ont une impédance de $2\text{ k}\Omega$. Leurs fréquences centrales se situent à $150,3\text{ MHz}$ pour une bande-passante à -3 dB de 2 MHz . On retrouve les caractéristiques décrites précédemment pour les deux types de filtres *ladder* et *lattice*, à savoir respectivement une sélectivité élevée et une réjection hors-bande importante. De plus, l'effet de la dissymétrie entre les capacités statiques des résonateurs séries et parallèles est ici illustré.

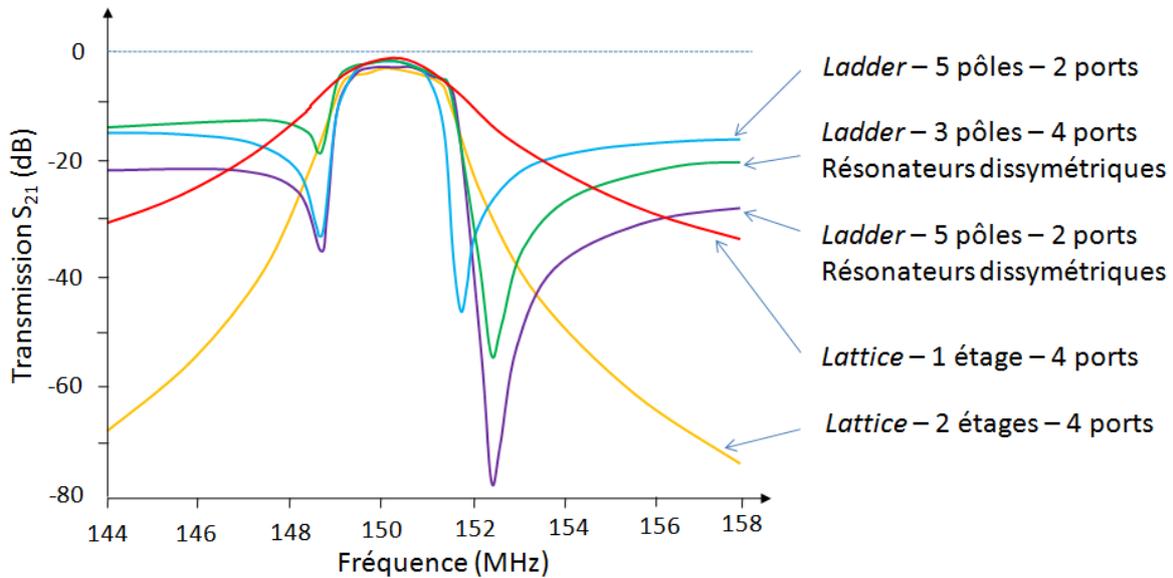


Figure IV-13. Réponses en transmission simulées pour différentes configurations de filtres d'impédance $2\text{ k}\Omega$ et composés de résonateurs fonctionnant sur le mode fondamental

En fonction de la réponse en transmission obtenue, il a été nécessaire de réadapter la géométrie des résonateurs, en particulier la largeur L , pour obtenir une largeur de bande autour de 2 MHz , voir le diagramme d'optimisation sur la Figure IV-6. En effet, en réduisant la largeur L , la fréquence de résonance des résonateurs est décalée à plus haute fréquence. Comme le facteur de couplage électromécanique est constant en fonction de la fréquence, la bande passante d'un filtre à plus haute fréquence sera logiquement plus large.

IV.3.3.2. Filtre à couplage acoustique direct

Tandis que les filtres présentés précédemment sont réalisés à base de résonateurs couplés électriquement, les filtres détaillés dans cette partie utilisent un couplage acoustique entre les résonateurs. Le principe est équivalent à celui des filtres BAW type SCF (Stacked Crystal Filter) et CRF (Coupled Resonator Filter) [LAK05]. Cependant, tandis que les filtres

BAW SCF et CRF imposent des contraintes technologiques supplémentaires en utilisant un empilement vertical de deux résonateurs (soit deux dépôts de piézoélectrique), les filtres à ondes de surface ou à ondes de Lamb à couplage acoustique ne réclament ni contraintes, ni étapes supplémentaires par rapport à la réalisation d'un simple résonateur. En effet, comme les résonateurs sont couplés latéralement, ils sont disposés côte-à-côte comme le montre la Figure IV-14. Le fonctionnement du filtre est basé sur le principe suivant : le premier résonateur a un rôle de transducteur en propageant l'onde acoustique lors de l'application d'un champ électrique vers le second résonateur et inversement. La structure est donc composée de deux transducteurs couplés de manière suffisamment étroite pour agir comme un simple résonateur.

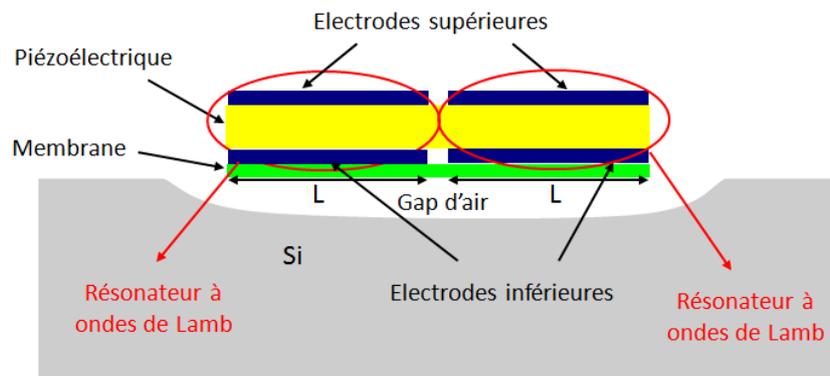


Figure IV-14. Filtre à couplage acoustique

Pour simuler la réponse en transmission des filtres à couplage acoustique direct (LCRF à couplage direct), le modèle électromécanique présenté Figure IV-9 a été utilisé. Deux cellules sont connectées via un des leurs ports acoustiques tandis que deux ports électriques sont chacun connectés à un terminal d'impédance Z_0 , voir Figure IV-15.

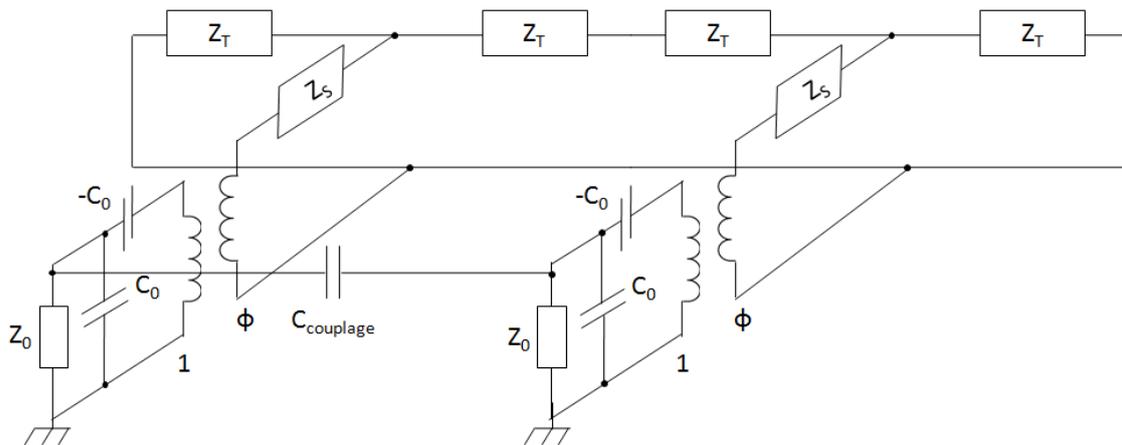


Figure IV-15. Modèle électromécanique d'un filtre à couplage acoustique direct

Une capacité de couplage C_{couplage} est connectée entre l'entrée et la sortie du filtre pour modéliser le couplage électrique entre les deux électrodes supérieures. La valeur de cette capacité a été déterminée par rétro-simulation à partir des résultats de mesure. La réponse en transmission simulée du filtre est montrée sur la Figure IV-16.

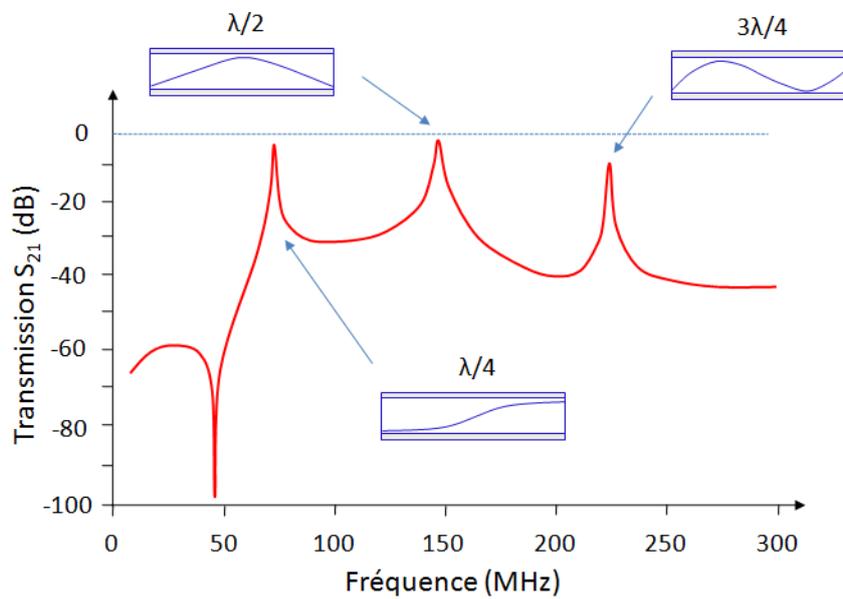


Figure IV-16. Réponse en transmission d'un filtre à couplage acoustique

Trois bandes passantes apparaissent sur la réponse en transmission. Un comportement similaire est observé dans le cas des SCF utilisant des résonateurs BAW [LAK02]. La bande passante la plus basse en fréquence correspond à la résonance fondamentale pour laquelle une demi-longueur d'onde traverse la structure globale, soit une longueur d'onde en $\lambda/4$ dans

chaque résonateur. La seconde harmonique correspond à une demi-longueur à travers chaque résonateur. Le résonateur fonctionnant ici dans son mode optimal, cette harmonique possède le couplage le plus élevé. Ainsi, la largeur de bande et les pertes d'insertion du filtre sont optimales pour cette harmonique. Enfin, la troisième harmonique correspond à trois demi-longueurs d'onde à travers la structure globale, soit une longueur d'onde en $3\lambda/4$ dans chaque résonateur, et est faiblement couplée.

La seconde harmonique étant celle employée pour réaliser la fonction de filtrage, les deux autres harmoniques peuvent être gênantes si des signaux parasites sont présents aux mêmes fréquences.

IV.3.3.3. Filtre à couplage acoustique avec guide périodique

Les filtres à couplage acoustique direct présentés ci-dessous, même si utilisés sur la seconde harmonique où le couplage est optimal, auront une bande passante limitée puisqu'elle dépendra directement du facteur de couplage électromécanique de chaque résonateur. De manière similaire aux CRF en technologie BAW [LAK05] ou SAW, une zone dite de couplage peut être placée entre les deux résonateurs pour diminuer le couplage acoustique entre les deux résonateurs et ainsi augmenter et régler la bande passante du filtre. En effet, un simple espacement entre les deux résonateurs ne réduirait pas le couplage acoustique mais formerait plutôt une ligne à retard.

La configuration d'un filtre à couplage acoustique avec couches de couplage (LCRF) est donnée sur la Figure IV-17.

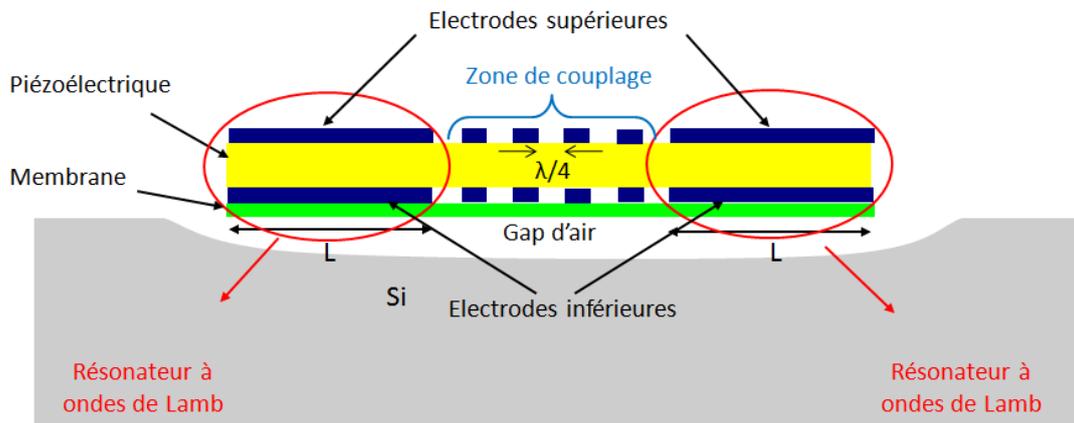


Figure IV-17. Filtre à couplage acoustique avec une zone de couplage

La zone de couplage, ou guide d'onde, est composée de sections adjacentes de largeurs égales à $\lambda/4$ ayant un ratio d'impédance acoustique défini. Pour changer l'impédance acoustique dans une zone, des électrodes flottantes inférieures et supérieures sont ajoutées. Ainsi, la vitesse de phase v_ϕ des ondes de Lamb et donc l'impédance acoustique Z_a sont modifiées, voir équation (IV.3). Cette vitesse de phase v_ϕ peut être obtenue à l'aide de la modélisation par éléments finis qui permet de prendre en compte les différentes épaisseurs des matériaux. Ce guide d'onde crée une discontinuité de l'impédance acoustique à l'interface des deux résonateurs et affecte ainsi le couplage acoustique en augmentant la réflexion de l'onde à l'interface. Plus le nombre de couches de couplage est élevé, plus le couplage entre les deux résonateurs diminue et plus la réflexion de l'onde à l'interface est élevée. Par conséquent, il existe un nombre optimal n_o de couches de couplage offrant un couplage convenable entre les deux résonateurs. En effet, un nombre trop faible de couches implique un sur-couplage entre les deux résonateurs tandis qu'un nombre trop élevé induit un sous-couplage entre les deux résonateurs.

Avec la même méthode utilisée pour le LCRF à couplage direct, le LCRF à guide d'onde périodique est simulé à partir du modèle électromécanique du résonateur à ondes de Lamb. Cependant, tandis que deux cellules sont directement connectées via leur port acoustique pour le LCRF à couplage direct, le modèle du LCRF à guide d'onde incorpore des étages supplémentaires entre ces deux cellules tels que l'illustre la Figure IV-18. Les cellules Z_A et Z_B modélisent les zones latérales de couplage avec et sans électrodes, respectivement. Le nombre de cellules est égal au nombre de zones de couplage désirées.

Les expressions des impédances Z_A et Z_B sont données par les équations (IV.9). Z_A et Z_B représente les impédances acoustiques dans les zones A et B. Pour chaque zone, la densité moyenne des différentes couches de matériau est déterminée suivant les données du Tableau IV-4 et la vitesse de phase des ondes de Lamb est calculée par FEM. Les quantités h , L et b sont respectivement l'épaisseur, la largeur et la longueur du résonateur.

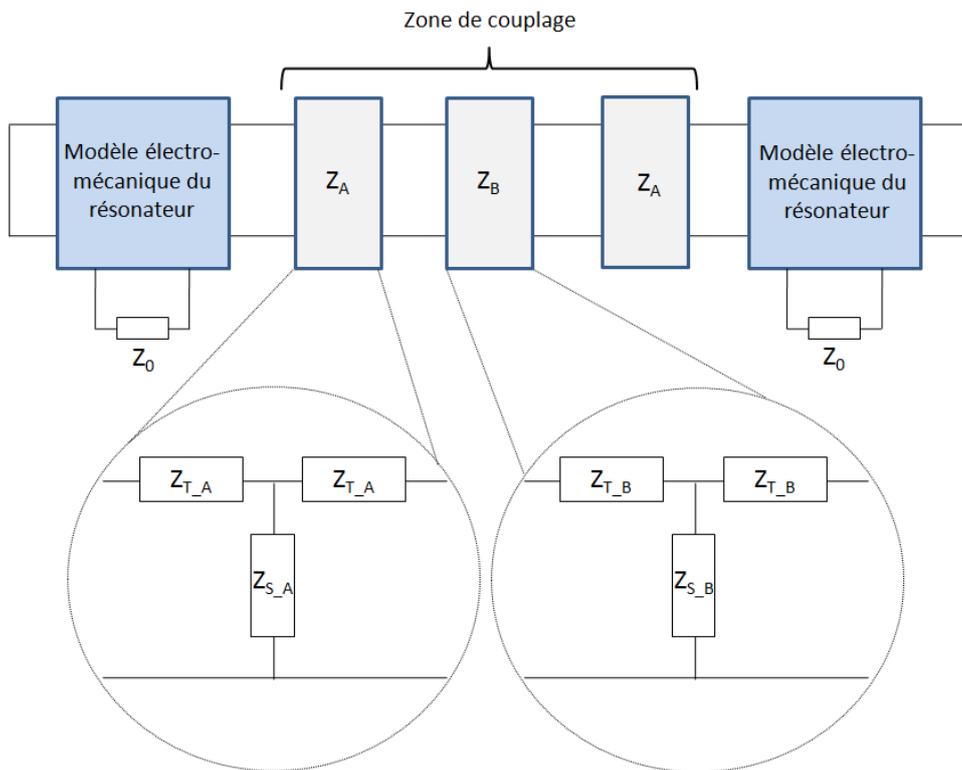


Figure IV-18. Modèle électromécanique d'un LCRF

$$Z_{T,A,B} = jZ_{\alpha,A,B} \tan\left(\frac{\theta_{0,A,B}}{2}\right) \quad \theta_{0,A,B} = 2\pi f \frac{L}{2v_{\phi,A,B}} \quad (IV.9)$$

$$Z_{S_{A,B}} = \frac{-jZ_a}{\sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} \qquad Z_{a_{A,B}} = h\ell\rho_{A,B}v_{\varphi_{A,B}}$$

La réponse en transmission d'un LCRF avec une largeur de la zone de couplage égale à $11\lambda/4$ est représentée dans la Figure IV-19. Deux pics apparaissent dans la bande passante désirée dus à un sur-couplage des deux résonateurs. Une valeur supérieure à $11\lambda/4$ pour la largeur des couches de couplage rapprochera les deux pics, tandis qu'une valeur inférieure les éloignera. Les LCRFs réalisés ont des largeurs de couches de couplage comprises entre $3\lambda/4$ et $11\lambda/4$.

Par manque de temps, les simulations de ces filtres ont été effectuées après fabrication des dispositifs et ont révélé qu'une largeur pour la zone de couplage supérieure à $11\lambda/4$ aurait été plus judicieuse. Cependant, nous verrons dans la partie traitant des résultats de mesures, que le principe de fonctionnement est validé.

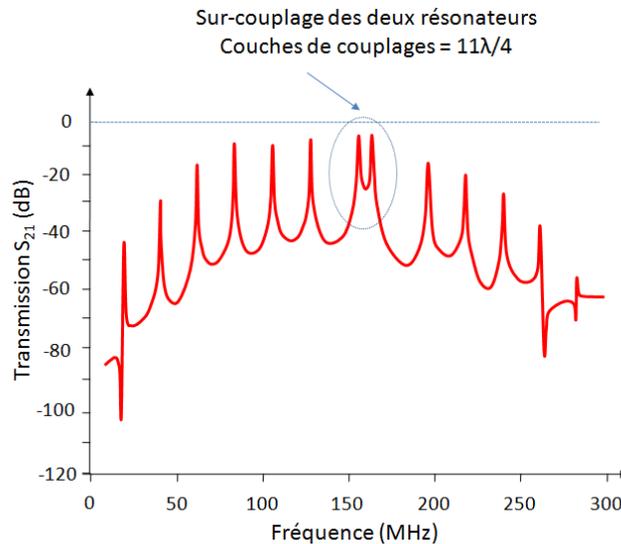


Figure IV-19. Réponse en transmission d'un LCRF possédant une zone de couplage d'une largeur de $11\lambda/4$

IV.3.4. Conclusion

Dans cette partie, les différentes étapes de conception ont été présentées. Après avoir illustré notre méthodologie de conception de filtres, la modélisation des résonateurs à ondes de Lamb a été étudiée révélant la dépendance des modèles électriques et électroacoustiques vis-à-vis de la modélisation par éléments finis. Enfin, en se basant sur ces modèles, la conception des filtres à ondes de Lamb a été décrite dans la dernière section. Ainsi, nous avons expliqué que chaque type de filtre exploite des modèles différents pour les résonateurs : un filtre à couplage électrique est modélisé à l'aide du modèle électrique tandis qu'un filtre à couplage acoustique est modélisé avec le modèle électroacoustique. Les filtres à couplage électrique ont été conçus de telle manière que leur bande passante soit égale en simulation à 2 MHz autour d'une fréquence centrale de 150 MHz. Les filtres à couplage acoustique ont été modélisés après réalisation par manque de temps. L'étape suivante après la modélisation et la simulation des résonateurs et des filtres est la conception topologique des masques de chaque dispositif.

IV.4. Conception topologique (Layout)

Cette partie présente tout d'abord les règles de dessin à respecter lors de la conception topologique qui sont liés à la technologie utilisée. Une seconde partie détaille la configuration topologique des filtres à couplage électrique et à couplage acoustique. Enfin, la troisième section expose la configuration d'une puce incluant les différentes structures conçues ainsi que l'illustration schématique d'une plaque (une plaque est composée de neuf puces).

IV.4.1. Règles de dessin

La technologie utilisée pour la réalisation des résonateurs et des filtres à ondes de Lamb et décrite dans le chapitre précédent a été modifiée pour permettre la réalisation de filtres performants. Afin de réaliser la conception topologique dans un environnement CAO (Conception Assisté par Ordinateur) tel que Cadence, nous avons défini l'ensemble des règles de dessin à respecter lors de la conception des différentes structures. Les principales règles vont être détaillées ci-dessous en illustrant la disposition des masques les uns par rapport aux autres (se référer à la partie IV.2.2 pour le nom des masques).

IV.4.1.1. Encastrement et couche sacrificielle

L'ouverture du masque SACRI permettant la gravure de la couche sacrificielle doit déborder de l'ouverture du masque ENCAST d'une distance de 10 μm , voir la Figure IV-20. En effet, lorsque la résine disposée dans l'encastrement est chauffée après la gravure, elle se rétracte. Si une marge de sécurité n'est pas prise en compte, son profil n'atteindra pas le bord de l'encastrement et créera une cassure à cette interface. Comme la membrane et le reste de la structure du résonateur sont déposés sur cette résine, cette cassure fragilisera l'empilement.

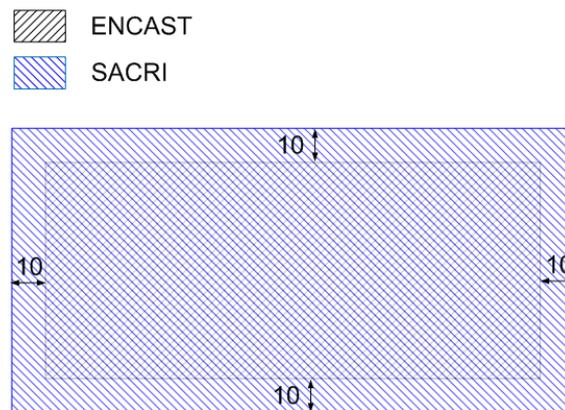


Figure IV-20. Règle de dessin entre les masques ENCAST et SACRI (dimensions en μm)

IV.4.1.2. Plots de contact

La géométrie des plots a été déterminée en fonction du dimensionnement des pointes employées lors des mesures. La Figure IV-21 présente la géométrie des électrodes inférieures (BOTEL) et supérieures (TOPEL) ainsi que de l'ouverture (GRAALN) permettant l'accès à l'électrode inférieure pour la prise de contact par gravure de l'AlN.

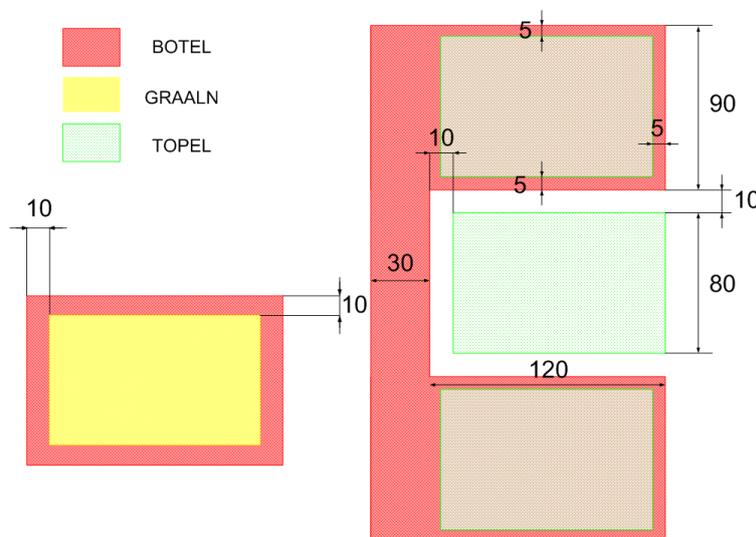


Figure IV-21. Règles de dessin appliquées aux plots de contact (dimensions en μm)

IV.4.1.3. Electrodes inférieures et supérieures

Pour éviter la sur-gravure du matériau piézoélectrique, voir la section IV.2.2, les masques BOTEL et TOPEL doivent être conçus cotes-sur-cotes.

IV.4.2. Conception topologique des filtres

Etant donné le nombre important de structures réalisées, chaque dispositif ne fera pas l'objet d'une présentation détaillée. Nous avons choisi de détailler ci-dessous quatre filtres : deux filtres à couplage électrique (*ladder* et *lattice*) et deux filtres à couplage acoustique (LSCF et LCRF). Les masques GRAALN, POUTRE et LOAD ne sont pas non plus représentés dans le but, encore, d'alléger les schémas.

IV.4.2.1. Filtre *ladder* 2 et 5 pôles – 2 ports

La surface de la structure varie en fonction de l'impédance désirée. Par exemple, un filtre à 150 MHz adapté à 1 k Ω aura un dimensionnement de 305 μm \times 1000 μm tandis qu'adapté à 2 k Ω , sa surface sera 305 μm \times 700 μm , soit un gain en surface de 30%.

La Figure IV-22 illustre la configuration d'un filtre à deux pôles. Pour passer à un ordre supérieur, les résonateurs ont été disposés en parallèle. De plus, le schéma suivant ne représente pas la dissymétrie entre les capacités statiques des résonateurs, voir l'équation (IV.8). Afin d'augmenter la capacité statique, le recouvrement des électrodes inférieures et supérieures est alors réduit puisque la valeur de C_0 est proportionnelle à la surface des électrodes.

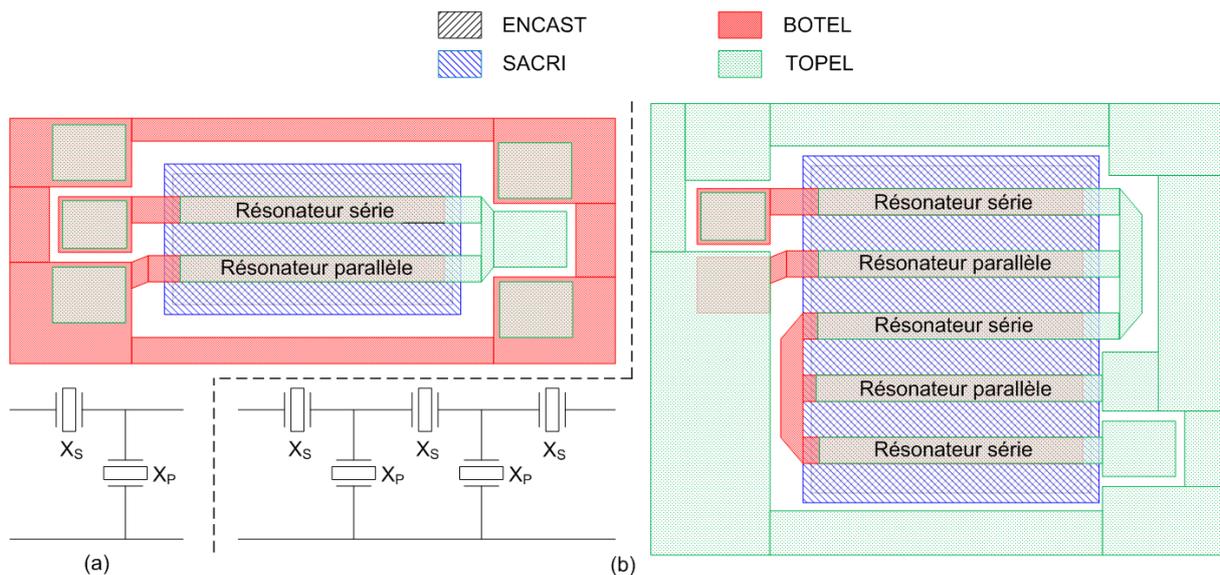


Figure IV-22. Filtre *ladder* 2 ports (a) 2 pôles (b) 5 pôles

IV.4.2.2. Filtre *lattice* 1 étage – 4 ports

La Figure IV-23 présente un filtre *lattice* à un étage. Ce filtre peut être facilement transformé en une structure à deux étages en disposant en cascade deux structures à un étage. La structure à deux étages est alors conçue symétriquement en éliminant l'accès à l'électrode inférieure au niveau des prises de contacts. Ainsi, comme la connexion entre les électrodes inférieures et supérieures n'existe plus, le masque GRAALN n'est plus nécessaire.

Le dimensionnement d'un filtre *lattice* à 1 étage fonctionnant à 150 MHz est de $915\mu\text{m} \times 1230\mu\text{m}$ pour 2 k Ω et de $615\mu\text{m} \times 935\mu\text{m}$ pour 4 k Ω (soit un gain en surface d'environ 50% par rapport au filtre à 2 k Ω).

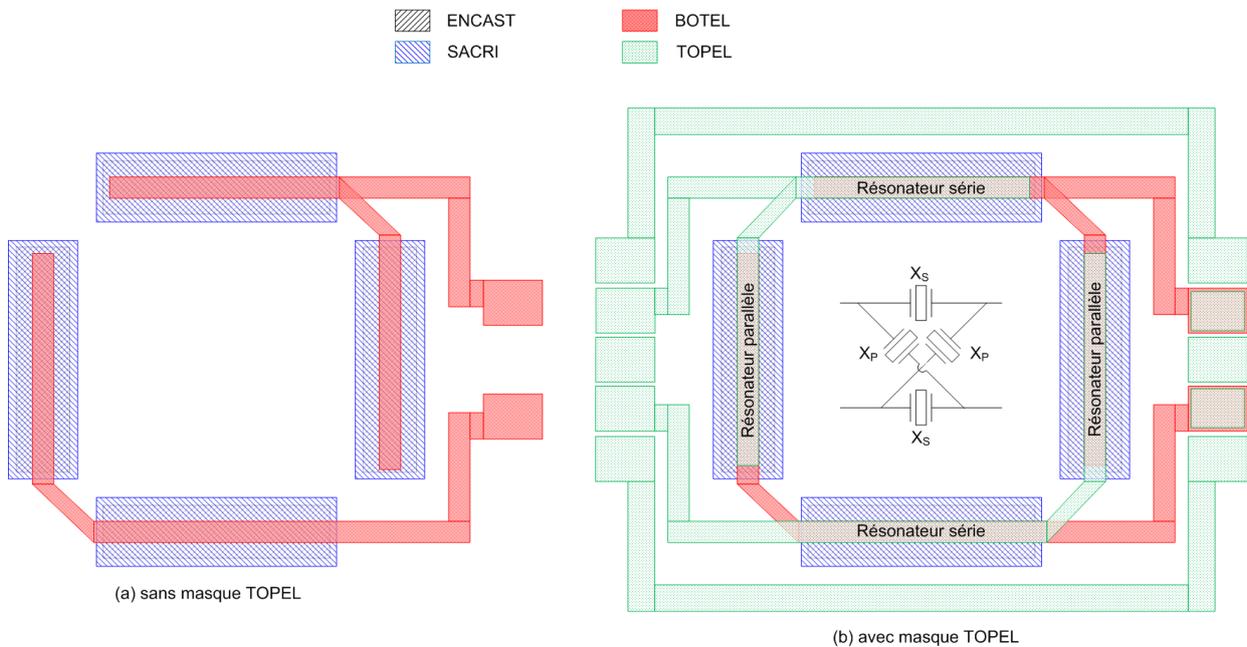


Figure IV-23. Filtre *lattice* 1 étage - 4 ports (ou 2 ports différentiels)

IV.4.2.3. Filtre à couplage acoustique direct

La Figure IV-24 montre la configuration d'un filtre à couplage direct sur laquelle l'électrode inférieure est commune aux deux résonateurs. Un LCRF à couplage direct fonctionnant à 150 MHz et adapté à 1 k Ω a le dimensionnement suivant : $345\mu\text{m} \times 692\mu\text{m}$.

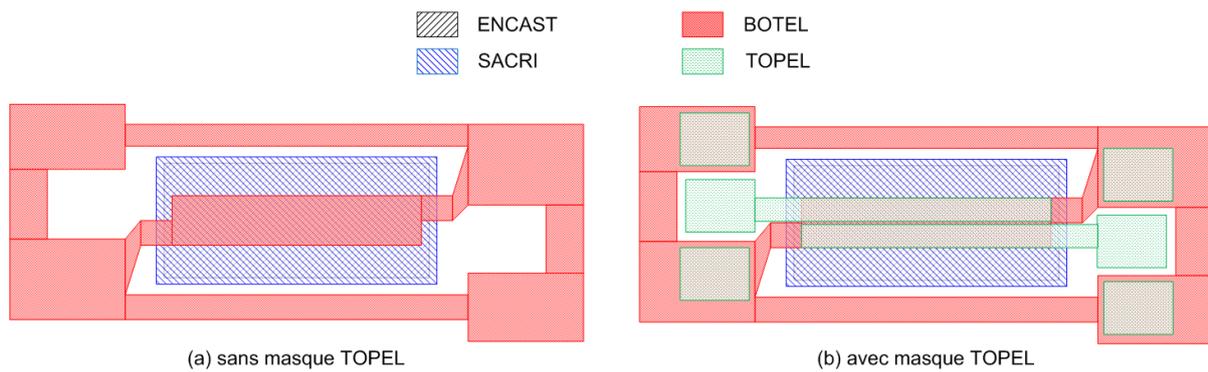


Figure IV-24. Filtre à couplage acoustique direct (LSCF)

IV.4.2.4. Filtre à couplage acoustique avec guide d'onde

Comme pour le LCRF à couplage direct, les électrodes inférieures des deux résonateurs sont connectées à la masse, voir Figure IV-25. Le guide d'onde (ici de largeur égale à $9\lambda/4$) est réalisé par une alternance de zones composées d'une couche de matériau piézoélectrique (AlN) avec ou sans électrodes inférieures et supérieures. La surface occupée par un LCRF avec un guide d'onde en $9\lambda/4$ fonctionnant à 150 MHz et adaptée à 1 k Ω est de 310 μm \times 724 μm .

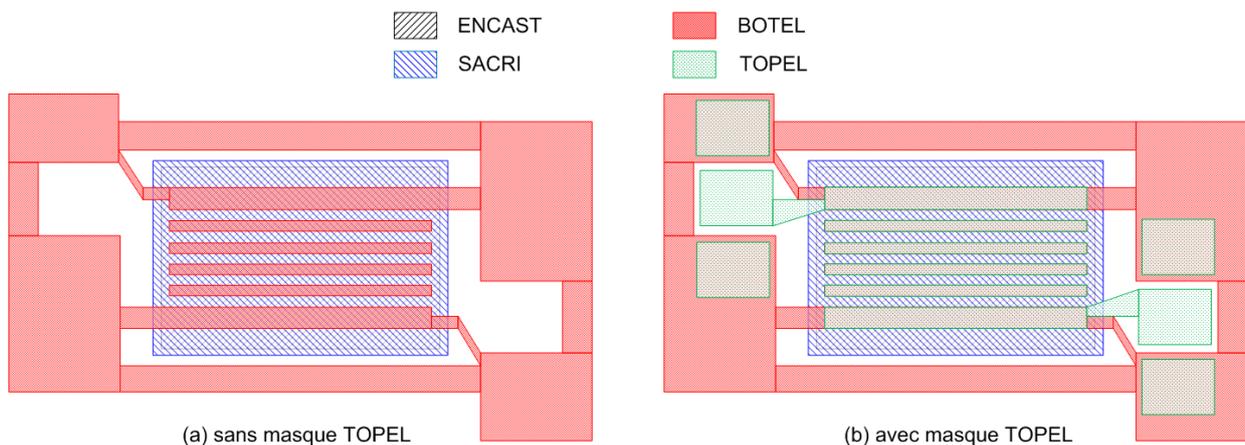


Figure IV-25. Filtre à couplage acoustique avec une zone de couplage en $9\lambda/4$ (LCRF)

IV.4.3. Configuration d'une puce

Les résonateurs et les filtres ont été réalisés sur des plaques de 100mm de diamètre. Une puce de 26 \times 21 mm² composée de 142 structures a été dupliquée neuf fois sur la surface de la plaque, comme le montre la Figure IV-26.

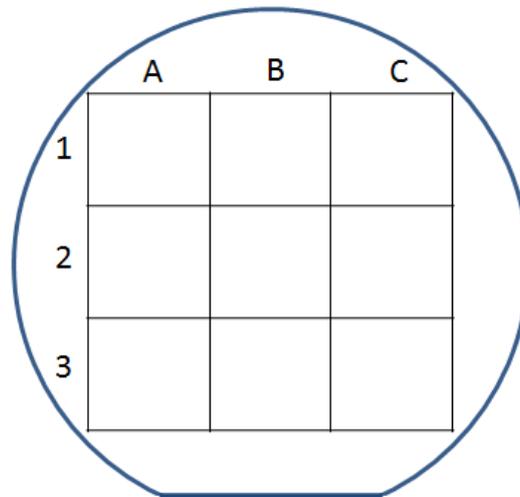


Figure IV-26. Configuration d'une plaque

Le détail d'une puce est présenté dans la Figure IV-27. Comme on peut le voir, le nombre de filtres *ladder* et *lattice* est très important par rapport à celui des résonateurs et des LCRFs. En effet, pour un filtre à couplage électrique fonctionnant à une fréquence et une impédance données, quatre versions différentes ont été réalisées. La différence entre chaque version tient sur le décalage en fréquence entre les résonateurs séries et parallèles. Comme la valeur de la sur-gravure n'est pas connue avec une assez bonne précision, différentes versions de filtres avec différentes largeurs pour les résonateurs parallèles ont été prévues dans l'espoir d'obtenir un filtre sur les quatre qui ait ses résonateurs séries et parallèles accordés. Ainsi, les quatre largeurs L_p des résonateurs parallèles ont été déterminées comme suit :

$$L_p = L_s \cdot \begin{pmatrix} 0.5\% \\ 1\% \\ 1.5\% \\ 2\% \end{pmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

où L_s est la largeur des résonateurs séries. De plus, pour les filtres à couplage électrique fonctionnant à 150 MHz, une cinquième version a été implémentée pour laquelle une couche de SiO_2 a été ajoutée sur les résonateurs parallèles pour décaler leur fréquence de résonance par rapport à celle des résonateurs séries.

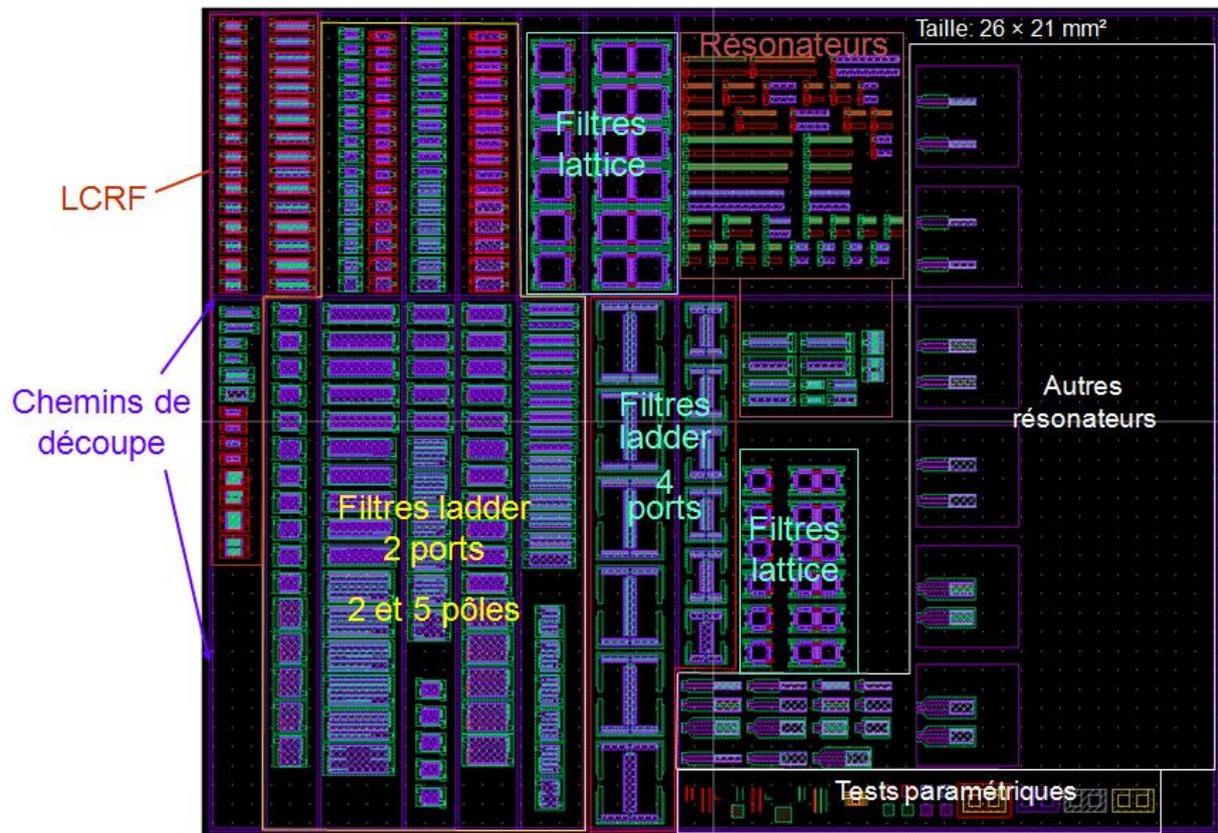


Figure IV-27. Layout d'une puce

IV.5. Résultats de mesures

Sur cinq plaques à notre disposition, trois ont été gravement endommagées durant la fabrication. De plus, sur une des deux plaques restantes, la plaque P1, la sur-gravure de l'AlN, mal contrôlée, a fragilisé et souvent abîmé les dispositifs. Les structures soumises aux fortes contraintes mécaniques sont les dispositifs qui ont été majoritairement endommagés. La Figure IV-28 illustre les conséquences de la sur-gravure de l'AlN sur un résonateur fonctionnant sur le mode fondamental et sur un filtre *ladder* 5 pôles (trois résonateurs séries et deux résonateurs parallèles). Dans le cas du résonateur, l'empilement est en suspension au-dessus du vide et fixé à ses deux extrémités. A l'une des extrémités, la liaison est clairement très fine : une fine pellicule de Si_3N_4 d'une largeur d'environ $1\ \mu\text{m}$ seulement sert de fixation. La sur-gravure de l'AlN a ici engendré une sur-gravure de la couche de Si_3N_4 . Les résonateurs aux largeurs et longueurs élevées et donc aux contraintes mécaniques importantes ont fait céder cette fine attache de Si_3N_4 .

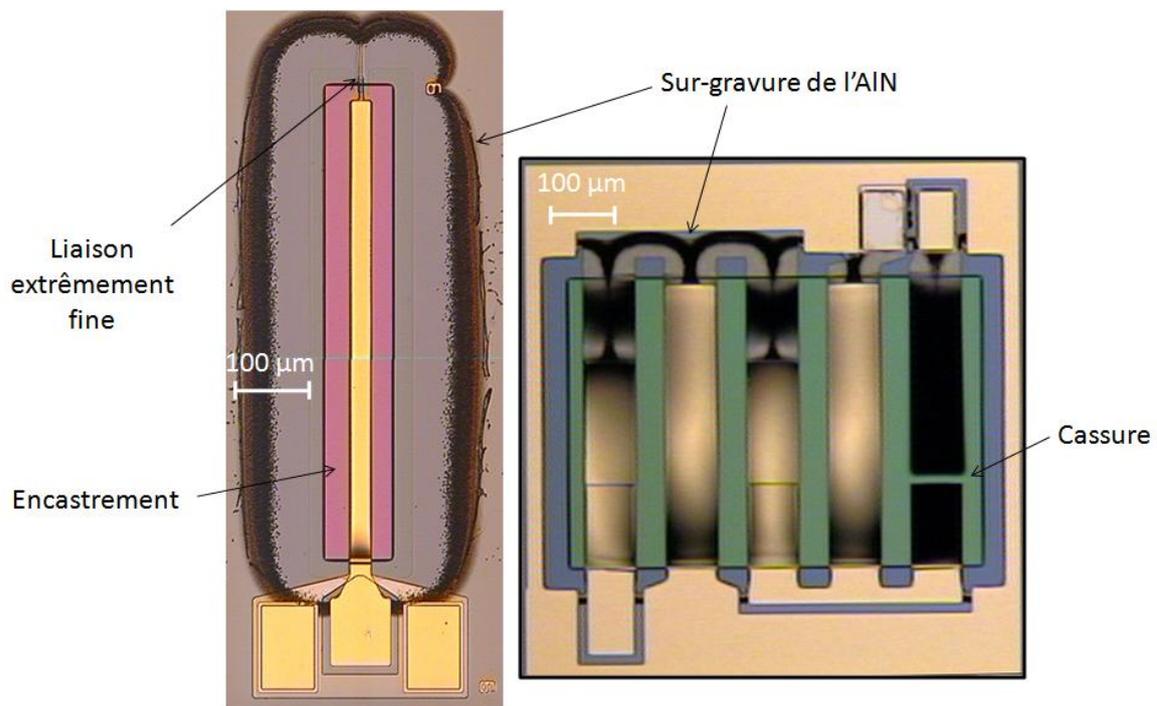


Figure IV-28. Conséquences de la sur-gravure de l'AlN

Cependant, comme envisagé, la sur-gravure de l'AlN est extrêmement réduite lorsque les électrodes supérieures et inférieures sont disposées cotes-sur-cotes (comme illustré sur la

Figure IV-3). Ainsi les dispositifs ayant résisté à la sur-gravure du piézoélectrique et de la membrane sont fonctionnels. Les filtres à couplage électrique ont été particulièrement endommagés puisque ces structures intègrent de deux (filtres *ladder* 2 pôles) à huit résonateurs (filtres *lattice* 2 étages). Afin de protéger l'attache du résonateur de la sur-gravure, il serait judicieux de concevoir une structure dont l'extrémité serait recouverte d'une couche de métal. Par exemple, l'électrode supérieure peut être dessinée de façon à ce qu'elle protège l'extrémité du résonateur.

Sur la plaque P2, la sur-gravure a été mieux maîtrisée. En effet, le temps de gravure de la couche piézoélectrique et de la membrane a été réduit afin d'éviter la sur-gravure latérale. En contrepartie, plusieurs structures ont eu leurs piscines partiellement gravées à cause de la diminution du temps de gravure engendrant alors une mauvaise libération du dispositif. En d'autres termes, la couche sacrificielle n'a pas été éliminée. De ce fait, tous les dispositifs n'ayant pas été libérés ne fonctionnent pas. De plus, une sur-gravure latérale est apparue au niveau de l'électrode supérieure. Comme cette électrode a un rôle de masque lors de la gravure de l'AlN et que, par conséquent, sa largeur définit la fréquence de résonance des résonateurs, les structures (résonateurs et filtres) possèdent des fréquences de fonctionnement légèrement supérieures aux dispositifs de la plaque P1.

Les résultats de mesures des plaques P1 et P2 des résonateurs et des filtres sont présentés ci-dessous. Les données ont été traitées à l'aide du logiciel ADS.

IV.5.1. Résonateurs

IV.5.1.1. Extraction des paramètres

Les fréquences de résonance série f_s et parallèle f_a d'un résonateur correspondent au maximum des parties réelles de l'admittance et de l'impédance, respectivement. Les facteurs de qualité série Q_s et parallèle Q_p sont également calculés à partir de l'admittance et de l'impédance du résonateur suivant les équations suivantes :

$$Q_s = \frac{f_s}{\Delta f_{Y-3dB}} \qquad Q_p = \frac{f_p}{\Delta f_{Z-3dB}} \qquad (IV.11)$$

où Δf et Δf correspondent à la bande de fréquences à -3dB par rapport au maximum des parties réelles de l'admittance et de l'impédance, respectivement.

Le facteur de couplage électromécanique effectif k_{eff}^2 du résonateur est donné par :

$$k_{eff}^2 = \frac{\pi^2}{4} \frac{f_p - f_s}{f_s} \quad (IV.12)$$

A noter que cette formule est adaptée au résonateur BAW (uniquement au premier ordre et pour un couplage piézoélectrique faible). Cette définition est utilisée afin de relier les quantités f_p et f_s .

Les résonateurs fonctionnant sur le mode fondamental, l'harmonique 3 et l'harmonique 5 ont pu être testés. Sur la plaque P1, les résonateurs fonctionnant sur le mode fondamental présentent les meilleurs facteurs de qualité. Ainsi, des facteurs de qualité série Q_s et parallèle Q_p de valeurs égales à 1100 ont été obtenus pour ce type de résonateurs et à des fréquences de fonctionnement de 152,7 MHz. La Figure IV-29 montre l'impédance du résonateur tandis que la Figure IV-30 donne les parties réelles de l'admittance et de l'impédance utilisées pour déterminer Q_s et Q_p .

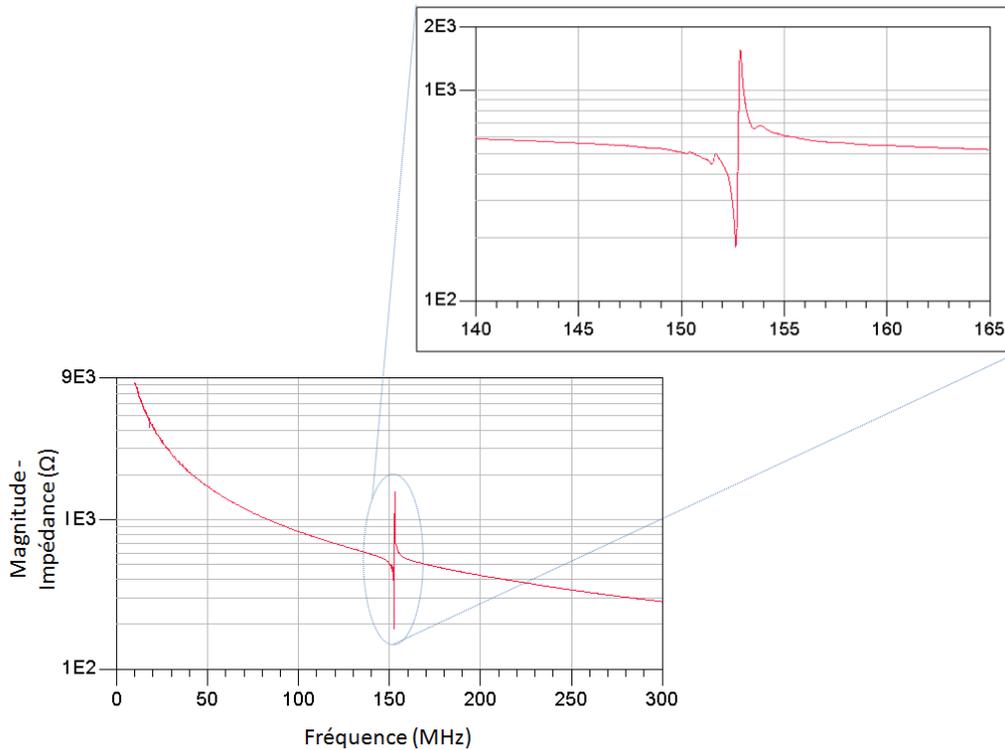


Figure IV-29. Réponse électrique d'un résonateur à ondes de Lamb fonctionnant sur le mode fondamental

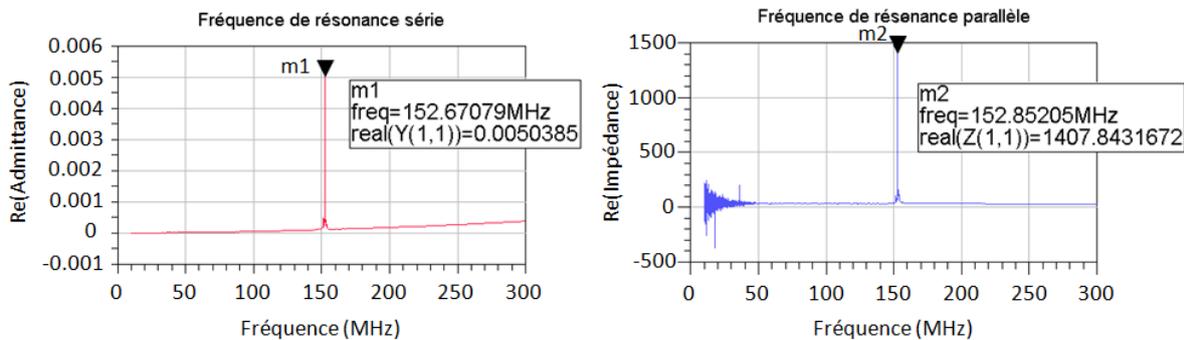


Figure IV-30. Mesures de la partie réelle de l'admittance et de la résonance d'un résonateur fonctionnant sur le mode fondamental

Sur la plaque P2, des facteurs de qualité série Q_s et parallèle Q_p de valeurs supérieures à 2000 ont été obtenus pour les résonateurs fonctionnant sur l'harmonique 3 et l'harmonique 5.

Le Tableau IV-6 présente les résultats des mesures de résonateurs fonctionnant sur trois modes différents (fondamental, harmoniques 3 et 5 avec électrodes déphasées) en comparaison avec les mesures existantes sur les résonateurs à ondes de Lamb. Les mesures

ont été effectuées sur des structures isolées et ne sont pas donc pas des moyennes. Notre technologie permet ainsi d'obtenir des facteurs de qualité plus élevés que pour les résonateurs précédemment réalisés au Leti. En effet, un facteur de qualité de 2000 a été mesuré sur un résonateur fonctionnant sur l'harmonique 3 avec une électrode déphasée [VOL05]. Ce résultat est cependant isolé puisqu'après des mesures effectuées sur l'ensemble de la plaque, les facteurs de qualité sont en moyenne inférieurs à 1000.

Cependant, les facteurs de couplage électromécaniques k_{eff}^2 obtenus sont plus faibles que le laissaient présager les simulations. En effet, alors que par simulation nous obtenions des valeurs proches de 2%, les mesures nous donnent des valeurs maximales de 0.7% dans le cas de la plaque P2, ce qui est encore plus faible que les facteurs de couplage électromécanique évalués sur les résonateurs existants.

Afin d'expliquer ces k_{eff}^2 de faibles valeurs, nous supposons que le dépôt de la couche piézoélectrique en AlN n'a pas été réalisé de manière optimale. En simulation, nous nous sommes basés sur le fait que l'AlN était parfaitement aligné. Si une inclinaison est apparue lors du dépôt de cette couche d'AlN, il est fort probable que cela ait affecté les performances du résonateur en termes de facteur de couplage électromécanique. En effet, une inclinaison de la structure cristallographique modifie les paramètres de la matrice de piézoélectricité et ainsi change la valeur du facteur de couplage électromécanique [STA88]. La cause de cette inclinaison peut avoir des origines multiples : problème au niveau du processus de dépôt, dépôt sur une surface non plate ou inclinaison lors de libération de la résine (flexion de la membrane).

Les mesures réalisées sur la plaque P2 révèlent des facteurs de couplage électromécanique plus élevés que sur la plaque P1. En effet, des valeurs pour k_{eff}^2 comprises entre 0,7% et 1,1% ont été obtenues. Nous verrons dans la partie traitant des résultats des filtres à couplage acoustique que la même observation a été faite.

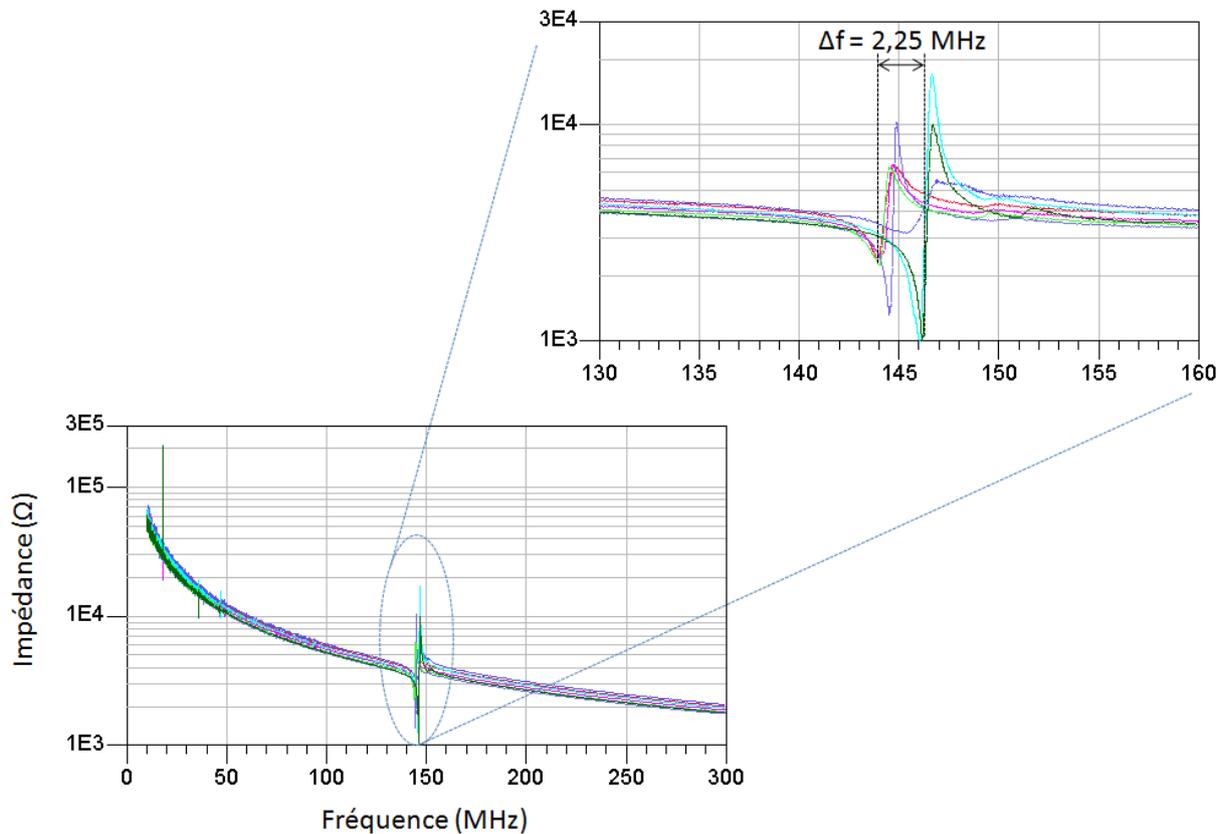
Tableau IV-6. Résultats de mesures sur les résonateurs

Résonateurs	Plaques	Fréquence de résonance (MHz)	Ecart avec la simulation FEM (%)	Q_s/Q_p	k_{eff}^2 (%)
Mode fondamental	P1	47,1	2,39	100/110	0,66
		152,6	2,4	1100/1100	0,58
		223,9	0,4	425/225	0,38
Harmonique 3 avec électrode déphasée	P1	144,6	3,28	630/690	0,46
	P2	145	0	1735/2300	0,7
		151,5	5,17	160/170	1,1
Harmonique 5 avec électrode déphasée	P1	209	3,1	340/715	0,4
	P2	243,7	5,95	2150/2120	< 0,1
[VOL05] Harmonique 3 avec électrode déphasée	-	92	-	2000	0,8
[BJU05]	-	570	-	880	0,8

IV.5.1.2. Dispersion en fréquence

Sur la plaque P1, les résonateurs n’ont été mesurés que sur trois puces (C1, C2, C3) parmi les neuf présentes, voir la Figure IV-26. La dispersion en fréquence n’a donc été analysée que sur ces trois puces. La Figure IV-31 illustre cette dispersion pour des résonateurs fonctionnant sur l’harmonique 3 avec électrode déphasée. On voit que les fréquences de résonance se placent sur une plage de fréquence Δf de 2,25 MHz, soit une variation de $\pm 0,8\%$ par rapport à la fréquence de résonance moyenne (145 MHz). La même étude avait auparavant été réalisée par A. Volatier [VOL05] sur des résonateurs à ondes de Lamb et ceux-ci présentaient une variation de l’ordre de 3 MHz pour une fréquence de fonctionnement moyenne f_{r_moy} de 103 MHz, soit une variation de $\pm 1,46\%$ autour de f_{r_moy} . L’amélioration de la dispersion peut être due à une meilleure précision lors de la gravure de l’électrode supérieure. En effet, comme la largeur de l’électrode supérieure impose la largeur du

piézoélectrique (limitation de la sur-gravure) et, de ce fait, la fréquence de résonance, une gravure homogène de cette électrode sur l'ensemble de la plaque induira ainsi une réduction de la dispersion sur la fréquence de résonance.



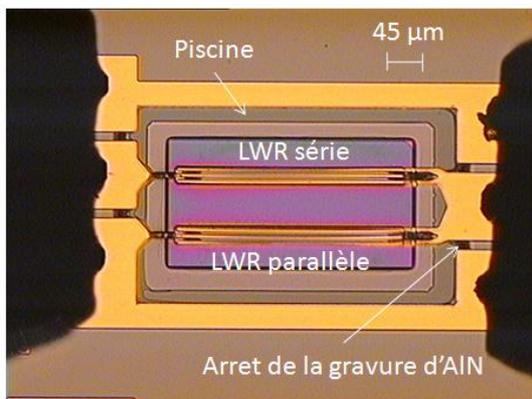
Le nombre important de structures endommagées sur les plaques P1 et P2 ne permet pas d'entreprendre d'études statistiques supplémentaires et fiables.

IV.5.2. Filtres à couplage électrique

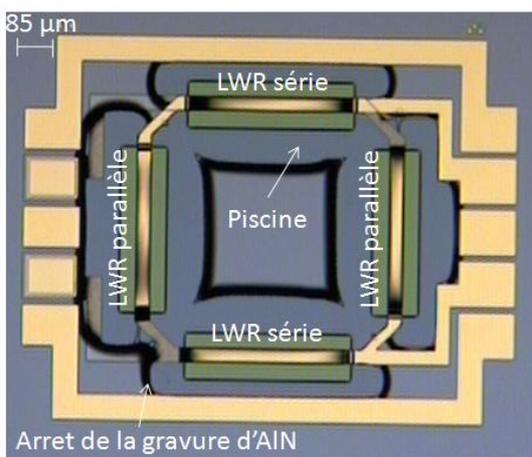
Dans la section précédente, nous avons expliqué que les facteurs de couplage électromécanique mesurés sur les LWRs n'atteignaient pas les valeurs attendues. Or, ce facteur de couplage électromécanique est directement lié à l'espacement entre les fréquences de résonances série et parallèle. De ce fait, le fonctionnement des filtres à couplage électrique, qui nécessite l'égalité entre les fréquences de résonances séries des résonateurs séries $f_{s,s}$ et des fréquences de résonances parallèles des résonateurs parallèles $f_{p,p}$, voir la Figure IV-12,

n'est plus possible. Les filtres réalisés étant conçus pour un k_{eff}^2 de 2%, ils ne sont pas fonctionnels. Par conséquent, aucune mesure de filtres à couplage électrique ne sera présentée.

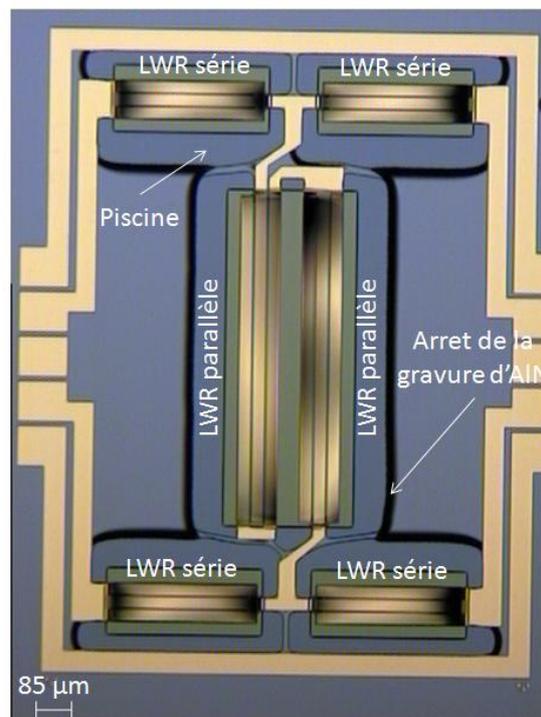
Les photographies de trois différents filtres (*ladder* et *lattice*) à résonateurs couplés électriquement sont présentées sur la Figure IV-32. Pour les trois filtres présentés, les largeurs des résonateurs parallèles sont légèrement plus élevées que celles des résonateurs séries dans le but de diminuer les fréquences de résonances des résonateurs parallèles par rapport à celles des résonateurs séries. On peut distinguer les arrêts de la sur-gravure latérale de l'AlN marqués par des bandes noires.



(a) Filtre *ladder* 2 pôles et 2 ports avec LWRs fonctionnant sur l'harmonique 3



(b) Filtre *lattice* à 1 étage et 4 ports avec LWRs fonctionnant sur le mode fondamental



(c) Filtre *ladder* 3 pôles et 4 ports avec LWRs fonctionnant sur l'harmonique 3

Figure IV-32. Photographies de filtres à couplage électrique (a) *ladder* 2 pôles et 2 ports (b) *lattice* à 1 étage et 4 ports (c) *ladder* 3 pôles et 4 ports

Le Tableau IV-7 présente quelques exemples des dimensionnements des filtres à ondes de Lamb à couplage électrique. La largeur L et la longueur l sont données pour des filtres *ladder* et *lattice* constitués de LWRs fonctionnant sur le mode fondamental. A impédance d'adaptation Z_0 équivalente, un filtre exploitant des LWRs fonctionnant sur l'harmonique 3 a une surface supérieure à un filtre composé de LWRs fonctionnant sur le fondamental. En effet, travailler sur une harmonique supérieure impose une diminution de la capacité statique du résonateur à dimension égale et donc augmente Z_0 . Il est alors nécessaire d'augmenter les dimensions des résonateurs afin de réduire l'impédance Z_0 (voir la partie IV.3.2.2.1).

Tableau IV-7. Dimensions de quelques filtres à ondes de Lamb à couplage électrique

Type de filtre		L (μm) \times l (μm)
<i>Ladder</i> avec LWRs fonctionnant sur le mode fondamental	2 pôles, $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$	108×660
	5 pôles, $Z_0 = 1 \text{ k}\Omega$ et dissymétrie entre les capacités des résonateurs	340×960
<i>Lattice</i> avec LWRs fonctionnant sur le mode fondamental	1 étage, $Z_0 = 2 \text{ k}\Omega$	815×815
	2 étages, $Z_0 = 2 \text{ k}\Omega$	815×1730

IV.5.3. Filtres à couplage acoustique

Tandis que le fonctionnement des filtres à couplage électrique dépend directement du décalage en fréquence entre les résonateurs séries et parallèles, soit du facteur de couplage électromécanique k_{eff}^2 , les LCRFs utilisent un couplage acoustique entre deux résonateurs de mêmes dimensions et donc de fréquences de résonances égales. De ce fait, le fonctionnement des LCRFs reste valide malgré une valeur pour k_{eff}^2 plus faible que prévue.

Les résultats des LCRFs à couplage acoustique direct et à guide d'onde vont être présentés ci-dessous.

IV.5.3.1. Filtre à couplage acoustique direct

La Figure IV-33 montre une photographie d'un LCRF dont les deux résonateurs à ondes de Lamb sont en contact direct, voir le principe de fonctionnement dans la section IV.3.3.2. La surface de ce filtre est de $35 \times 323 \mu\text{m}^2$.

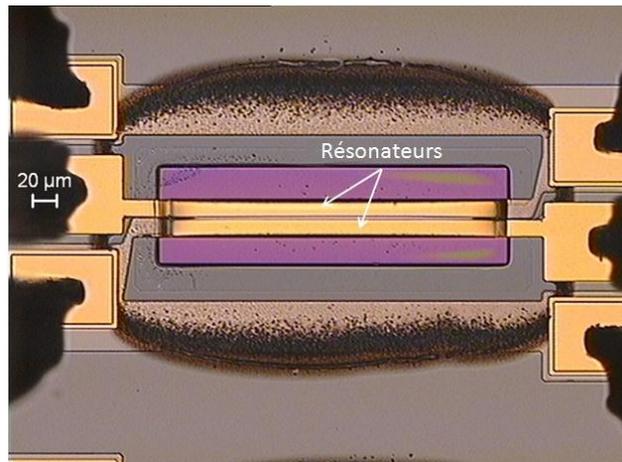


Figure IV-33. LCRF à couplage direct

La réponse électrique du filtre ci-dessus est donnée sur la Figure IV-34. Cette mesure a été réalisée sur la plaque P1. La fréquence centrale du filtre est de 233 MHz pour une bande passante à -3dB de 652 kHz et correspond à la seconde harmonique ; c'est-à-dire celle pour laquelle le couplage entre les deux résonateurs est le plus élevé. La perte d'insertion atteint une valeur de -5,64 dB pour une adaptation d'impédance à 1 k Ω .

Dans notre modèle, nous avons introduit le facteur de couplage électromécanique mesuré sur les résonateurs disposés sur la même plaque que les filtres afin que la simulation soit en accord avec les résultats de mesures. En effet, si on conserve le k_{eff}^2 obtenu à l'aide de la modélisation par élément fini, la bande passante du filtre est augmentée tandis que la réjection hors-bande est diminuée.

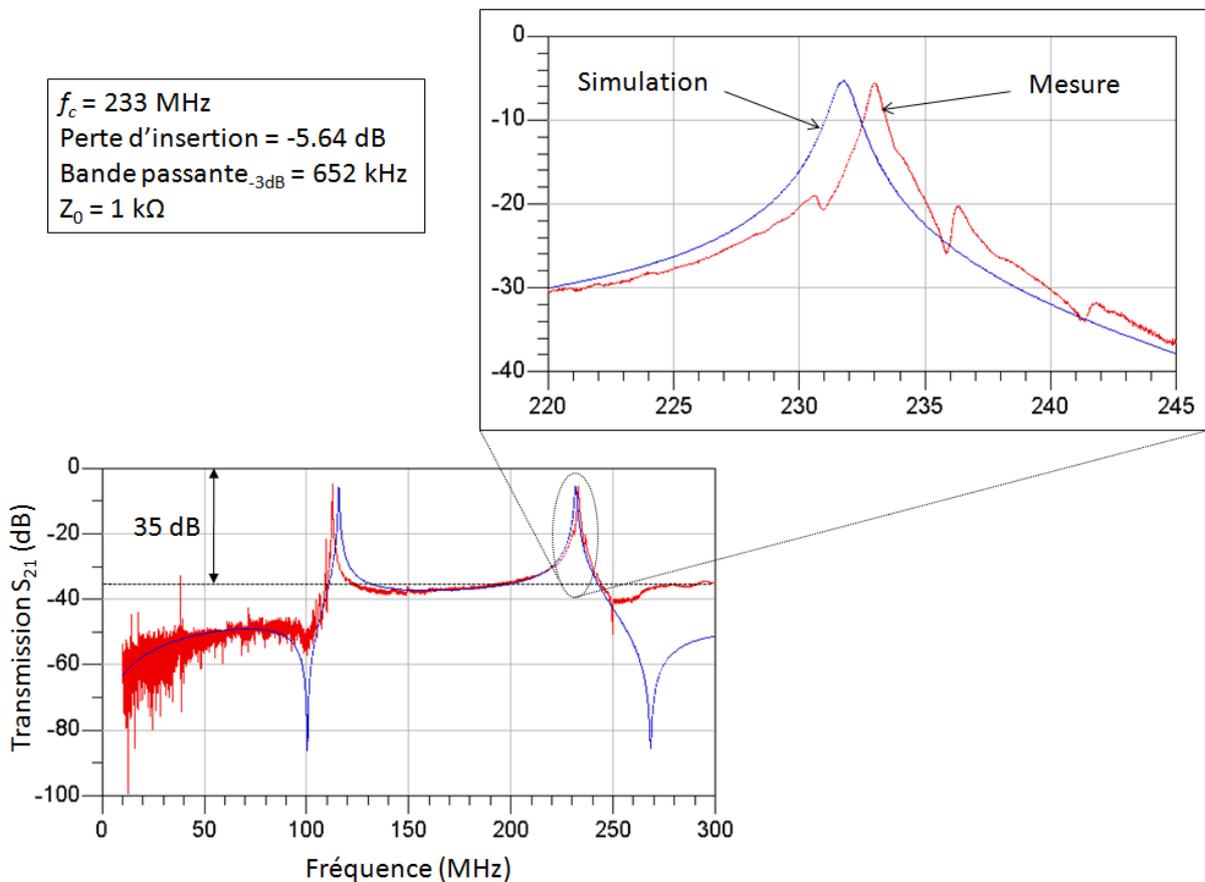


Figure IV-34. Réponse en transmission d'un LCRF à couplage direct de fréquence centrale égale à 233 MHz

La réponse en transmission d'un LCRF à couplage direct fonctionnant à une fréquence de 156,5 MHz est présentée sur la Figure IV-35. La bande passante atteint à cette fréquence une valeur de 740 kHz tandis que la perte d'insertion est de -7,3 dB pour une adaptation du filtre à 1 k Ω . Cette courbe est intéressante dans le sens où les trois harmoniques, dont l'origine est expliquée dans la section IV.3.3.2, sont visibles. La correspondance entre la simulation et la mesure n'est pas parfaite car nous avons supposé une vitesse de phase constante en fonction de la fréquence dans notre modèle électromécanique. En effet, nous avons déterminé la vitesse de phase des ondes de Lamb à la fréquence de fonctionnement désirée, à savoir ici environ 150 MHz, mais sa valeur est en réalité dépendante de la fréquence. Ceci explique l'erreur sur la fréquence centrale de la troisième harmonique entre la simulation et la mesure.

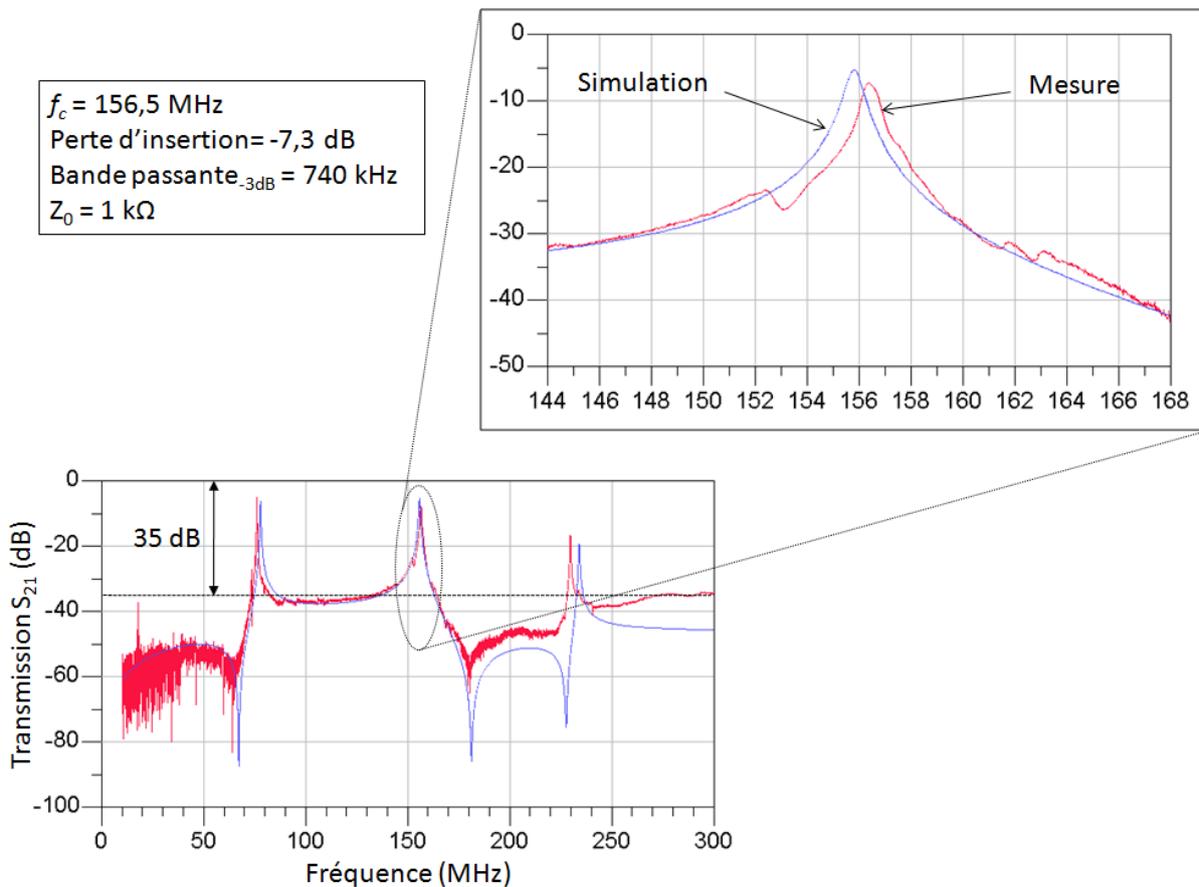


Figure IV-35. Réponse en transmission d'un LCRF à couplage direct de fréquence centrale égale à 156,5 MHz

Les mesures présentées ci-dessus sont toutes issues de la même plaque pour laquelle, reprécisons-le, la valeur du facteur de couplage électromécanique est plus faible qu'attendue.

La plaque P2 a révélé un meilleur facteur de couplage électromécanique et conforte l'hypothèse que nous avons faite selon laquelle un mauvais alignement cristallographique lors du dépôt de l'AlN aurait causé une diminution du k_{eff}^2 . En effet, les deux plaques ayant subi les mêmes étapes de fabrication, il n'y a qu'un AlN mal aligné qui puisse expliquer la différence de k_{eff}^2 . Des filtres à plus large bande passante ont ainsi pu être mesurés. Par exemple, le même filtre que celui présenté sur la Figure IV-35 obtient sur cette plaque P2 une bande passante de 1,1 MHz pour une fréquence centrale de 164,3 MHz. La perte d'insertion est de -9,3 dB et la réjection hors-bande atteint -40 dB. On remarque que la fréquence centrale est supérieure à celle obtenue pour le filtre de la première plaque (c'est-à-dire 156,5 MHz). En effet, il est apparu que les électrodes supérieures en Mo/Ti/Au ont subi une légère sur-gravure

latérale. Comme nous l'avons auparavant expliqué, cette électrode supérieure stoppe la surgravure latérale de l'AlN, délimite de ce fait la largeur du résonateur et donc fixe la fréquence de résonance du résonateur. On comprend ainsi que si la largeur des électrodes diminue, la largeur du matériau piézoélectrique diminue également et la fréquence de résonance augmente de manière inversement proportionnelle.

IV.5.3.2. Filtre à couplage acoustique à travers un guide d'onde

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de mesures des LCRFs exploitant un guide d'onde. Contrairement aux filtres LCRFs à couplage direct, les LCRFs exploitent des couches de couplage, ou guide d'onde périodique, afin de réduire le couplage entre les deux résonateurs et ainsi modifier la bande passante du filtre, voir la section III.IV.3.3.3 pour le principe de fonctionnement.

Une photographie d'un LCRF avec un guide d'onde de largeur égale à $9\lambda/4$ séparant les deux résonateurs à ondes de Lamb est montrée sur la Figure IV-36.

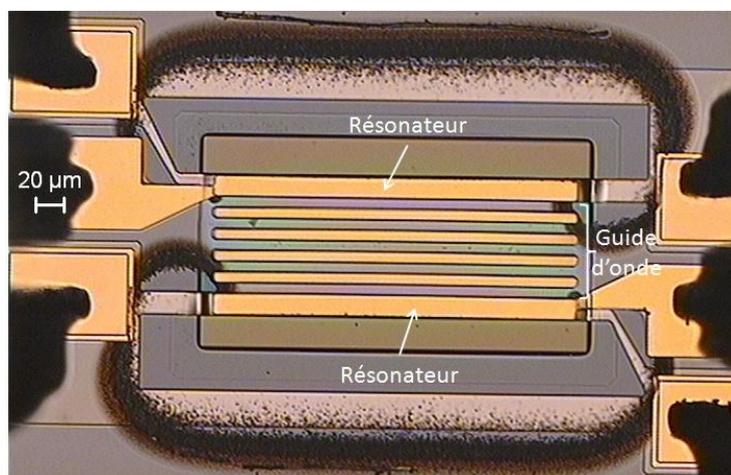


Figure IV-36. LCRF avec guide d'onde de largeur égale à $9\lambda/4$

Nous avons expliqué que le guide d'onde avait pour fonction de réduire le couplage entre les deux résonateurs. Ce guide d'onde crée une discontinuité de l'impédance acoustique à l'interface des deux résonateurs et affecte ainsi le couplage acoustique en augmentant la réflexion de l'onde à l'interface. Plus le nombre de zones de couplage est élevé, plus le couplage acoustique entre les deux résonateurs diminue et plus la réflexion de l'onde à

l'interface est élevée. Par conséquent, il existe un nombre optimal n_o de couches de couplage offrant un couplage convenable entre les deux résonateurs. En effet, un nombre trop faible de couches implique un sur-couplage entre les deux résonateurs tandis qu'un nombre trop élevé induit un sous-couplage entre les deux résonateurs.

La Figure IV-37 illustre justement l'influence de la largeur du guide d'onde sur la bande passante du filtre. En dessous d'une largeur de $11\lambda/4$ pour le guide d'onde, les deux résonateurs sont clairement sur-couplés. Ce sur-couplage induit un changement du coefficient de transmission et donne une réponse composée d'un double pic. Afin de rapprocher encore plus ces deux pics, un guide d'onde d'une largeur de $13\lambda/4$ pourrait être plus approprié. Malheureusement, aucun LCRF avec une telle largeur pour les couches de couplage n'a été réalisé sur les deux plaques.

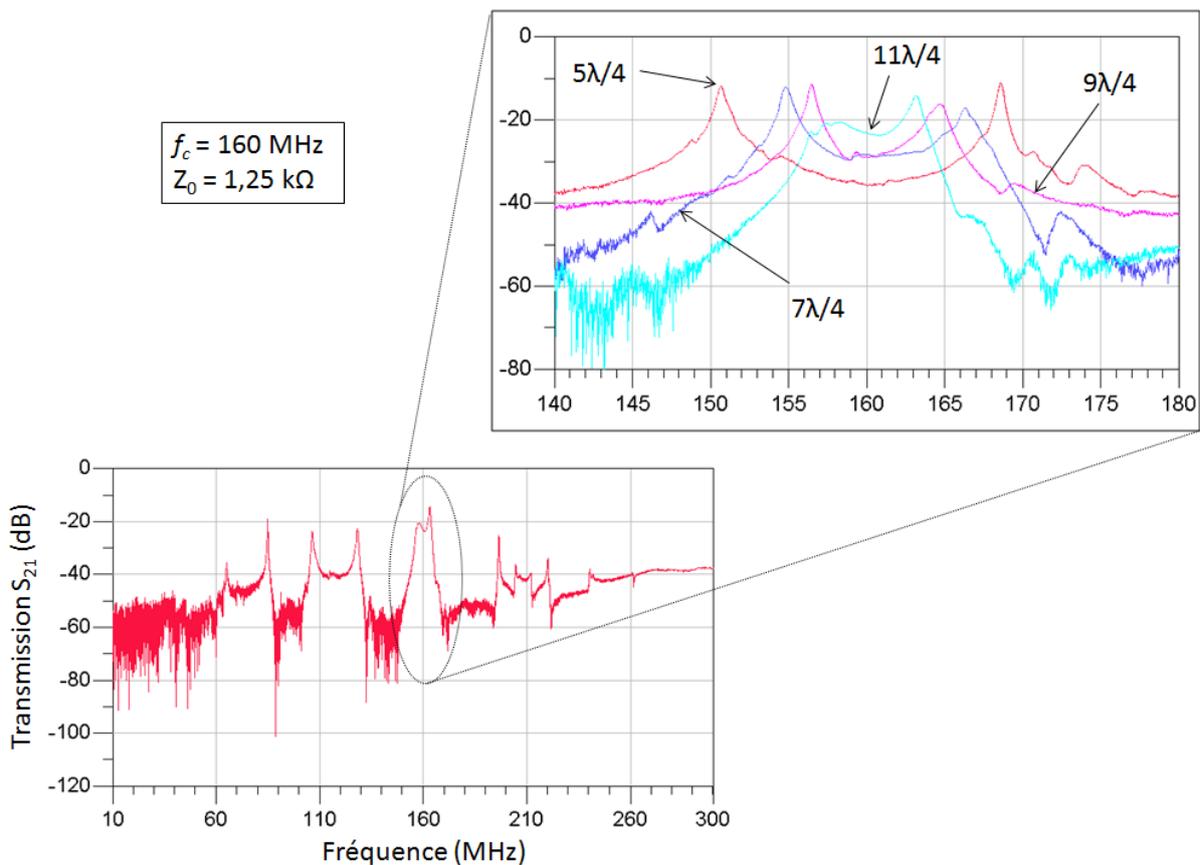


Figure IV-37. Influence de la largeur du guide d'onde sur la bande passante du filtre

La Figure IV-38 donne une comparaison entre la simulation de notre modèle électromécanique et le résultat de mesure dans le cas d'un LCRF ayant un guide d'onde d'une

largeur égale à $11\lambda/4$. Ce filtre adapté à $1,25\text{ k}\Omega$ a une fréquence centrale de 160 MHz pour une perte d'insertion de -22 dB . La bande passante mesurée à -3dB par rapport à la perte d'insertion est de 7 MHz .

La faible perte d'insertion peut être expliquée par le pas de résolution des masques à notre disposition ($0,1\text{ }\mu\text{m}$) et par l'erreur sur la fréquence de résonance des résonateurs composant le filtre. En effet, si la fréquence de résonance obtenue diffère de celle désirée, le guide d'onde qui est adapté en premier lieu à la fréquence de résonance souhaitée, n'est alors plus adapté.

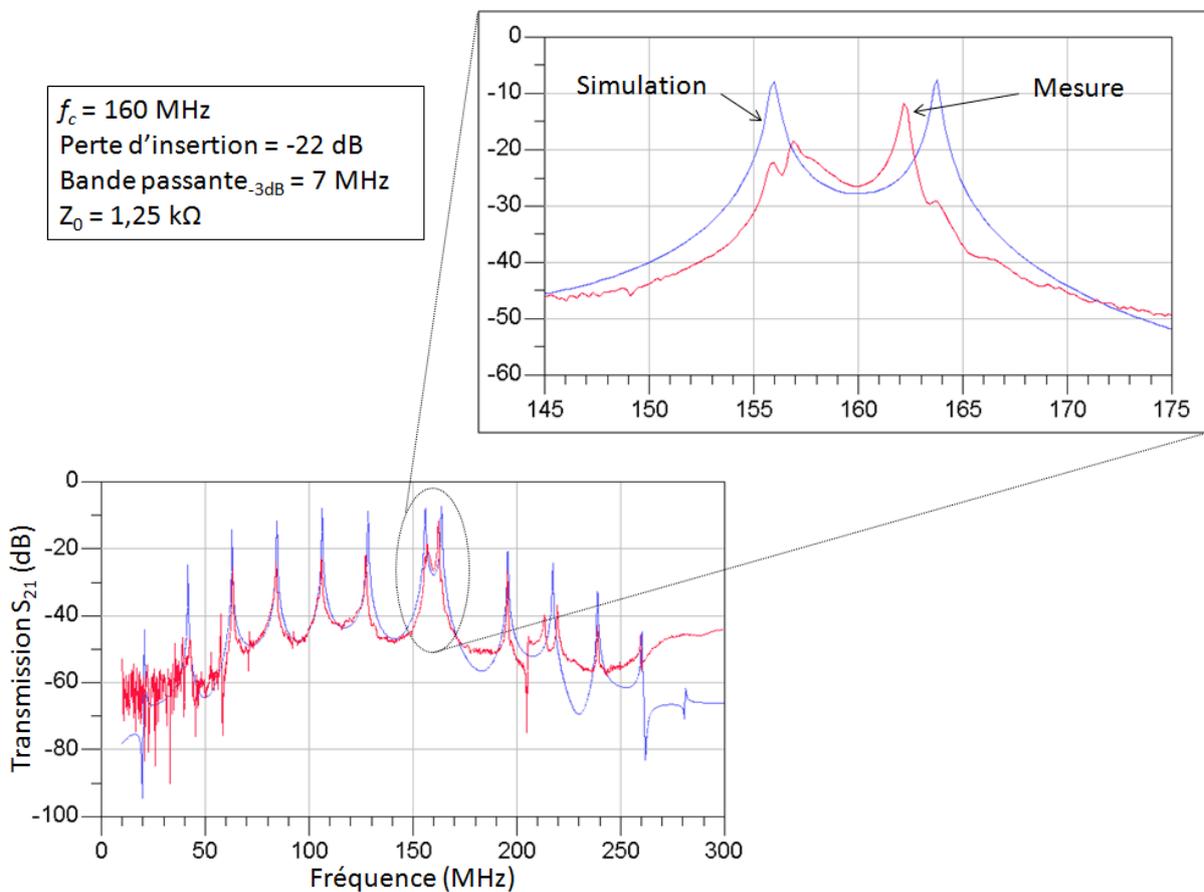


Figure IV-38. Réponse en transmission d'un LCRF avec un guide d'onde de largeur égale à $11\lambda/4$

IV.5.3.3. Situation des LCRF par rapport aux filtres existants

Très peu de filtres piézoélectriques MEMS en fréquence intermédiaire ont été publiés dans la littérature. [PIA06] propose des filtres basés sur des résonateurs à mode de contour. Ces résonateurs sont soit des structures rectangulaires (fonctionnement de 10 à 100 MHz),

soient des structures en anneau (fonctionnement de 100 à 2500 MHz en exploitant les harmoniques). Le filtrage est réalisé soit par un couplage électrique des résonateurs (structures rectangulaires et en anneau), soit par un couplage mécanique des résonateurs (structures rectangulaires). Comme les filtres à couplage acoustique ont été seulement réalisés avec des résonateurs rectangulaires, les filtres fonctionnant au-dessus de 100 MHz exploitent uniquement un couplage électrique (configuration *ladder*) de résonateurs en anneau. Ainsi, contrairement aux LCRFs dont la bande passante dépend du couplage acoustique entre les résonateurs, ces filtres à résonateurs en anneau ont une bande passante directement limitée par le facteur de couplage électromécanique du résonateur, voir l'équation (IV.1). Par ailleurs, seuls les résonateurs à ondes de Lamb ont fait l'objet d'une étude prouvant leurs co-intégrations avec des résonateurs BAWs.

Une autre étude [KUB05] présente des filtres à couplage électrique (configuration *ladder*) utilisant des résonateurs à quartz intégrables sur puce silicium. Ces filtres présentent une faible perte d'insertion (-0,35 dB) pour une adaptation d'impédance de 1 k Ω . Cependant, leur bande passante à -3dB est réduite à 85 kHz pour une fréquence de fonctionnement de 206 MHz.

Nous allons comparer les performances des LCRFs à couplage direct et à guide d'onde à celle d'autres filtres MEMS existants. Les mesures ont été effectuées sur les plaques P1 et P2. Le Tableau IV-8 présente les critères principaux de comparaison, à savoir : la fréquence centrale du filtre f_c , la perte d'insertion $I.L.$, la bande passante à -3dB BP_{-3dB} , la réjection hors bande, l'adaptation d'impédance Z_0 du filtre, la largeur L et la longueur ℓ de la structure. La plus faible perte d'insertion est obtenue pour un LCRF à couplage direct ($I.L. = -3,56$ dB). Pour des performances sensiblement équivalentes, les filtres LCRFs à couplage direct offrent un gain en surface important par rapport aux filtres à couplages électriques composés de huit résonateurs. Par exemple, le LCRF fonctionnant à 233 MHz ($BP_{-3dB} = 652$ kHz, $I.L. = -5,64$ dB, réjection hors-bande de -35 dB) a une surface de $35 \times 323 \mu\text{m}^2$ tandis que le filtre à couplage électrique de fréquence centrale de 236,2 MHz ($BP_{-3dB} = 647$ kHz, $I.L. = -7,9$ dB, réjection hors-bande de -26 dB) possède une surface de $400 \times 1260 \mu\text{m}^2$ [PIA06]. Ainsi, on voit que le gain en surface est important par rapport aux filtres MEMS proposés par [PIA06] qui, eux, peuvent être composés de 24 résonateurs. Par ailleurs, on peut facilement supposer

qu'il est plus délicat d'accorder les fréquences de résonance de 24 résonateurs plutôt que celles de deux LWRs.

Tableau IV-8. Comparaison entre les filtres LCRFs et les filtres MEMS existants

Type de filtre	f_c (MHz)	IL (dB)	BP_{-3dB} (kHz)	Réjection hors bande (dB) ¹	Z_0 (k Ω)	L (μm) \times ℓ (μm)	
LCRF à couplage direct	P1	156,5	-7,3	740	-35	1	52 \times 323
		233	-5,64	652	-35	1	35 \times 323
	P2	160,1	-3,56	400	-40	1	52 \times 323
		164,3	-9,3	1100	-40	1	52 \times 323
LCRF avec guide d'onde	P1	160	-22	7000	-55	1,25	204 \times 323
Filtres <i>ladder</i> (8 résonateurs) [PIA06]		236,2	-7,9	647	-26	1	\sim 400 \times 1260
		93,2	-4	305	-27	2	\sim 400 \times 1260
Filtre à couplage mécanique (2 résonateurs) [PIA06]		40	-1,5	392	-	1	\sim 415 \times 500
Filtre à couplage mécanique (24 résonateurs) [PIA06]		102	-11	3570	-	1	\sim 700 \times 942
Filtre à couplage électrique 2 pôles [KUB05]		206	-0,35	85	-	1	400 \times 160

Il est de plus intéressant de noter que les surfaces des LCRFs avec ou sans guide d'onde sont en moyennes plus petites que celles des filtres à ondes de Lamb à couplage électrique, voir le Tableau IV-7.

Nous avons expliqué dans la section IV.5.1.1 que les facteurs de couplage électromécanique des résonateurs de la plaque P2 étaient plus élevés que sur la plaque P1. Cette observation est confirmée avec la mesure d'un filtre LCRF à couplage direct. En effet, le filtre a une BP_{-3dB} égale à 1,1 MHz pour une fréquence centrale de 164,3 MHz.

¹ Valeurs mesurées à 20 MHz de f_c pour nos filtres

L'augmentation du facteur de couplage améliore également la réjection hors-bande du filtre qui atteint ainsi une valeur de 40 dB ; ce phénomène a été confirmé par simulation.

Les filtres à couplage mécanique dont les caractéristiques sont données dans le Tableau IV-8 exploitent, comme leur nom l'indique, un couplage mécanique entre les résonateurs à travers une tige de longueur égale à $\lambda/4$. Aucun de ces filtres n'utilise un guide d'onde de manière équivalente à nos LCRFs pour influencer la bande passante. Les filtres à couplage mécanique [PIA06] utilisent uniquement des résonateurs à géométrie rectangulaire dont leur fonctionnement en fréquence est limité à 100 MHz alors que les LCRFs peuvent fonctionner à de fréquences plus élevées.

IV.5.4. Conclusions

Les résultats de mesures des résonateurs à ondes de Lamb et des filtres à couplage électrique et à couplage acoustique ont été présentés dans cette partie. En premier lieu, nous avons montré les contraintes de fabrication imposées par la technologie telles que la surgravure du matériau piézoélectrique. Les règles de dessin que nous nous sommes imposées, particulièrement en ce qui concerne l'électrode supérieure, ont prouvé leur intérêt en permettant de stopper la surgravure à l'endroit souhaité et ainsi d'obtenir une bonne précision sur la fréquence de résonance des résonateurs.

L'optimisation technologique visant à améliorer le facteur de qualité a été validée puisque des facteurs de qualité supérieurs (Q de 2300) à ceux des résonateurs à ondes de Lamb existants [VOL05] ont été obtenus. Néanmoins, l'augmentation souhaitée du facteur de couplage électromécanique n'a pas été effective. Deux explications sont possibles : d'une part, comme nous l'avons évoqué, un mauvais alignement du matériau piézoélectrique lors de son dépôt a pu causer une diminution du facteur de couplage. Cette hypothèse est en partie confirmée par les résultats de mesures. D'autre part, une erreur de modélisation des résonateurs est également une hypothèse à vérifier, notamment au niveau de la modélisation par éléments finis.

La faible valeur du facteur de couplage électromécanique a induit un dysfonctionnement des filtres à couplage électrique. Le principe de fonctionnement de ces derniers n'a donc pas pu être confirmé par les mesures. Par contre, les filtres à couplage acoustique ont révélé un

fonctionnement valide. Les pertes d'insertion (-3,56 dB) et les largeurs de bande (jusqu'à 1,1 MHz pour les LCRF à couplage direct) obtenues sont des résultats très prometteurs étant donné les problèmes technologiques rencontrés lors de la réalisation des dispositifs. En effet, une optimisation de la technologie permettrait certainement d'obtenir de meilleures performances.

Enfin, concluons sur les LCRF exploitant un guide d'onde entre les résonateurs. Bien que ces filtres aient des pertes d'insertion importantes (-22 dB), leur principe de fonctionnement a été démontré. Ainsi, nous avons montré que l'utilisation d'un guide d'onde permet de contrôler la bande passante du filtre. Quelques pistes d'amélioration sont en cours d'analyse : notamment l'utilisation des matériaux différents au sein du guide d'onde. Par exemple, l'emploi d'une épaisseur de platine de 200 nm par exemple en lieu et place du molybdène et de l'or améliore le fonctionnement du guide d'onde. En effet, le platine qui possède une densité égale à 21090 kg.m^{-3} supérieure à celles du Mo et de Au, voir le Tableau IV-4, augmente l'impédance acoustique de la zone incluant les électrodes, voir la Figure IV-17, et donc diminue le couplage acoustique entre les deux résonateurs.

IV.6. Conclusions

Ce chapitre a présenté nos travaux sur les résonateurs et filtres à ondes de Lamb. D'abord l'étude technologique effectuée pour optimiser les performances des résonateurs à ondes de Lamb a été développée. Ensuite, nous avons détaillé la modélisation (modèles électrique et électromécanique), la simulation et la conception des résonateurs et des filtres à ondes de Lamb en énonçant les différents types de filtres (à couplage électrique *ladder* et *lattice*, à couplage acoustique direct et à couplage acoustique à travers un guide d'onde). La conception des masques et les règles de dessin à respecter ont dans une troisième partie été présentées. Enfin, la quatrième partie a exposé les résultats de mesures des résonateurs et des filtres à ondes de Lamb.

Ces filtres à ondes de Lamb, en particulier les LCRFs à couplage direct et à guide d'onde sont les premiers filtres compatibles avec le procédé de fabrication des résonateurs FBAR. Leur intégration sur puce redonne un intérêt à utiliser des architectures de type hétérodyne exploitant une fréquence intermédiaire élevée. De plus, leur impédance élevée (>

1k Ω) rend ces filtres extrêmement favorables à l'ultra faible consommation dans, par exemple, les architectures de réception à sous-échantillonnage, voir la Figure I-13.

Les pistes de travaux sont premièrement une meilleure prise en compte du facteur de couplage électromécanique des résonateurs au sein de nos modèles et, deuxièmement, l'amélioration des performances des filtres telles que les pertes d'insertion et la bande passante. Les LCRFs à guide d'onde possèdent des propriétés justement favorables au contrôle de la bande passante et permettraient de satisfaire aux contraintes de filtrages des différents standards. Par ailleurs, afin d'éliminer la dépendance de la fréquence de fonctionnement des résonateurs vis-à-vis de la sur-gravure, l'emploi de réflecteurs acoustiques tels qu'utilisés dans [BJU05] semble être une solution prometteuse.

La troisième piste de recherche est de valider le fonctionnement des résonateurs et filtres à ondes de Lamb sur substrat SMR. En effet, les dispositifs à ondes de Lamb existants sont uniquement des structures à membrane isolées acoustiquement par un espace d'air. Etant donné l'intérêt croissant pour les filtres CRF implémentant des substrats SMR face aux filtres BAW à base de FBAR, montrer la compatibilité des dispositifs à ondes de Lamb sur substrat SMR est un défi majeur pour l'avenir de cette technologie.

V. Exemple d'utilisation des ondes de Lamb dans les architectures de réception

V.1. Introduction

Comme nous l'avons expliqué dans la section I.5.2, une des approches possibles pour numériser le signal en fréquence intermédiaire est d'utiliser un convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu. En employant un résonateur à ondes de Lamb au sein du convertisseur, les performances en termes de rapport signal sur bruit, de consommation et d'intégration peuvent être améliorées, voir la section II.4.

Dans le chapitre II, le fonctionnement des convertisseurs $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu a été développé. Ainsi, les termes essentiels à retenir avant d'étudier ce chapitre sont la fonction de transfert du bruit (NTF), voir l'équation (II.7), le rapport signal sur bruit (SNR), voir l'équation (II.11) et la fonction de transfert du signal pour un modulateur à temps continu (STF_c), voir l'équation (II.26). Notre étude s'axera sur l'implémentation des résonateurs à ondes de Lamb au sein d'architectures de modulateurs $\Sigma\Delta$ de second et quatrième ordre, voir l'illustration schématique sur la Figure V-1. Ces convertisseurs de second et quatrième ordres utilisent une double boucle de retour (RZ et HRZ) pour obtenir la fonction de transfert de boucle désirée. Le principe de fonctionnement de la boucle a été exposé dans la partie II.3.

Dans une première partie, l'étude de l'implémentation du résonateur dans la chaîne est développée. En effet, cette étape n'est pas directe à cause de la présence d'une antirésonance dans la réponse électrique du résonateur, voir la Figure III-1. De plus, un amplificateur opérationnel transimpédance (TIA) est placé après le résonateur pour obtenir le gain souhaité et compensé la perte d'insertion du résonateur. Un régulateur de phase, non mentionné sur la Figure V-1, peut être introduit après le TIA afin de compenser un éventuel décalage de phase de ce dernier [WAN03].

La seconde partie expose les imperfections prises en compte dans notre modélisation réalisée sous Matlab/Simulink. Une seconde approche a été effectuée à l'aide d'un outil de simulation pour signaux mixtes, AdvanceMS. Ce simulateur offre une approche plus fidèle de la réalité en prenant en compte quelques fonctions au niveau transistor (mélangeur couplé au LWR, au TIA et au retour des CANs). En revanche, comme nous souhaitons effectuer en premier lieu une étude purement système, le logiciel Matlab/Simulink se révèle beaucoup plus

adapté puisque le temps de simulation est considérablement réduit par rapport au simulateur AdvanceMS.

La troisième partie présente l'influence des imperfections du résonateur sur les convertisseurs $\Sigma\Delta$ de second et quatrième ordre via des résultats de simulation.

Enfin, la quatrième partie est axée sur l'implémentation de notre modèle Simulink au sein d'une chaîne de réception développée sous Matlab et dédié au standard Zigbee.

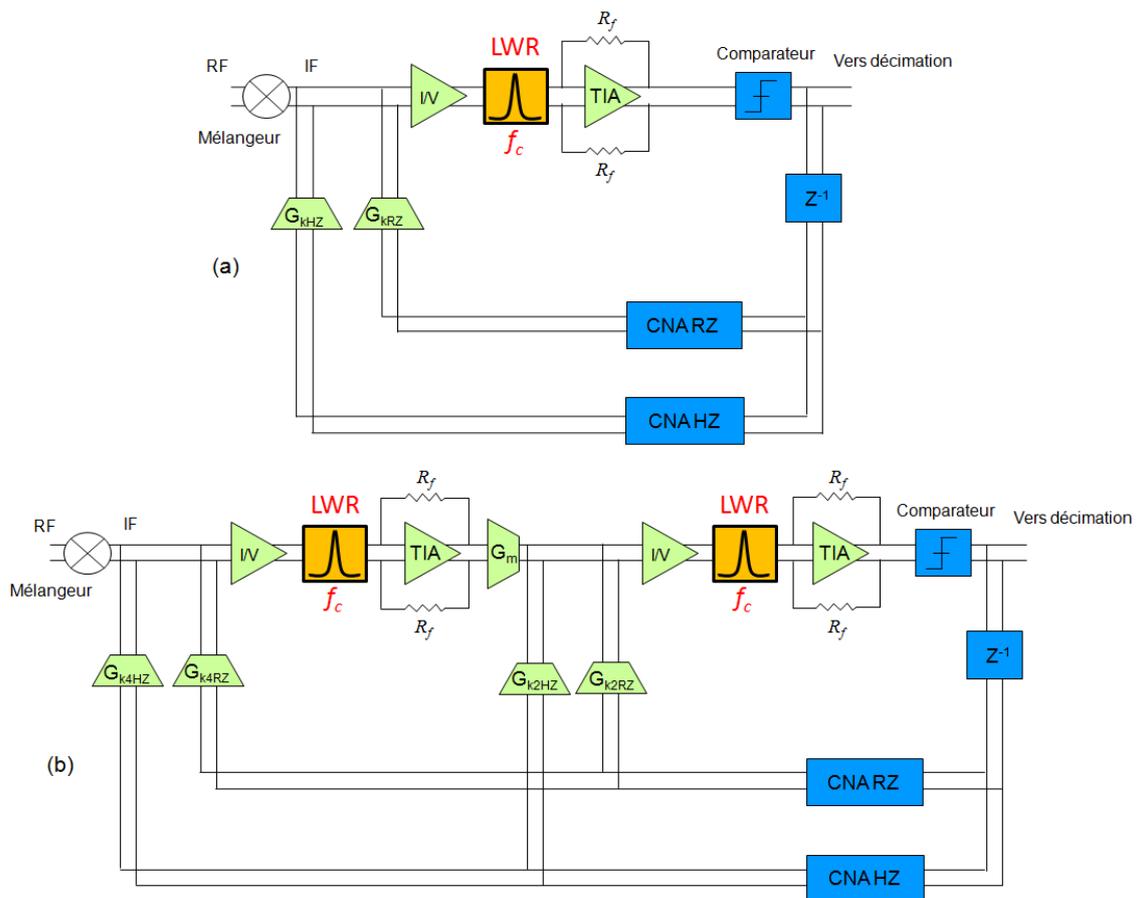


Figure V-1. Convertisseur $\Sigma\Delta$ à temps continu avec LWR de (a) second ordre (b) quatrième ordre

V.2. Implémentation du LWR dans un convertisseur $\Sigma\Delta$

L'implémentation des résonateurs à ondes de Lamb au sein d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ ne peut être effectuée directement. En effet, comme nous l'avons vu dans le chapitre III, la réponse électrique d'un LWR se compose d'une résonance et d'une antirésonance. Cette antirésonance impose une phase non-monotone avec une variation de -90° à $+90^\circ$, et rend la boucle instable si le résonateur est introduit directement dans la chaîne. La Figure V-2 illustre cette variation de phase pour un résonateur chargé avec une résistance R_c de $50\ \Omega$. Dans notre cas, cette résistance représente l'impédance d'entrée du TIA, voir la Figure V-1. Par ailleurs, on retrouve le modèle équivalent du résonateur présenté dans la Figure IV-8. Les quantités V_i et V_o sont respectivement les potentiels à l'entrée et à la sortie du résonateur.

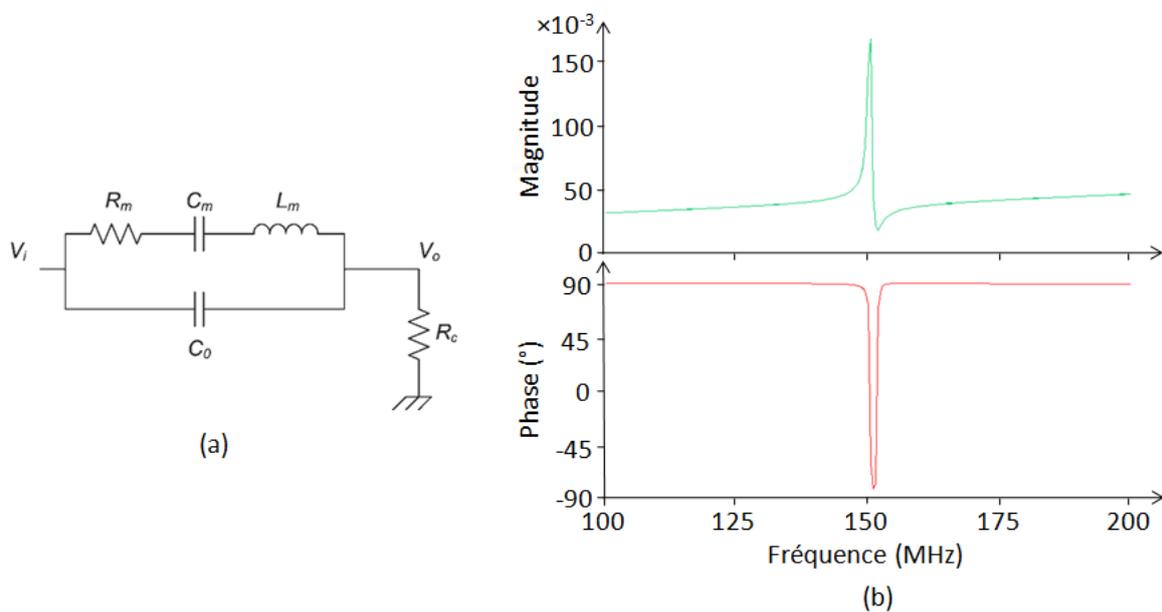


Figure V-2. (a) Résonateur avec résistance de charge (b) Réponse électrique d'un résonateur avec une charge de $50\ \Omega$

En supprimant la capacité statique C_0 , on peut écrire la fonction de transfert idéal du résonateur de la manière suivante [YU07]:

$$H_r(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{R_c}{L_m} s}{s^2 + \frac{R_c + R_m}{L_m} s + \frac{1}{L_m C_m}} \quad (\text{V.1})$$

A la fréquence de résonance, la capacité C_m et l'inductance L_m s'annulent et le résonateur devient alors résistif. La perte d'insertion *I.L.* du LWR s'énonce alors en fonction de R_m et R_c comme ci-dessous :

$$I.L. = \frac{R_c}{R_m + R_c} \quad (\text{V.2})$$

La fonction de transfert associée au résonateur avec sa charge R_c s'exprime comme suit :

$$H_r(s) = \frac{R_c}{Z_r(s) + R_c} \quad (\text{V.3})$$

La quantité représente l'impédance du résonateur dont l'expression en fonction de la résistance R_m , de l'inductance L_m et des capacités C_m et C_0 est donnée à l'équation (IV.2). En introduisant l'expression de dans l'équation (V.3), on obtient la formulation suivante pour

:

$$H_r(s) = \frac{s(s^2 + a_1 s + a_0)}{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{V.4})$$

$$a_0 = \frac{C_m + C_0}{L_m C_m C_0} \qquad a_1 = \frac{R_m}{L_m}$$

$$b_0 = \frac{1}{L_m C_m R_c C_0} \qquad b_1 = \frac{R_c (C_m + C_0) + R_m C_m}{L_m C_m R_c C_0} \qquad b_2 = \frac{R_m}{L_m} + \frac{1}{R_c C_0}$$

On peut voir que l'expression de la fonction de transfert ci-dessus est différente de l'expression d'un résonateur considéré comme idéal, voir l'équation (II.17). La différence tient principalement dans la forme du numérateur qui est lié à l'existence d'une antirésonance dans le cas de l'équation (V.4).

Ainsi, la solution couramment employée pour permettre l'implémentation du résonateur est d'éliminer l'antirésonance. Cette étape est effectuée à l'aide d'une capacité C_c dite « négative » [XU04], [XU05] dont la valeur est égale à celle de la capacité statique du résonateur C_0 . Cette capacité est reliée à un potentiel en opposition de phase par rapport à V_i et est connectée à la sortie du résonateur afin de réaliser une sommation des courants, voir la Figure V-3.

Les expressions pour les courants i_0 et i_c sont formulées ci-dessous :

$$i_0(s) = sC_0V_i(s) \quad \text{et} \qquad i_c(s) = -sC_cV_i(s) \qquad (V.5)$$

Pour $C_c = C_0$, la somme de ces deux courants à la sortie du résonateur est nulle et supprime donc l'influence de l'antirésonance dont l'existence dépend de la capacité C_0 .

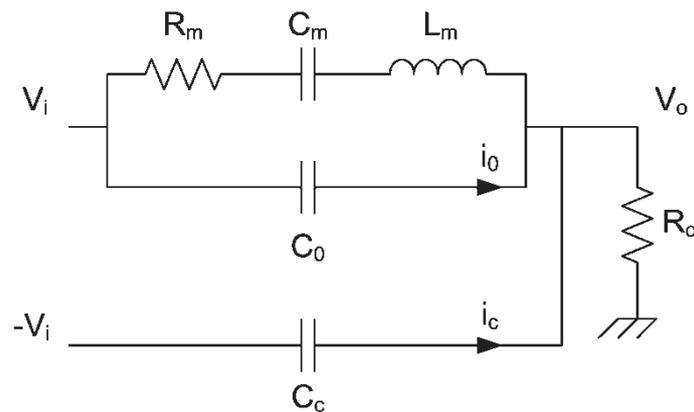


Figure V-3. Résonateur avec charge et capacité de correction

Dans le cas nous intéressant, le résonateur et la capacité de compensation sont placés à la sortie du mélangeur. La sortie de ce mélangeur étant différentielle, nous allons utiliser le fait que les signaux entre les deux voies sont en opposition de phase pour réaliser la capacité dite « négative ». D'autre part, afin de continuer à fonctionner en différentiel, nous utiliserons deux résonateurs couplés à deux capacités de compensation, comme l'illustre la Figure V-4. Dans l'optique d'une intégration maximale et d'une disparité minimale entre les valeurs des capacités de compensation et celles des capacités statiques des résonateurs, il sera souhaitable d'intégrer ces quatre composants côte-à-côte. Ainsi, si une variation sur la capacité statique du résonateur apparaît suite à une déviation technologique, elle sera identique, ou pour le moins très semblable, sur les capacités de compensation.

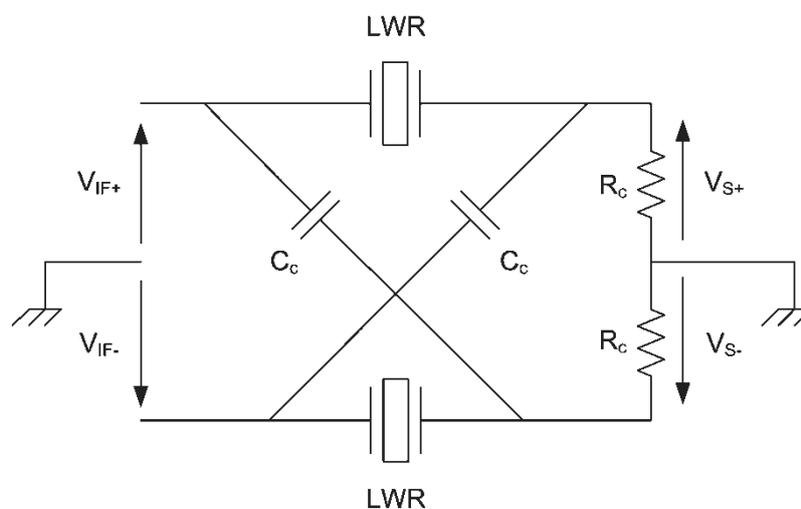


Figure V-4. Résonateurs à ondes de Lamb (LWR) associés à leurs capacités de correction et fonctionnant en mode différentiel

Exemple d'utilisation des ondes de Lamb dans les architectures de réception

D'après le schéma électrique de la Figure V-4, on a :

$$V_{S+} = V_{IF+} \frac{Z_c R_c}{Z_c R_c + Z_R (Z_c + R_c)} + V_{IF-} \frac{Z_R R_c}{Z_R R_c + Z_c (Z_R + R_c)} \quad (V.6)$$

$$V_{S-} = V_{IF+} \frac{Z_R R_c}{Z_R R_c + Z_c (Z_R + R_c)} + V_{IF-} \frac{Z_c R_c}{Z_c R_c + Z_R (Z_c + R_c)}$$

Où Z_R et Z_c sont les impédances respectives du résonateur à ondes de Lamb et de la capacité de compensation C_c .

Par la suite en posant,

$$V_S = V_{S+} - V_{S-} \quad \text{et} \quad V_{IF} = V_{IF+} - V_{IF-} \quad (V.7)$$

la fonction de transfert H_{rO} peut être déterminée:

$$H_{rO}(s) = \frac{V_S(s)}{V_{IF}(s)} = \frac{R_c (Z_c - Z_{LWR})}{Z_{LWR} R_c + Z_c Z_{LWR} + Z_c R_c} \quad (V.8)$$

En introduisant l'expression de Z_{LWR} donnée à l'équation (IV.2) et celle de Z_c correspondant à C_c ; on obtient la relation ci-dessous. Pour simplifier, nous avons choisi C_c soit le cas idéal.

$$H_{rO}(s) = \frac{s/2L_m C_0}{s^3 + \left(\frac{R_m}{L_m} + \frac{1}{2R_c C_0}\right) s^2 + \frac{(R_m + R_c) C_m + 2R_c C_0}{2L_m C_m R_c C_0} s + \frac{1}{2L_m C_m R_c C_0}} \quad (V.9)$$

Or, nous pouvons faire les hypothèses suivantes :

$$\frac{1}{2R_c C_0} \gg \frac{R_m}{L_m} \quad \text{et} \quad 2R_c C_0 \gg (R_m + R_c)C_m \quad (\text{V.10})$$

Par exemple, dans le cas d'un résonateur fonctionnant sur le mode fondamental autour de 150 MHz avec un facteur de qualité de 1000, $L_m = 105 \mu\text{H}$, $C_m = 12,24 \text{ fF}$, $R_m = 100 \Omega$ et $C_0 = 1,784 \text{ pF}$.

Ainsi, en tenant compte des hypothèses données aux équations (V.10), l'expression de l'équation (V.9) se simplifie comme suit :

$$H_{rO}(s) = K \left(\frac{s/\omega_r}{1 + (s/\omega_r)^2} \right) \left(\frac{1}{1 + s/\omega_{par}} \right) \quad (\text{V.11})$$

$$K = R_c \sqrt{\frac{C_m}{L_m}} \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad \omega_{par} = \frac{1}{2R_c C_0}$$

Il apparaît dans l'équation (V.11) deux pôles : ω_r et ω_{par} correspondant respectivement à la résonance série du résonateur et au pôle dû à la présence de la résistance de charge R_c et de la capacité de compensation C_0 ($= \omega_{par}$).

La Figure V-5 montre la simulation du circuit de la Figure V-4 et valide le principe de fonctionnement. La capacité de compensation remplit son rôle en éliminant l'antirésonance et en imposant une phase monotone allant de -90° à $+90^\circ$ contrairement au résonateur sans capacité de compensation, voir Figure V-2. De plus, cette figure illustre l'influence de la

valeur de la résistance de charge sur la magnitude et la phase de la fonction de transfert. Nous verrons plus loin que la variation de la phase engendre une dégradation du rapport signal sur bruit du convertisseur $\Sigma\Delta$.

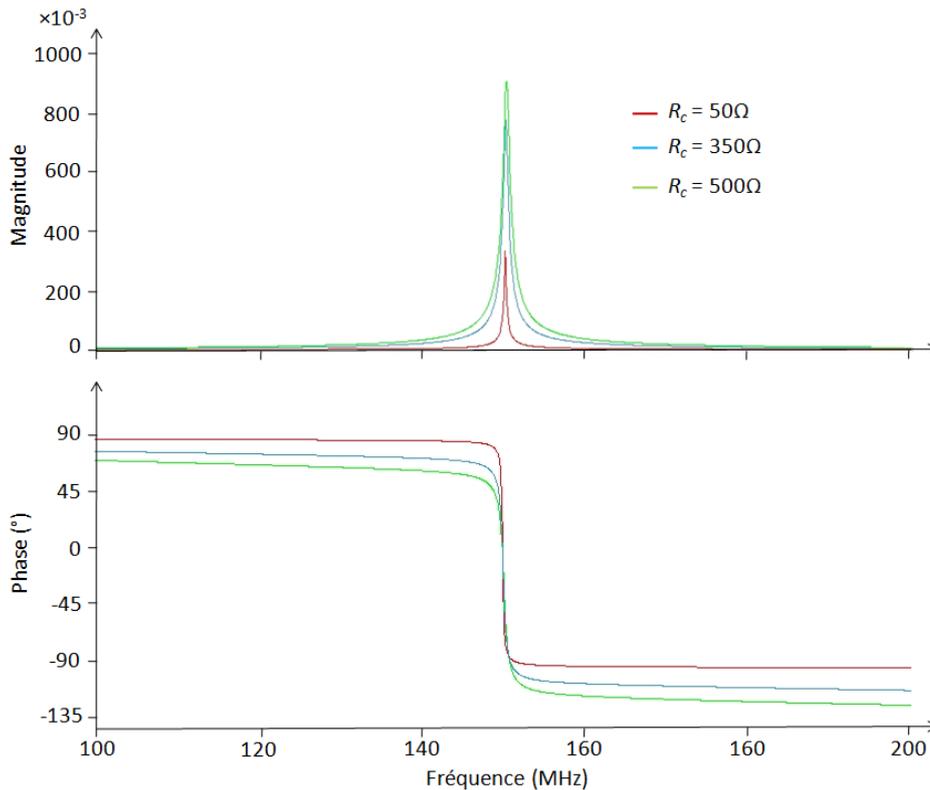


Figure V-5. Evolution de la magnitude et de la phase de la fonction de transfert en fonction de la résistance de charge

Nous allons faire l'hypothèse supplémentaire suivante : si la résistance de charge est faible ($\sim 50 \Omega$), le pôle sera éloigné de la résonance. Par exemple, si on reprend les valeurs données ci-dessus pour le résonateur, le pôle parasite se situera à 1,78 GHz contre 150 MHz pour la résonance. On peut donc dans ce cas-ci négliger le pôle parasite et ainsi simplifier finalement l'équation (V.11) comme ci-dessous :

$$H_{rO}(s) = K \left(\frac{\omega_r s}{s^2 + \omega_r^2} \right) \quad (\text{V.12})$$

On retrouve l'expression de la fonction transfert du résonateur souhaitée, à un facteur K près, pour l'implémentation du résonateur dans la chaîne du convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu, voir équation (II.17).

V.3. Imperfections

Dans cette partie, nous allons détailler les imperfections prises en compte dans notre modèle MATLAB/SIMULINK. Celles-ci sont présentées dans le Tableau V-1. A noter que l'impédance de charge du résonateur correspond à l'impédance d'entrée du TIA. De plus, nous avons expliqué dans la partie II.3 que la boucle de retour d'un convertisseur à temps continu est très sensible au retard causé par le jitter d'horloge. Ce dernier a donc été pris en compte dans notre modèle en se basant sur un modèle de jitter employé dans les synthétiseurs de fréquence pour les applications UWB et développé au LETI [PEL03].

Tableau V-1. Imperfections prises en compte dans notre modèle MATLAB/SIMULINK

Imperfections	
Résonateur	Fréquence de résonance
	Facteur de qualité
	Capacité de compensation de l'antirésonance
	Impédance de charge
TIA	Gain
	1 ^{er} pôle
	Impédance d'entrée
Horloge	Jitter
Boucle de retour	Coefficients

Les imperfections sur le résonateur et le TIA sont détaillées dans les deux sections suivantes.

V.3.1. Résonateur

Le modèle reprend la fonction de transfert du résonateur donnée à l'équation (V.9) mais en introduisant la capacité de compensation C_c . On obtient alors l'expression suivante pour

:

$$H_{r0}(s) = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{V.13})$$

$$a_3 = R_c \left(\frac{1}{C_c} - \frac{1}{C_0} \right)$$

$$a_2 = R_c \left(\frac{1}{C_c} - \frac{1}{C_0} \right) \frac{R_m}{L_m}$$

$$a_1 = R_c \left(\frac{1}{C_c} - \frac{1}{C_0} \right) / L_m C_m + \frac{R_c}{L_m C_c C_0}$$

$$a_0 = 0$$

$$b_3 = R_c \left(\frac{1}{C_c} + \frac{1}{C_0} \right)$$

$$b_2 = \frac{R_m R_c}{L_m C_0} + \frac{R_m R_c}{L_m C_c} + \frac{1}{C_c C_0}$$

$$b_1 = \left(\frac{R_c}{C_m} + \frac{R_m}{C_c} + \frac{R_c (C_m + C_c)}{C_m C_c} \right) / L_m C_m$$

$$b_0 = \frac{1}{L_m C_m C_c C_0}$$

L'expression ci-dessus permet d'analyser l'influence d'une variation sur la capacité de compensation C_c , sur la résistance de charge R_c et sur le facteur de qualité Q . En effet, on

a
$$R_m = \sqrt{L_m / \iota}.$$

Afin de prendre en compte un décalage de la fréquence de résonance f_s , nous allons utiliser la relation suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}} \quad (V.14)$$

En considérant l'inductance constante, la capacité varie en fonction de la fréquence de résonance f_r . Ainsi, l'influence de f_r est répercutée dans l'équation (V.13) par l'intermédiaire de .

La Figure V-6(a) montre l'impact d'une erreur de 1% sur la fréquence de résonance f_r tandis que la Figure V-6(b) présente le cas où l'erreur sur la capacité de compensation atteint une valeur de 10%. Nous avons pris comme un exemple un LWR de fréquence de résonance égale à 150,25 MHz fonctionnant sur le mode fondamental. Les valeurs des paramètres du modèle électrique du LWR sont les suivantes : $C_0 = 530,52$ fF, $C_m = 10,71$ fF, $L_m = 104,793$ μ H et $Q = 1000$. La résistance de charge R_c est égale à 100 Ω .

La Figure V-6(b) montre qu'une erreur de 10% sur la valeur de capacité de compensation induit la réapparition de l'antirésonance.

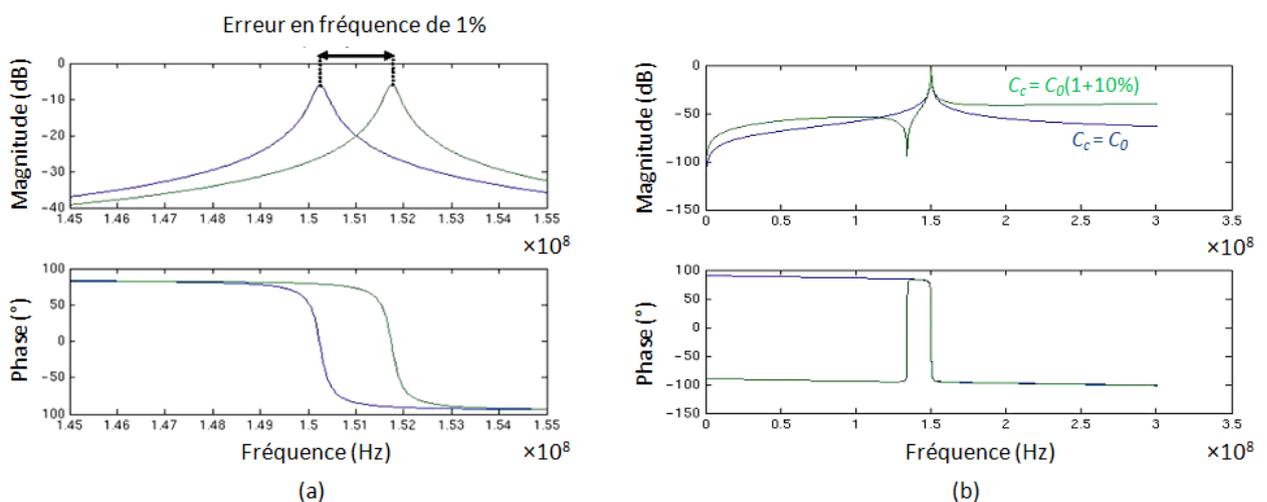


Figure V-6. Impact sur la fonction de transfert d'une variation (a) de la fréquence de résonance f_s (b) de la capacité de compensation C_c

V.3.2. Amplificateur opérationnel à transimpédance

Le schéma d'un TIA est donné sur la Figure V-7. Il se compose d'un amplificateur opérationnel et d'une résistance de contre-réaction R_f . A noter que l'impédance de contre-réaction a été choisie ici purement résistive pour simplifier le problème.

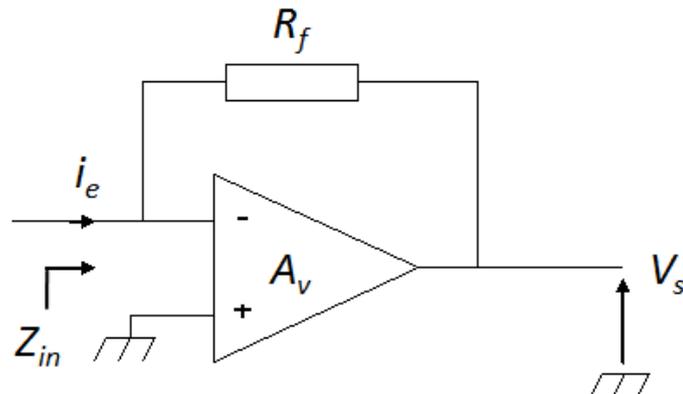


Figure V-7. Configuration d'un amplificateur opérationnel à transimpédance

Afin de modéliser la fonction de transfert en tension A_v de l'amplificateur opérationnel, nous avons choisi de limiter sa fonction de transfert au premier pôle :

$$A_v(s) = \frac{A_{v0}}{1 + \frac{s}{2\pi f_{p1}}} \quad (\text{V.15})$$

Dans le cas où on néglige l'impédance différentielle de l'amplificateur opérationnel, l'impédance d'entrée Z_{in} du TIA s'exprime alors comme suit [HAW00].

$$Z_{in} \approx \frac{R_f}{1 + A_v(s)} \quad (\text{V.16})$$

La fonction de transfert de l'amplificateur transimpédance Z_T s'écrit :

$$Z_T(s) = \frac{V_s(s)}{I_s(s)} = \frac{R_f}{1 + \frac{1}{A_v(s)}} \quad (V.17)$$

$$= \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0}} \frac{R_f}{1 + \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0}} \frac{s}{2\pi f_{p1}}}$$

En considérant le pôle f_{p1} égal à 100 MHz, une impédance d'entrée de 100 Ω et un gain statique de transimpédance d'une valeur de 50 : on obtient le diagramme de Bode de Z_T de la Figure V-8.

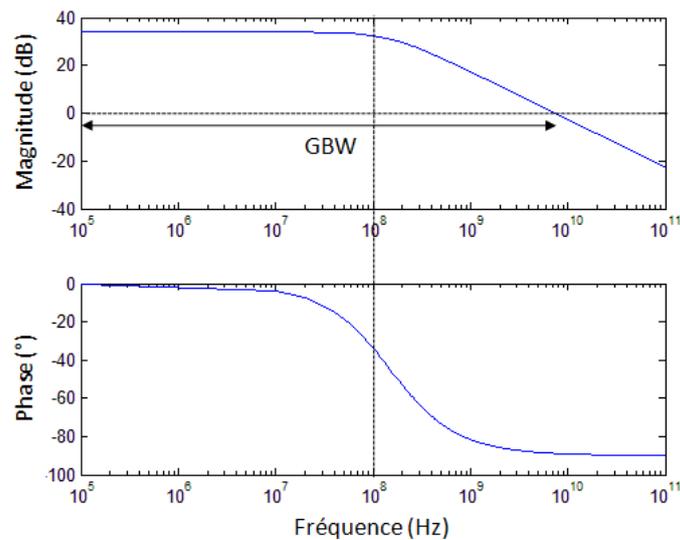


Figure V-8. Tracé de la fonction de transfert de l'amplificateur transimpédance

V.4. Résultats de simulation

Nous avons choisi d'utiliser un résonateur fonctionnant sur le mode fondamental de fréquence de résonance égale à 152,6 MHz et dont les paramètres du modèle électrique ont été extraits des résultats de mesures. Ainsi, on obtient les valeurs suivantes pour le modèle électrique correspondant à ce LWR : $C_0 = 2,116$ pF, $C_m = 6,207$ fF, $L_m = 175,134$ μ H et $R_m = 153$ Ω , en considérant un facteur de qualité de 1100, voir le Tableau IV-6. De plus, afin

de répondre aux spécifications de la norme Zigbee, voir la section I.2.2, la valeur du rapport de sur-échantillonnage OSR est choisie en fonction de la bande passante désirée B , voir l'équation (I.12). Nous avons donc $B = 2$ MHz et $OSR = 153$ étant donné que la fréquence de sur-échantillonnage f_s est choisie égale à quatre fois la fréquence de résonance du LWR, soit $f_s = 610,4$ MHz.

L'influence du résonateur à ondes de Lamb sur le convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande va être étudiée dans cette partie. Nous n'aborderons pas les résultats de simulations liés aux différentes imperfections citées précédemment puisque notre objectif est avant tout de valider l'intérêt d'utiliser les résonateurs à ondes de Lamb dans les modulateurs $\Sigma\Delta$.

Tout d'abord, comparons avec la Figure V-9, le SNR simulé d'un modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande de second ordre possédant un résonateur idéal de fonction de transfert équivalente à l'équation (II.17) avec celui d'un convertisseur intégrant les modèles du résonateur et du TIA décrits dans la partie V.3. Pour notre modèle du résonateur, nous reprenons les valeurs données ci-dessus hormis le facteur de qualité qui, ici, est considéré infini. De plus, le pôle en fréquence f_{p1} du TIA est supposé également infini afin d'éviter l'apparition d'un délai de groupe qui dégraderait le SNR. L'erreur entre les deux courbes est due à la résistance de charge R_c . En effet, nous avons choisi dans notre modèle R_c égale à 50Ω , ce qui amène un pôle parasite ω_{par} autour de 752 MHz, voir l'équation (V.11). Cependant, si on choisit une résistance R_c plus faible, le pôle parasite sera rejeté à plus haute fréquence mais, en contrepartie, la perte d'insertion du LWR sera plus élevée (ici $I.L. = 0$ dB car Q est considéré infini), voir équation (V.2).

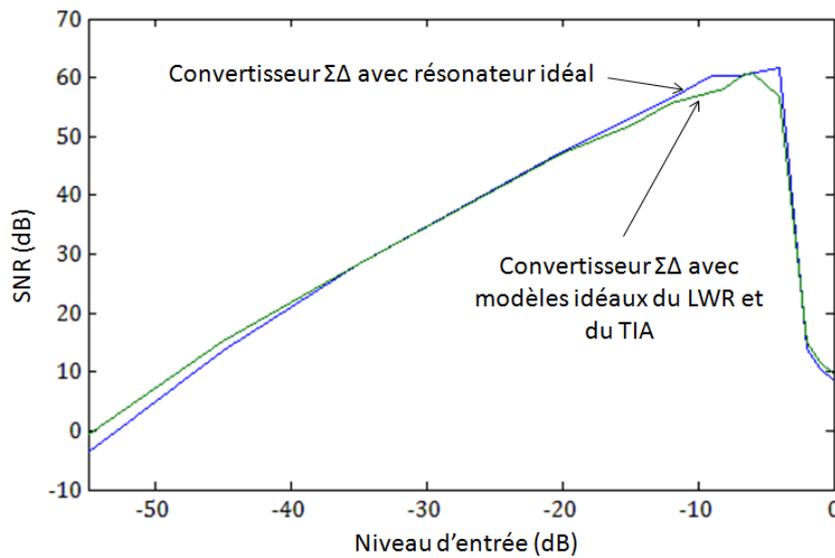


Figure V-9. Comparaison du SNR d'un modulateur d'ordre 2 en fonction du niveau d'entrée et du modèle utilisé pour le résonateur

Le rapport signal sur bruit maximal SNR_{max} est obtenu lorsque le niveau de signal d'entrée est égal à 0,39 et 0,31 pour les modulateurs $\Sigma\Delta$ de second et quatrième ordres respectivement. L'inégalité entre ces deux niveaux d'entrée est causée par la différence entre les STF's des modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande CT du second et quatrième ordre, voir l'équation (II.26). Les SNR_{max} simulés pour un facteur de qualité infini sont de 60,1 dB et 85,8 dB pour les modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande d'ordre 2 et 4, respectivement.

V.4.1. Influence du facteur de qualité sur le SNR

Le facteur de qualité du résonateur a un impact direct sur le rapport signal sur bruit. La Figure V-10 illustre la perte en dB par rapport au SNR_{max} en fonction du facteur de qualité du résonateur. Au-dessous d'un Q de 200, le SNR diminue fortement que cela soit pour un modulateur d'ordre 2 ou 4. Le LWR utilisé pour nos simulations possède un facteur de qualité de 1100. On voit que la perte résultante est inférieure à 2 dB pour un modulateur d'ordre 2 tandis qu'elle se situera au-dessous de 4 dB pour un modulateur d'ordre 4. Les rapports signal sur bruit maxima ($SNR_{max,Q=1100}$) simulés pour un LWR possédant un facteur Q de 1100 sont de 59,6 dB et 84,8 dB pour les modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande d'ordre 2 et 4, respectivement.

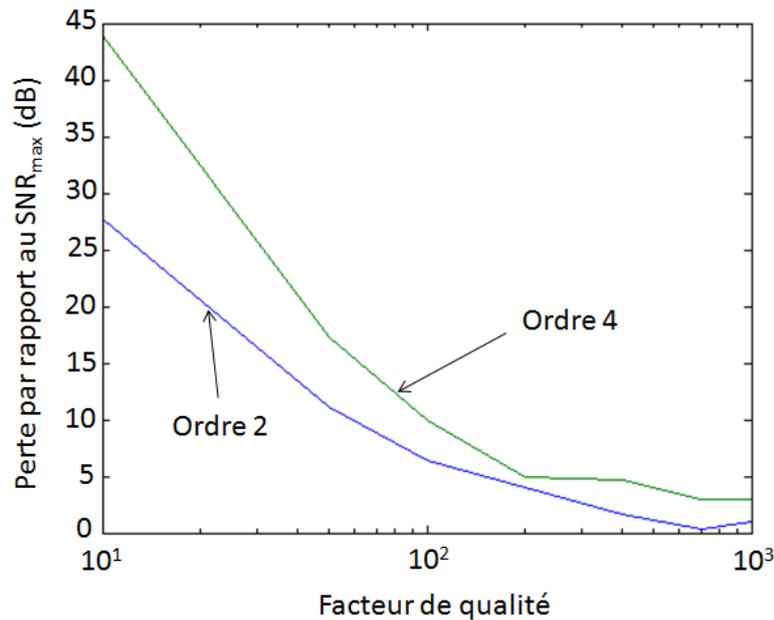


Figure V-10. Influence du facteur de qualité du LWR sur le SNR pour les modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande CT d'ordre 2 et 4

Le Tableau V-2 propose une comparaison du SNR et de la résolution entre des modulateurs utilisant des résonateurs LC ($Q=10$) et LWR ($Q=1100$). L'emploi d'un LWR offre ainsi une dynamique plus élevée au convertisseur (supérieure de 27 dB par rapport à un modulateur avec un résonateur LC). La résolution est ici calculée via l'équation (II.12).

Tableau V-2. SNR et résolution du modulateur en fonction du facteur de qualité du résonateur

Résonateurs	Idéal	LC ($Q=10$)	LWR ($Q=1100$)
SNR (dB)	60,1	32,6	59,6
Résolution (bits)	9	5	9

V.4.2. Imprécision sur la fréquence de résonance

En conservant un facteur de qualité de 1100 pour le LWR, nous allons étudier l'évolution du SNR en fonction de l'erreur sur la fréquence de résonance. La Figure V-11 montre qu'un modulateur $\Sigma\Delta$ d'ordre 4 est plus sensible à une imprécision sur la fréquence de résonance qu'un modulateur d'ordre 2. Ce résultat apparaît logique puisque le modulateur

d'ordre 4 cumule les erreurs des deux résonateurs, voir la Figure V-1(b) ; ici l'erreur sur f_c est supposée identique pour les deux résonateurs.

Dans la partie IV.5.1.2, nous avons vu que la dispersion maximale en fréquence mesurée sur les résonateurs atteint $\pm 0,8\%$. La perte par rapport au SNR s'élève alors à 9 dB et 16 dB pour les modulateurs $\Sigma\Delta$ d'ordre 2 et 4, respectivement. La technologie employée étant émergente, une telle dispersion est tout à fait compréhensible. Cependant, une amélioration des procédés de fabrication, en particulier une meilleure maîtrise de l'étape de gravure de l'AlN, permettrait de réduire l'erreur sur la fréquence de résonance. Par exemple, une erreur de $\pm 0,1\%$ ramènerait la perte au niveau du SNR à 1,3 dB pour le modulateur d'ordre 2 et à 2 dB pour le modulateur d'ordre 4.

Une dégradation similaire du SNR a été observée dans le cas d'un modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande de quatrième ordre intégrant un résonateur SAW [YU07].

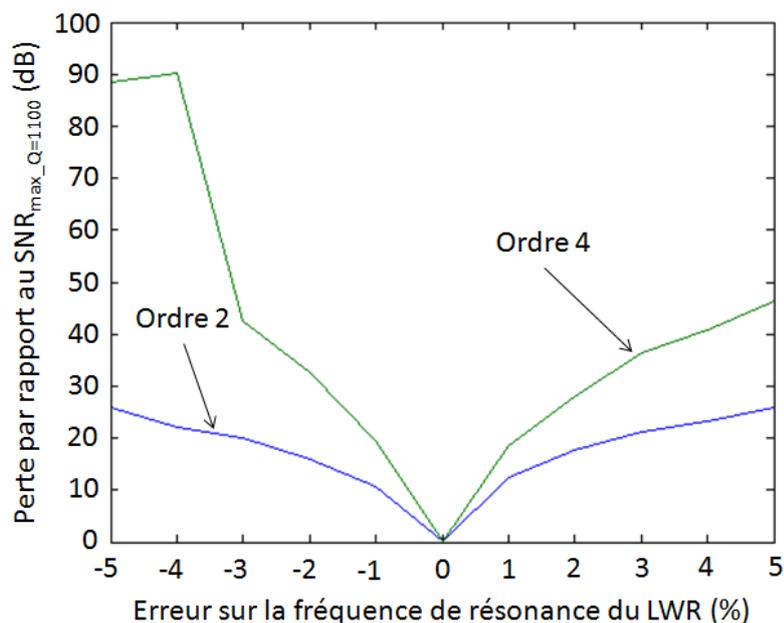


Figure V-11. Perte au niveau du SNR en fonction de l'erreur sur la fréquence de résonance du résonateur

V.4.3. Imprécision sur le condensateur de compensation

Le condensateur de compensation C_c a un rôle primordial puisqu'il élimine l'antirésonance du résonateur afin de satisfaire à la fonction de transfert du filtre de boucle du modulateur $\Sigma\Delta$. La Figure V-12 exprime la perte au niveau du SNR en fonction de l'erreur ε en % sur la valeur du condensateur de compensation. C_c est déterminé suivant l'expression suivante :

$$C_c = C_0(1 + \varepsilon) \quad (\text{V.18})$$

Les résultats de mesure ont montré que la capacité statique des résonateurs varie de $\pm 1,79$ % sur l'ensemble d'une plaque. La perte résultante au niveau du SNR est alors en moyenne de -11,5 dB et -69,5 dB pour les modulateurs de second et quatrième ordres respectivement. Cependant, ce résultat doit être commenté : en effet, nous avons ici comparé les capacités statiques de résonateurs se situant sur la même plaque mais pas sur les mêmes puces, voir la Figure IV-26. N'ayant pas deux résonateurs totalement identiques côte-à-côte, nous ne pouvons conclure précisément si, oui ou non, la précision offerte actuellement par la technologie utilisée pour nos résonateurs à ondes de Lamb est suffisamment élevée pour espérer réaliser le résonateur et le condensateur de compensation côte-à-côte et de manière simultanée.

Une dégradation similaire du *SNR* a été observée dans l'un des premiers modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande de second ordre intégrant un résonateur MEMS [XU04].

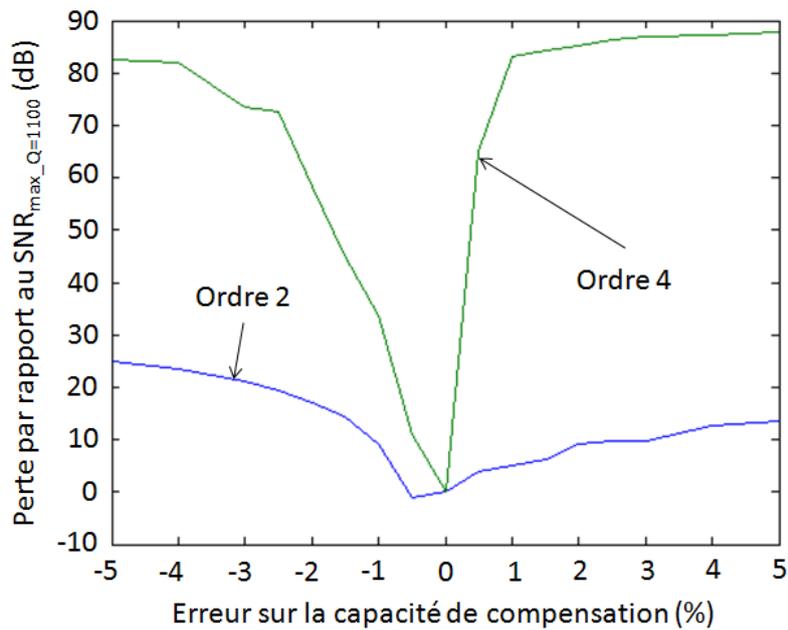


Figure V-12. Perte au niveau du SNR en fonction de l'erreur sur la capacité de compensation

V.4.4. Influence de la résistance de charge sur le SNR

D'une part, nous avons vu que la résistance de charge R_c modifie la phase de la fonction de transfert du résonateur, voir Figure V-5. En effet, plus la valeur de R_c est élevée, plus le pôle parasite ω_{par} est bas en fréquence et se rapproche de la fréquence de résonance, voir l'équation (V.11). La Figure V-13 illustre la dégradation du SNR en fonction de R_c . La perte est déterminée par rapport au SNR_{max} obtenue pour une résistance de charge de 50Ω . On voit qu'une valeur pour R_c au-dessus de 100Ω induit une forte perte dans le cas d'un modulateur d'ordre 4 tandis qu'une dégradation de l'ordre de -13 dB est obtenue dans le cas d'un modulateur d'ordre 2 lorsque R_c est de $1 \text{ k}\Omega$.

D'autre part, nous avons évoqué l'impact d'une faible valeur de R_c sur la perte d'insertion du résonateur, voir l'équation (V.2). En simulation, la perte observée au niveau du SNR pour une valeur de R_c comprise entre 1 et 30Ω s'élève à -1 dB et $-3,5 \text{ dB}$ pour les modulateurs d'ordre 2 et 4 respectivement.

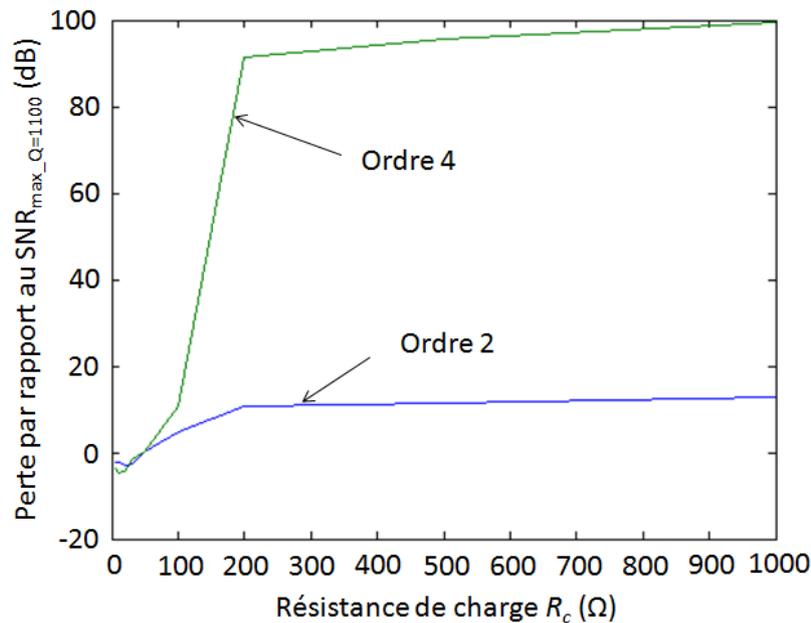


Figure V-13. Influence de la résistance de charge sur le SNR

V.5. Implémentations dans une chaîne de réception Zigbee

Dans cette partie, l'implémentation du modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande au sein d'une chaîne de réception Zigbee, nommée Letibee et élaborée au LETI, est présentée.

La notion de taux d'erreur binaire (BER) est introduite dans cette partie. Cette quantité correspond au rapport entre le nombre d'erreurs N_e commises lors d'une transmission numérique et le nombre total de bits transmis N_t , indiquant le niveau d'atténuation et/ou perturbation de la puissance du signal.

$$BER = \frac{N_e}{N_t} \quad (V.19)$$

V.5.1. Simulation en temps discret

Bien que nous ayons également réalisé une modélisation du convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande avec un LWR à l'aide du logiciel AdvanceMS, nous avons utilisé uniquement notre

modèle MATLAB/SIMULINK pour l'implémentation dans la chaîne Letibee. Ceci pour deux raisons : d'une part, la chaîne Letibee existante est seulement modélisée avec MATLAB et, d'autre part, le temps de simulation imposé par le logiciel AdvanceMS n'est pas acceptable pour calculer le BER.

La méthodologie suivie pour implémenter le modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande est décrite sur la Figure V-14. Sur cette même figure, l'amplitude du signal à l'entrée et la densité spectrale de puissance (DSP) à la sortie du modulateur sont également présentées. Dans l'optique de diminuer le temps de simulation, les signaux de la chaîne Letibee sont tous simulés en bande de base (BB). De ce fait, le signal à la sortie du mélangeur se situant en BB est artificiellement reconstruit en fréquence intermédiaire en échantillonnant le signal à la fréquence d'échantillonnage f_s du modulateur. Après le passage du signal dans le modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande, une décimation est effectuée pour ramener le signal en BB.

Nous pourrions nous poser la question suivante : pourquoi ne pas traiter le modulateur $\Sigma\Delta$ également en bande de base ? Cela est hélas impossible car le fonctionnement du modulateur $\Sigma\Delta$ ne le permet pas. Par exemple, supposons que f_s soit égale à 600 MHz et que la largeur de bande B du signal soit de 2 MHz. Si le signal est ramené en bande de base par un sous-échantillonnage à 4 MHz (notons f_s' cette fréquence de sous-échantillonnage), la largeur de bande reste cependant de 2 MHz. Par conséquent, le rapport de sur-échantillonnage OSR du modulateur, voir l'équation (I.12), est diminué de $f_s/2B$ à $f_s'/2B$, soit de 150 à 1. Or nous avons vu à l'équation (II.11) que le SNR décroît lorsque l' OSR diminue. Ainsi, le fonctionnement du modulateur $\Sigma\Delta$ est altéré par ce changement de fréquence et n'est alors plus valide.

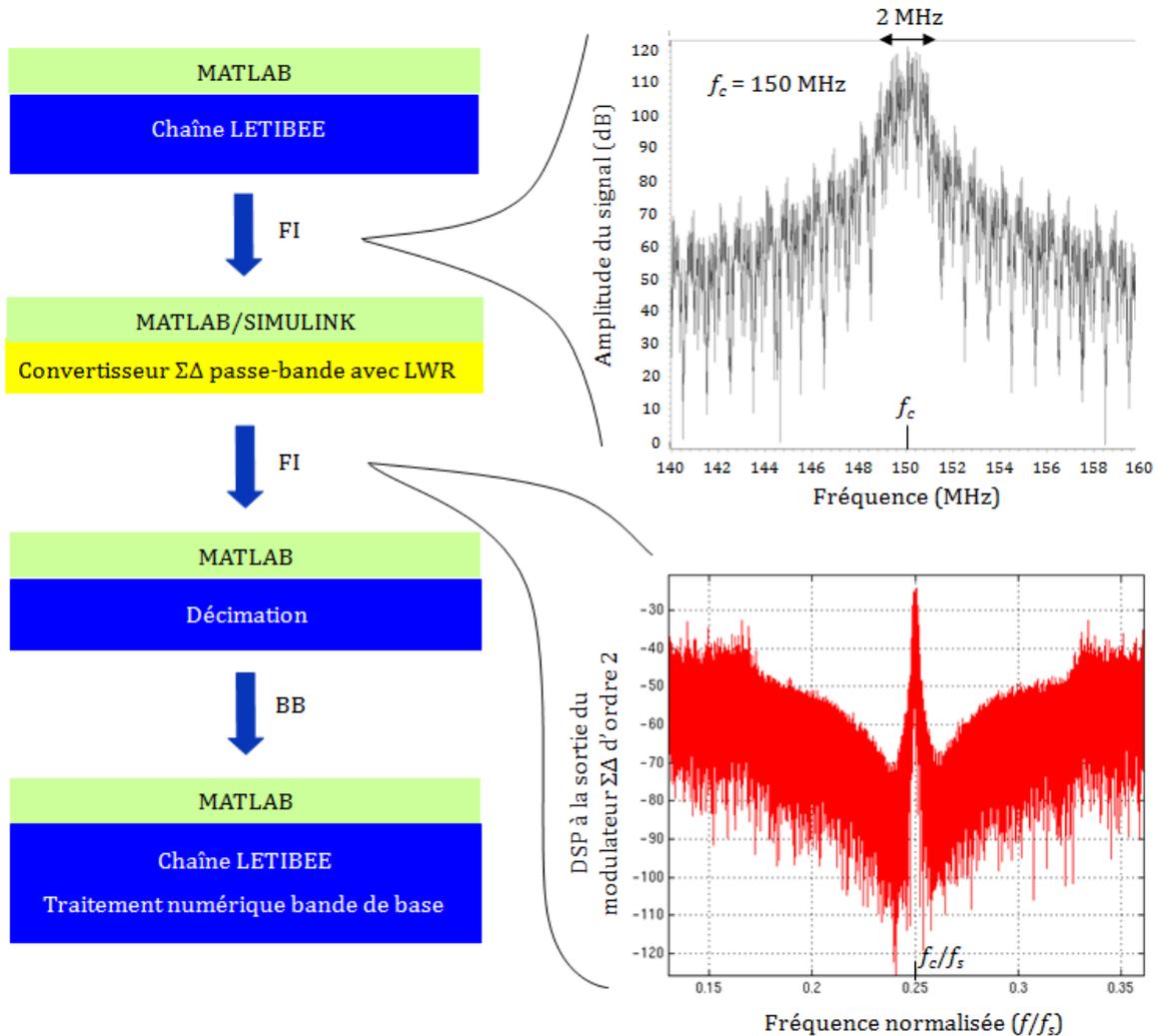


Figure V-14. Implémentation du modulateur dans la chaîne Letibee

Dans un premier temps, nous avons implémenté notre modèle Matlab/Simulink du modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu. Le temps de simulation pour le calcul du BER avec une précision à 10^{-3} se révèle extrêmement long (1 semaine). Ce temps très long est causé par l'utilisation du simulateur à temps continu. En effet, bien que le pas temporel le plus bas théoriquement nécessaire soit égal à $T/2$ (833,33 ps) ou $1/(2f_s)$, le simulateur à temps continu requiert un pas bien plus faible, de l'ordre de $1/(50f_s)$.

Afin de ramener le pas de simulation à $T/2$, nous avons choisi de discrétiser le modulateur afin d'exploiter un simulateur à temps discret et à pas temporel fixe. La première approche serait d'exploiter l'équivalence entre les modulateurs à temps discret et à temps

continu, voir l'équation (II.14). Cependant, cette démarche ne donne pas une équivalence parfaite entre les modulateurs CT et DT. En effet, nous avons expliqué dans la section II.II.3 que les fonctions de transfert du signal *STF* ne sont pas équivalentes bien que les fonctions de transfert du bruit *NTF* le soient. Cette distinction implique une différence de performances entre les deux types de modulateurs. En conséquence, une autre méthode de discrétisation a dû être choisie : le logiciel MATLAB propose en effet des outils de discrétisation pour les systèmes à temps continu. L'un de ces outils, nommé *c2d*, lorsqu'il est utilisé avec une méthode d'interpolation par parties *ZOH* (*Zero-Order Hold*) avec une période d'échantillonnage de $T/2$, permet de discrétiser convenablement les blocs continus implémentés au sein du modulateur $\Sigma\Delta$. La Figure V-15 illustre la validité de la méthode en comparant les courbes de SNR des modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bandes à temps continu (ordres 2 et 4) avec celles des modulateurs discrétisés. Cette méthode de discrétisation réduit grandement le temps de simulation : un gain en temps supérieur à 98,5% est ainsi observé pour les modulateurs de second et quatrième ordres simulés en temps discret par rapport à ceux simulés en temps continu.

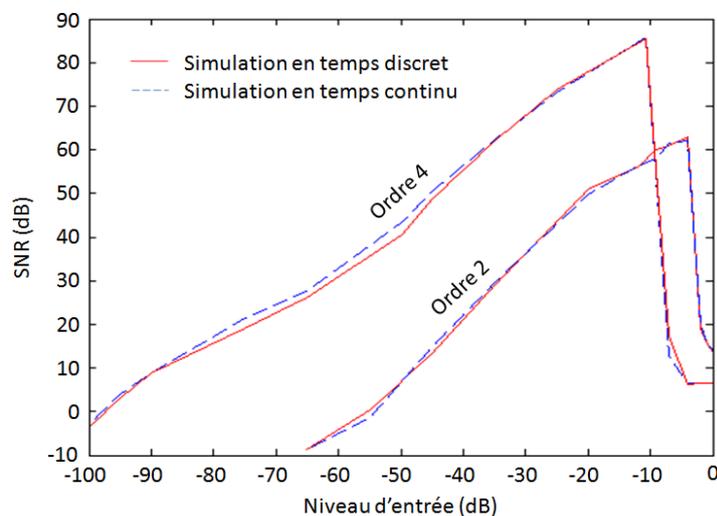


Figure V-15. Courbes du SNR des modulateurs de second et quatrième ordre dans le cas de simulations à temps discret et continu

V.5.2. Fonction de transfert du signal

Afin de comparer la fonction de transfert du signal de notre modèle discrétisé par rapport à la STF théorique d'un modulateur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu, voir l'équation (II.26), le

Exemple d'utilisation des ondes de Lamb dans les architectures de réception

comparateur a été éliminé du système, voir la Figure V-16. Sur ce schéma, $H_c(s)$ est la fonction de transfert en s du résonateur correspondant à l'équation (V.9) tandis que $H_c(z)$ est sa fonction de transfert discrétisée. Les notations sont similaires dans le cas des CANs de la boucle de retour $H_{RZ}(s)$ et $H_{HZ}(s)$ avec $H_{RZ}(z)$ et $H_{HZ}(z)$, respectivement. Le gain K_c est égal à l'inverse de la valeur du gain K , voir l'équation (V.11), afin de faire correspondre le gain de $H_c(s)$ avec celui de la fonction de transfert idéal du résonateur, voir l'équation (II.17). La Figure V-16 présente uniquement la représentation schématique pour le modulateur de second ordre. Cependant, le principe est équivalent pour le modulateur de quatrième ordre.

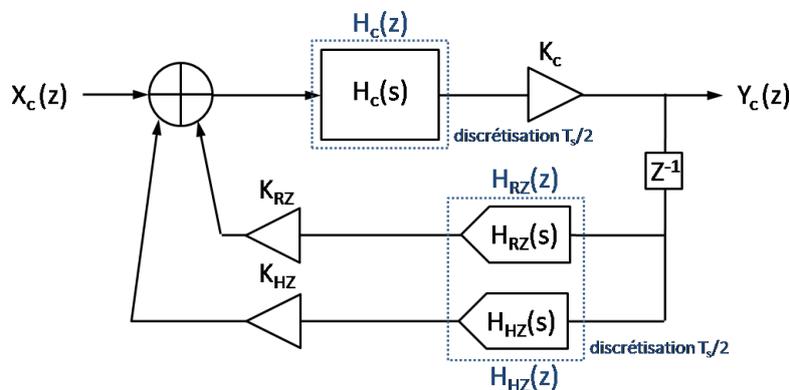


Figure V-16. Représentation schématique du modulateur d'ordre 2 adaptée au calcul de la STF

La Figure V-17 présente la comparaison entre les fonctions de transfert du signal (STF) analytiques, voir l'équation (II.26), et celles obtenues par simulation Matlab pour les modulateurs de second et quatrième ordres. Les gains théoriques pour les STF d'ordre 2 et 4 sont respectivement de $\pi/2$ et $(\pi/2)^2$.

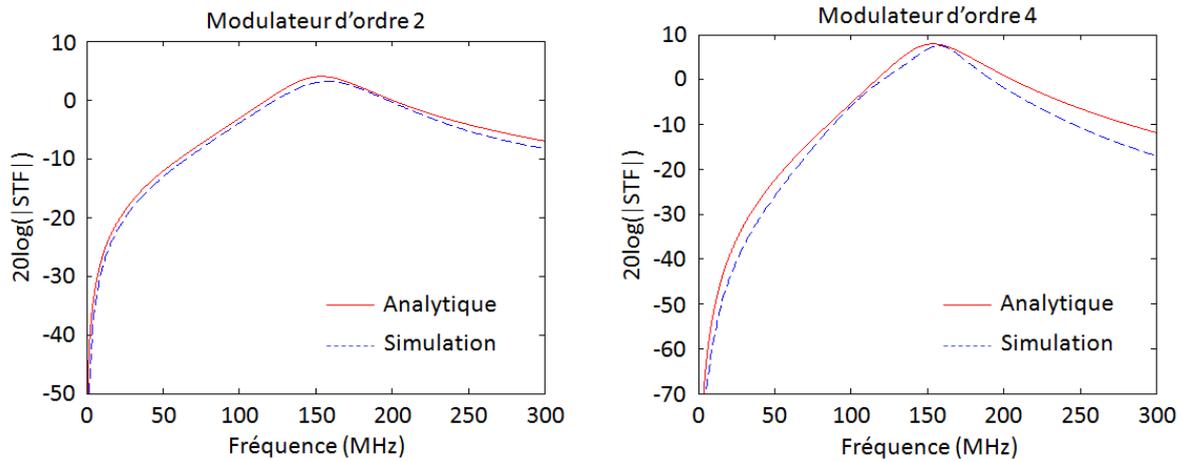


Figure V-17. Comparaison des fonctions de transfert du signal (STF) analytiques et simulées (Maltlab) pour les modulateurs de second et quatrième ordre

Suite à cette comparaison, l'influence du facteur de qualité Q du résonateur sur les fonctions de transfert du signal des modulateurs de second et quatrième ordre a été étudiée par simulation. Le résultat est présenté sur la Figure V-18. L'impact du facteur de qualité est réduit au-delà d'un facteur de qualité de 50. En revanche, au-dessous d'une valeur de 50 pour le facteur de qualité, le gain ainsi que la sélectivité de la STF sont fortement réduits. Par conséquent, plus le facteur de qualité est élevé, meilleur est le filtrage du signal autour de la fréquence de résonance du résonateur.

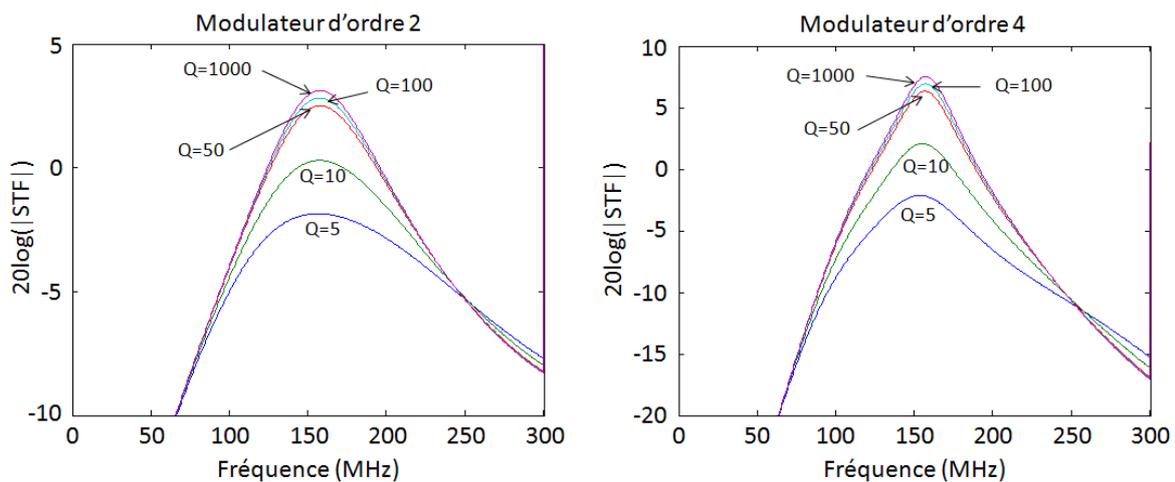


Figure V-18. Influence du facteur de qualité sur la fonction de transfert du signal

Néanmoins, le filtrage effectué par la STF n'est pas suffisant pour sélectionner un canal de 2 MHz. Or, nous avons présenté ici uniquement l'influence du facteur de qualité sur la

STF. Une étude sur la valeur des coefficients de la boucle de retour K_{RZ} et K_{HZ} , voir la Figure V-16, doit être développée afin de mettre en avant leur influence sur la sélectivité du filtrage entrepris par la STF. Ainsi un réajustement des coefficients, garantissant toujours un niveau de bruit défini dans la bande, permettrait peut-être d'augmenter la sélectivité de la STF, relâchant ainsi la contrainte sur le filtre numérique placé après le modulateur.

Bien qu'un résonateur à facteur de qualité élevé ne permette pas un filtrage sélectif du canal, il offre cependant au convertisseur $\Sigma\Delta$ une dynamique et une résolution élevées, voir le Tableau V-2, en comparaison d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ utilisant un résonateur de type LC.

Les courbes issues de la Figure V-18 sont à rapprocher de celles de la Figure V-10 sur laquelle est présentée l'influence du facteur de qualité sur le rapport signal sur bruit. Il apparaît un lien logique entre les augmentations du gain de la STF et de la valeur du rapport signal sur bruit. Cependant, il serait nécessaire de déterminer précisément l'évolution de la NTF en fonction du facteur de qualité afin d'évaluer précisément l'impact de la STF sur le SNR.

V.6. Conclusion

Ce chapitre a développé un exemple d'application des dispositifs à ondes de Lamb pour les architectures de réception RF, en particulier les modulateurs $\Sigma\Delta$ passe-bande à LWR. Premièrement, l'implémentation des résonateurs dans les modulateurs a été expliquée ; en effet, cette étape ne peut être effectuée directement car il est nécessaire d'éliminer la fréquence d'antirésonance du LWR. Deuxièmement, les imperfections prises en compte dans notre modèle ont été abordées. Cependant, nous nous sommes axés uniquement dans ce manuscrit à l'impact des imperfections du LWR sur le fonctionnement du modulateur puisque notre objectif est précisément de montrer l'intérêt de ces dispositifs dans les modulateurs $\Sigma\Delta$. Nous avons ainsi montré que la technologie actuelle pour la réalisation des LWR n'est à ce jour pas suffisamment mature pour offrir une précision convenable sur la fréquence de résonance du LWR et sur la capacité de compensation C_c . En effet, les déviations technologiques, trop importantes, affectent considérablement le fonctionnement du modulateur. En revanche, un travail approfondi sur les étapes technologiques (procédés, matériaux, ...) permettra certainement de réduire ces défauts de précision.

Troisièmement, l'implémentation de notre modèle Simulink du modulateur $\Sigma\Delta$ au sein d'une chaîne de réception Zigbee réalisée avec Matlab a été développée. Cette étape nécessite la discrétisation du modèle afin d'obtenir des temps de simulation acceptable pour, par exemple, déterminer le BER de la chaîne de réception. La validité de la méthode de discrétisation a été confirmée par simulation en comparant les courbes de SNR mais également en comparant les fonctions de transfert du signal avant et après discrétisation. Finalement, l'impact du facteur de qualité sur la STF du modulateur a été présenté. Un résonateur à facteur de qualité élevé ne permet pas à un filtrage suffisant pour sélectionner un canal de 2 MHz tel que pour le standard Zigbee. Néanmoins, il offre au convertisseur une résolution élevée lui permettant à la fois de convertir le signal et les bloqueurs potentiels dans la bande et hors-bande.

Pour conclure ce chapitre, nous pouvons affirmer que les résonateurs à ondes Lamb sont une alternative intéressante vis-à-vis, d'une part, des résonateurs type LC et, d'autre part, des autres résonateurs MEMS. En effet, les résonateurs MEMS actuellement utilisés dans les modulateurs $\Sigma\Delta$ ne permettent pas une intégration sur circuit monolithique contrairement aux LWR. De plus, les LWR sont également les seuls à être actuellement co-intégrables avec les résonateurs et filtres BAW ouvrant ainsi la perspective d'intégrer totalement un récepteur numérique exploitant simultanément un filtre d'antenne RF et un convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à résonateur MEMS.

L'étude système doit cependant être développée afin de valider l'impact global de notre convertisseur $\Sigma\Delta$ sur la chaîne de réception Zigbee.

Conclusions générales et perspectives

Valider l'intérêt d'utiliser des résonateurs et filtres MEMS, en particulier à ondes de Lamb, dans les architectures de réception à fréquence intermédiaire nous a imposé d'axer nos travaux de recherche sur deux domaines: les MEMS et les architectures de réception de radiocommunication. Ces deux domaines se sont enrichis mutuellement : d'un côté, les spécifications liées aux contraintes de filtrage dans les récepteurs à FI ont fait naître l'idée d'utiliser des résonateurs à ondes de Lamb pour réaliser des filtres de canal et, d'un autre côté, le fonctionnement validé de ces dispositifs (résonateur et filtre) intégrables sur circuit intégré permet d'envisager de réintroduire des composants passifs en FI dans les récepteurs numériques favorables à la basse consommation.

Ainsi, ces deux domaines se trouvent profondément liés au travers des cinq chapitres de ce manuscrit. Le premier chapitre nous a amené à la présentation des différents standards de télécommunication afin de définir le gabarit du filtre de canal, en particulier pour le standard Zigbee. Par la suite, le problème de l'intégration hors circuit intégré de ce filtre canal a été expliqué dans les cas des architectures de réception à fréquence intermédiaire. Notre étude a été focalisée précisément sur deux types de récepteurs numériques pour lesquels l'échantillonnage du signal est réalisé en FI: le récepteur à sous-échantillonnage et le récepteur à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande. Tandis que l'architecture à sous-échantillonnage nécessite un filtre de canal, celle à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande peut en être exempté.

En effet, le convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu, développé dans le second chapitre, possède une fonction de transfert du signal agissant tel un filtre anti-repliement. Ce type de convertisseur inclut un résonateur de type LC, transconductance G_m -C ou MEMS. Les résonateurs MEMS, dispositifs passifs aux facteurs de qualité élevés, offrent des performances supérieures aux convertisseurs $\Sigma\Delta$.

Or tous les résonateurs MEMS utilisés en tant que filtre de boucle dans les convertisseurs ne sont pas intégrables sur circuit intégré. Le troisième chapitre montre justement le potentiel des résonateurs à ondes de Lamb qui, tout en éliminant ce problème d'intégration, ont un procédé de fabrication compatible avec celui des résonateurs BAW. Cet aspect permet par exemple d'envisager la conception d'un récepteur dont le filtre d'antenne RF et le résonateur au sein du convertisseur $\Sigma\Delta$ seraient intégrés simultanément.

Mais le potentiel des dispositifs à ondes de Lamb ne se limitent pas uniquement aux résonateurs. En effet, des filtres pour les fréquences intermédiaires (UHF/VHF) peuvent être réalisés comme le prouve le quatrième chapitre. La conception de ces filtres a été décrite dans le quatrième chapitre suivant une méthodologie précise allant de la présentation de la technologie Lamb jusqu'à la réalisation des structures en passant par la modélisation et la simulation des résonateurs et des filtres à couplages électrique et acoustique. Les résultats de mesure sont très prometteurs puisqu'ils valident le fonctionnement des filtres à couplage acoustique direct et à guide d'onde. Les structures à guide d'onde sont les premiers filtres à exploiter une couche de couplage entre deux résonateurs à ondes de Lamb afin d'ajuster la bande passante. Ces filtres intégrables sur circuit intégré sont une alternative aux filtres de canal en technologie SAW au sein d'une architecture à FI telle que le récepteur à sous-échantillonnage présenté au premier chapitre.

Enfin, le dernier chapitre a présenté l'utilisation de résonateurs à ondes de Lamb au sein d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu. Au travers d'une étude système prenant en compte les imperfections des résonateurs, nous avons montré la pertinence du couple LWR – convertisseur $\Sigma\Delta$. Cependant, la technologie Lamb n'est à l'heure actuelle pas suffisamment mature pour offrir une précision suffisante qui garantisse des performances optimales pour le convertisseur.

Les perspectives de recherches sont multiples. Premièrement, une étude purement technologique doit être effectuée, d'une part, afin d'optimiser les performances des filtres à couplage acoustique (par exemple utiliser des matériaux différents pour le guide d'onde) et, d'autre part, afin d'augmenter la précision sur les fréquences de résonance des résonateurs et donc de la fréquence centrale des filtres (par exemple utiliser des réflecteurs latéraux afin d'éliminer la dépendance de la fréquence de résonance vis-à-vis de la gravure et surtout de la sur-gravure du matériau piézoélectrique). Deuxièmement, la modélisation système de la chaîne de réception Zigbee implémentant notre modèle de convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande avec résonateurs à ondes de Lamb doit être poursuivie afin de quantifier précisément l'impact de notre convertisseur sur les performances de la chaîne globale. Cette étape impose également une estimation de la consommation, aspect non développé dans ce manuscrit. Troisièmement, la conception d'un circuit couplant, par exemple, un filtre à ondes de Lamb avec un

mélangeur et un LWR avec convertisseur $\Sigma\Delta$ doit être effectuée pour valider en pratique l'intérêt de ces nouveaux dispositifs.

Annexes

A. La piézoélectricité

A.1. Définition d'un piézoélectrique

Un déplacement électrique \mathbf{D} est créé par application d'un champ électrique \mathbf{E} sur un matériau diélectrique. La relation entre ces deux paramètres est la suivante :

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{E} \quad (\text{A.1})$$

où ε_0 et ε_r sont les permittivités du vide et relative respectivement. Si aucun champ électrique n'est appliqué, les centres de gravité des charges positives et négatives restent confondus. Dès qu'un champ électrique est présent, chaque centre de gravité sera légèrement modifié formant des dipôles dans chaque maille cristalline du matériau. C'est le principe de fonctionnement d'un diélectrique.

Un piézoélectrique quant à lui possède la propriété de générer un champ électrique sous une contrainte mécanique, c'est l'effet piézoélectrique direct. Inversement, des déformations mécaniques apparaissent sous l'application d'un champ électrique (effet piézoélectrique inverse). L'origine de la piézoélectricité est expliquée par le déplacement de charges ionisées dans le matériau lorsqu'est appliquée une action mécanique, générant un dipôle dans chaque maille cristalline et ainsi un champ électrique, voir la Figure A-1. Dans le cas d'une absence de déformation, les charges ionisées auront une distribution symétrique d'où une polarisation et un champ nuls.

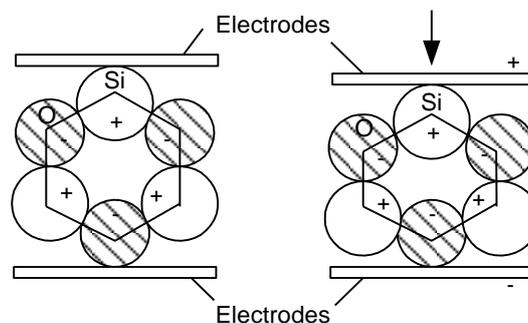


Figure A-1. Apparition d'un champ électrique dans un piézoélectrique sous l'action d'une force

Un matériau est piézoélectrique à deux conditions. Premièrement, il ne doit pas avoir un centre de symétrie cristallographique. Dans le cas contraire, la polarisation n'existe pas car même après distorsion, le centre de symétrie est préservé. Deuxièmement, la somme macroscopique des polarisations microscopiques ne doit pas être nulle. Ces deux conditions sont illustrées sur la Figure A-2.

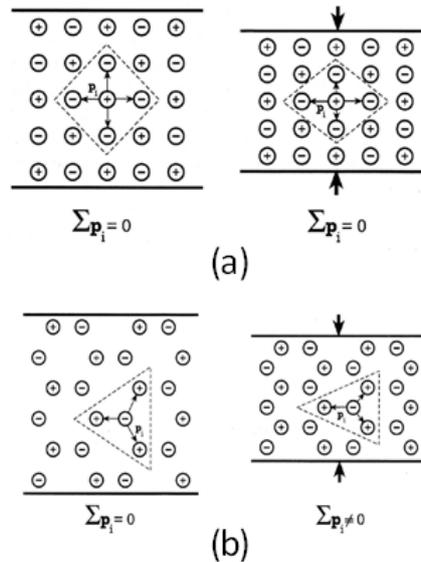


Figure A-2. Déplacements mécaniques sous contrainte et polarisation induite pour un cristal (a) symétrique et (b) non-symétrique

A.2. Considérations mécaniques

Deux quantités expriment les propriétés mécaniques d'un matériau non piézoélectrique: la contrainte \mathbf{T} (force par unité de surface en N/m² ou en Pascal) et la déformation \mathbf{S} (déformation relative des dimensions ou de la forme de la structure sous une contrainte). Ces deux paramètres sont reliés comme suit pour un matériau non piézoélectrique :

$$\mathbf{T} = \mathbf{c} \cdot \mathbf{S} \tag{A.2}$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{s} \cdot \mathbf{T} \tag{A.3}$$

avec \mathbf{c} la matrice de "rigidité élastique" et \mathbf{s} la matrice de "souplesse élastique".

Les directions selon lesquelles est appliquée la force sont au nombre de 9, voir la Figure A-3. Deux types de contraintes sont différenciables, voir la Figure A-4 :

- Contrainte longitudinale T_{ii} (directions orthogonales à chaque face).
- Contrainte de cisaillement T_{ij} .

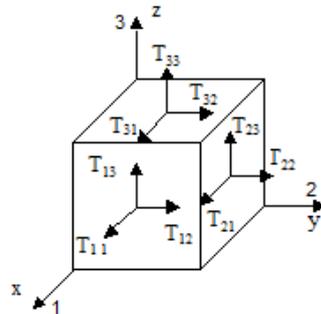


Figure A-3. Les 9 directions d'application d'une contrainte sur un matériau

Dans la majorité des structures, les matrices de rigidité et souplesse élastiques sont de types 6×1 (au lieu de 6×6) car seulement six composantes de contraintes sont indépendantes. D'une part, T_1 , T_2 et T_3 décrivent les contraintes longitudinales (parallèles aux axes 1, 2 et 3 respectivement) et d'autre part, T_4 , T_5 et T_6 définissent les contraintes de cisaillement (autour des axes 1, 2 et 3, équivalentes à des couples dans les plans 2-3, 3-1 et 1-2) ; elles s'expriment dans le système MKSA en $N.m^{-2}$. Le matériau piézoélectrique est orienté dans le cas des résonateurs FBAR et à ondes de Lamb de façon à privilégier l'effet piézoélectrique suivant l'axe 3, voir la Figure A-3, lorsqu'un champ électrique est appliqué selon la direction de l'épaisseur.

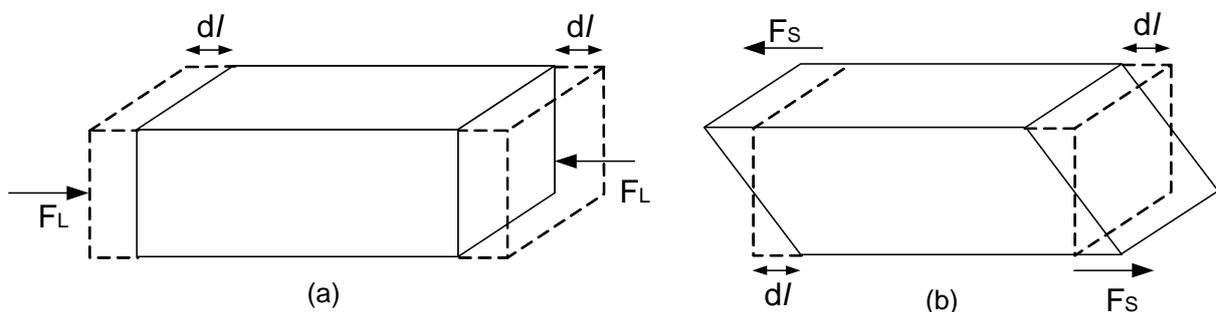


Figure A-4. Mouvements et déplacements mécanique associée (a) sous une contrainte longitudinale (b) sous une contrainte de cisaillement

A.3. Equations relatives aux matériaux piézoélectriques

Au sein de ces matériaux, une contrainte \mathbf{T} génère une déformation mécanique \mathbf{S} et donc un déplacement électrique \mathbf{D} . Etant donné que la piézoélectricité est un phénomène réversible, un champ électrique \mathbf{E} crée un déplacement électrique \mathbf{D} et ainsi une déformation mécanique. La Figure A-5 illustre les relations entre les variables électriques et mécaniques.

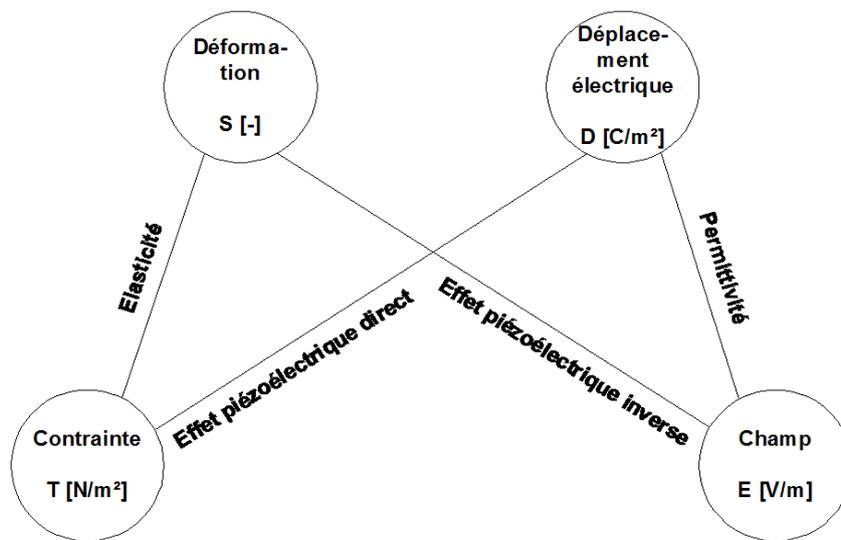


Figure A-5. Relations entre les variables électriques et mécaniques d'un matériau piézoélectrique

Les relations entre ces quatre quantités s'expriment suivant différentes formes selon les circonstances :

$$\begin{cases} \mathbf{S} = s^E \cdot \mathbf{T} + d^t \cdot \mathbf{E} \\ \mathbf{D} = \varepsilon^T \cdot \mathbf{E} + d \cdot \mathbf{T} \end{cases} \quad \begin{cases} \mathbf{S} = s^D \cdot \mathbf{T} + g^t \cdot \mathbf{E} \\ \mathbf{E} = \beta^T \cdot \mathbf{D} + g \cdot \mathbf{T} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{cases} \mathbf{T} = c^E \cdot \mathbf{S} - e^t \cdot \mathbf{E} \\ \mathbf{D} = \varepsilon^S \cdot \mathbf{E} + e \cdot \mathbf{S} \end{cases} \quad \begin{cases} \mathbf{T} = c^D \cdot \mathbf{S} - h^t \cdot \mathbf{D} \\ \mathbf{E} = \beta^S \cdot \mathbf{D} - h \cdot \mathbf{S} \end{cases}$$

Les constantes diélectriques d et g caractérisent la propriété piézoélectrique inverse, tandis que h et e définissent la propriété piézoélectrique directe. β est l'inverse la permittivité ε . Les exposants E , T , S et D indiquent la quantité fixée à une valeur constante ou nulle afin de déterminer la valeur du tenseur. L'indice supérieur t définit la matrice transposée.

Les contraintes et les déformations sont des vecteurs à six dimensions alors que le champ et le déplacement électriques sont des vecteurs à trois dimensions. Par conséquent, les constantes piézoélectriques sont des matrices de type 6×3 .

B. Méthode par éléments finis (FEM)

Pour étudier le comportement des résonateurs à ondes de Lamb, les modèles standards tels que Mason ou BVD ne sont pas adaptés puisqu'ils ne considèrent uniquement que le fonctionnement du résonateur dans son mode d'épaisseur. Actuellement, il n'existe pas de modèles comportementaux de ce type de structure et la simulation mettant en relation les phénomènes mécaniques et électriques est alors nécessaire. La méthode des éléments finis est un outil de résolution numérique approchée des problèmes physiques régis par des équations différentielles pouvant être employées pour étudier le comportement d'un matériau piézoélectrique.

La FEM consiste à discrétiser le matériau à analyser à l'aide d'éléments de base tels que des quadrilatères ou des triangles pour un problème à deux dimensions. Dans le cas du résonateur nous concernant, les ondes de Lamb sont exploitées suivant l'axe x et le champ électrique est appliqué selon l'axe z, voir la Figure IV-7. La direction suivant l'axe y est considérée comme infinie minimisant ainsi la complexité du problème. Le résonateur est considéré en deux dimensions et donc assimilé à une structure plane. Etant donnée la symétrie de la structure, des éléments quadratiques sont utilisés. Par la suite, les conditions mécaniques et électriques aux frontières de la structure sont définies.

B.1. Equations relatives au piézoélectrique

La méthode exposée ci-dessous est adaptée à une structure en trois dimensions. Néanmoins, dans le cas qui nous intéresse, c'est-à-dire à deux dimensions, il suffit de considérer toutes les dérivées partielles en fonction de y nulles ($\frac{\partial}{\partial y} = 0$).

Reprenons l'équation (A.4) reliant les quantités mécaniques et électriques entre elles. Les indices ajoutés ici expriment les dimensions matricielles de chaque paramètres.

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{6 \times 1} &= c_{6 \times 6}^E \cdot \mathbf{S}_{6 \times 1} - e_{6 \times 3}^t \cdot \mathbf{E}_{3 \times 1} \\ \mathbf{D}_{6 \times 1} &= e_{3 \times 6} \cdot \mathbf{S}_{6 \times 1} - \varepsilon_{3 \times 3}^S \cdot \mathbf{E}_{3 \times 1} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Rappelons que e est la matrice piézoélectrique [C/m²], c^E la matrice de rigidité élastique (évaluée à champ électrique constant) [N/m²] et ε^S la matrice de permittivité diélectrique (évaluée à déformation constante) [F/m²]. La déformation \mathbf{S} et le champ électrique \mathbf{E} s'expriment en fonction du potentiel électrique ϕ (en V) et du vecteur de déplacement mécanique u (en m) respectivement :

$$\mathbf{E} = -grad(\phi) \quad (\text{B.6})$$

$$\mathbf{S} = \nabla_{\mathbf{S}} \cdot \mathbf{u} \quad \text{avec} \quad \nabla_{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial z} & \frac{\partial}{\partial y} \\ \frac{\partial}{\partial z} & 0 & \frac{\partial}{\partial x} \\ \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial x} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

Aux nœuds de chaque élément, les déplacements mécanique u , les forces mécaniques F , le potentiel électrique ϕ et la charge électrique Q sont calculés. A partir de ces quantités mécaniques et électriques, les positions de chaque élément sont calculées à l'aide de combinaisons linéaires de fonctions polynomiales d'interpolation $N(x,y,z)$. Ainsi, le vecteur de déplacement mécanique s'écrit :

$$\mathbf{u}(x,y,z) = N_u(x,y,z)\hat{u}(x,y,z) \quad (\text{B.8})$$

où $\hat{u}(x,y,z)$ est le vecteur de déplacements nodaux et $N_u(x,y,z)$ les fonctions d'interpolation de déplacements. De la même manière, on exprime le potentiel électrique avec le potentiel électrique nodal $\hat{\phi}$ et la fonction d'interpolation adaptée $N_{\phi}(x,y,z)$:

$$\phi(x, y, z) = N_{\phi}(x, y, z)\tilde{\phi}(x, y, z) \quad (\text{B.9})$$

B.2. Equations matricielles

Le système d'équations différentielles suivant permet de calculer les degrés de liberté (DOF) de déplacement a et électrique b .

$$\begin{bmatrix} k_{uu} & k_{u\phi} \\ k_{u\phi}^T & k_{\phi\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{uu} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{u} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{uu} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{F}_v + \hat{F}_s + \hat{F}_p \\ \tilde{Q}_v + \tilde{Q}_s + \tilde{Q}_p \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

k_{uu} : matrice de rigidité mécanique
= forces mécaniques de volume

$k_{u\phi}$: matrice de couplage piézoélectrique
= forces mécaniques de surface

$k_{\phi\phi}$: matrice de rigidité diélectrique
= forces mécaniques ponctuelles

m_{uu} : matrice massique
= charges électriques de volume

g_{uu} : matrice d'atténuation mécanique
= charges électriques de surface

= charges électriques ponctuelles

Il existe deux analyses possibles : l'analyse harmonique et l'analyse modale.

L'analyse harmonique prédit le comportement dynamique de la structure en prenant en compte les effets d'atténuation (g_{uu}). Etant donné que la réponse en fréquence (admittance en fonction de la fréquence) nécessite la solution des équations FEM pour chacune des fréquences désirées, cette analyse réclame un temps de calcul important. L'analyse modale

réduit, quant à elle, le temps de calcul en offrant la solution suivante : elle superpose seulement un nombre limité de modes importants excités sur une plage de réglage considérée.

Dans l'analyse modale, la matrice d'atténuation mécanique g_{uu} est considérée nulle. L'équation matricielle relative à l'analyse modale, qui découle de l'équation (B.10), lorsqu'elle est résolue, fournit les fréquences de résonance (valeurs propres) et les formes des modes (vecteurs propres).

Bibliographie

- [ABE05] Abelé N., Pott V., Boucart K., Casset F., Séguéni K., Ancey P., and Ionescu A.M., *Electro-Mechanical Modeling of MEMS Resonators with MOSFET detection*, Nanotech, vol.3, pp. 553-556, 2005.
- [ABE06] Abelé N., Sequeni K., Boucart K., Casset F., Legrand B., Buchaillet L., Ancey P., and Ionescu A.M., *Ultra-Low Voltage MEMS Resonator Based on RSG-MOSFET*, 19th IEEE Inter. Conf. on Micro Electro Mechanical Systems, pp. 882-885, 2006.
- [ADE06] Adeniran O.A. and Demosthenous A., *An Ultra-Energy-Efficient Wide-Bandwidth Video Pipeline ADC Using Optimized Architectural Partitioning*, IEEE Trans. on Circuits and Systems 1: Regular Papers, vol. 53, Issue 12, pp. 2485-2497, Dec. 2006.
- [AND97] André E., *Optimisation et synthèse de fonctions de traitement du signal mixte pour une chaîne de réception à base de $\Sigma\Delta$ passe-bande – Application à la radiodiffusion numérique*, Thèse spécialité microélectronique, INPG, Laboratoire DT/CET du CENT, Grenoble, 1997.
- [AYA06] Ayazi F., Pourkamali S., Ho G.K., and Abdolvand R., *High-Aspect-Ratio SOI Vibrating Micromechanical Resonators and Filters*, IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. Digest, pp. 676-679, 2006.
- [BAN00] Bannon III F.D., Clark J.R., and Nguyen C.T.-C., *High-Q HF Microelectromechanical Filters*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 4, April 2000.
- [BAZ98] Bazarjani S. and Snelgrove W.M., *A 160-MHz fourth-order double-sampled SC bandpass sigma-delta modulator*, IEEE Tans. Circuits and Systems II, vol. 44, no. 7, pp. 521-530, 1997.
- [BEA97] Beauvois D. et Tanguy Y., *Représentation des signaux certains et des systèmes*, Supélec, 1997.
- [BEI04] Beilleau N., Aboushady H. and Louerat M.M., *Filtering adjacent channel blockers using signal-transfer-function of continuous-time Sigma-Delta modulators*, 47th Midwest Symp. On Circuits and Systems, vol.1 25-28 July 2004.
- [BEN97] Bénabes P., Keramat M. and Kielbasa, *A Methodology for designing Continuous-time Sigma-Delta Modulators*, Proceedings European Design and Test Conference, pp. 46-50, 1997.
- [BJU05] Björström J., Katardjiev I., Yantchev V., *Lateral-field-excited thin-film Lamb wave resonator*, Applied Physics Letters, vol. 86, Issue 15, id. 154103, 2005.
- [BO06] Bo X., Valdes-Garcia A. and Sanchez-Sinencio E., *A 10-bit 44-MS/s 20-mW configurable time-interleaved pipeline ADC for a dual-mode 802.11b/Bluetooth receiver*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 41, Issue 3, pp. 530-539, March 2006.

Bibliographie

- [CAS06] Casset F., Durand C., Abelé N., Séguéni K., Buchaillet L., Ionescu A., Ancey P., *MEMS Electromechanical Resonators for RF applications*, INTERCONNEX, 2006.
- [CHE00] Cherry J.A., Snelgrove W.M. and Weinan G., *On the design of a fourth-order continuous-time LC delta-sigma modulator for UHF A/D conversion*, vol.47, Issue 6, pp. 518-530, Jun. 2000.
- [CHE02] Cheung V.S.L., Luong H.C., and Ki W.H., *A 1-V 10.7 MHz switched-opamp bandpass $\Sigma\Delta$ modulator using double-sampling finite gain-compensation technique*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 37, no. 10, pp. 1215-1225, Oct. 2002.
- [DIA06] Ostman K.B., Ginsburg E., Wang L.-P., Ma Q., Huang Z., and Suo Z., *Method of Fabrication Multiple-Frequency Film Bulk Acoustic Resonators in a Single Chip*, IEEE Inter. Frequency Control Symp. And Exposition, pp. 793-796, June 2006.
- [DUB06] Dubois M.-A., Carpentier J.-F., Vincent P., Billard C., Parat G., Muller C., Ancey P., and Conti P., *Monolithic above-IC resonator technology for integrated architectures in mobile and wireless communication*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol.41, Issue 1, pp. 7-16, Jan. 2006.
- [DUH06] Duhamel R., Robert L., Jia H., Li F., Lardet-Vieudrin F., Manceau J.-F., and Bastien F., *Sensitivity of a Lamb wave sensor with 2 μm AlN membrane*, Proc. Of Ultrasonics Inter., vol.44, pp. 893-897, 22 dec. 2006.
- [GAO98] Gao W. and Snelgrove W.M., *A 950-MHz IF second-order integrated LC bandpass delta-sigma modulator*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 33, no. 5, pp. 723-732, May 1998.
- [GHA05] Gharbiya A., Caldwell T.C. and Johns D.A., *High-speed oversampling analog-to-digital converters*, Inter. J. of High Speed Electronics and Systems, vol.15, no.2, pp. 297-317, June 2005.
- [GIU03] Giurgiutiu V., Bao J., and Zhao W., *Piezoelectric Wafer Active Sensor Embedded Ultrasonics in Beams and Plates*, J. of Experimental Mechanics, vol. 43, no. 4, pp. 428-449 December 2003.
- [GOL07] <http://www.golledge.com/docs/products/saws.htm#g8b>, 2007.
- [GON07] Gong J.-F., Xiao Z.Y., and Chan P.C.H., *Integration of an RF MEMS resonator with a bulk CMOS process using a low-temperature and dry-release fabrication method*, J. Of Micromechanics and Microengineering, vol.17, no.1, pp. 20-25, Jan. 2007.
- [GRA90] Gray R.M., *Quantization noise spectra*, IEEE Transactions on Information Theory, vol.36, Issue 6, pp. 261-267, March 1990.

- [GRE86] Gregorian R., Temes G.C., *Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing*, John Willey & Sons, 1986.
- [HAW00] Hawksford M.O.J., *Current-steering transimpedance amplifiers for high-resolution digital-to-analogue converters*, Audio Engineering Society Electronic Library, Aug. 2000.
- [HSU00] Hsu I. and Long H.C., *A 70-MHz continuous-time CMOS bandpass $\Sigma\Delta$ modulator for GSM receivers*, in Proc. IEEE Int. Symp. On Circuits and Systems, vol. 3, pp. 750-753, May 2000.
- [HUM03] Hamad S., Abdolvand R., Ho G.K., Piazza G., and Ayazi F., *High frequency micromachined piezo-on-silicon block resonators*, IEEE Inter. Electron Devices Meeting, 8-10 Dec. 2003.
- [HUM04] Humad S., *Piezo-on-silicon microelectromechanical resonators*, Ph.D. dissertation, Georgia Institute of Technology, July 2004.
- [JAK03] Jakonis D., Dabrowski J. and Svensson C., *Noise Reduction by Sampling Frequency Choice in Subsampling Mixer*, Proc. of SSoCC'03, Eskilstuna, Sweden, 8-9 April 2003.
- [MOS03] Mosbah P. et al, *ATILA User's Manual version 5.2.3*, Laboratoire d'acoustique, Institut Supérieur d'Electronique du Nord, 2003.
- [KAA04] Kaajakari V., Mattila T., Oja A., Kiihamäki, and Seppä H., *Square-extensional mode single-crystal silicon micromechanical resonator for low phase noise oscillator applications*, IEEE Electron Device Letters, vol. 25, no. 4, pp. 173-175, Apr. 2004.
- [KAR01] Karvonen S., Riley S., and Kostamovaara J., *A low noise quadrature subsampling mixer*, in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, vol. 4, pp. 790-793, May 2001.
- [KIM00] Kim S.-H., Kim J.-H., Lee J.-K., Lee S.-H., and Yoon K.H., *Bragg reflector thin film resonator using aluminium nitride deposited by RF sputtering*, Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 1535-1538, 2000.
- [KIM02] Kim K.W., Yook J.G., Gu M.G., Song W.Y., Yoon Y.J. and Park H.K., *TFBAR filters for 2 GHz wireless applications*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.2, pp. 1181-1184, 2-7 June 2002.
- [KOC04] Koc U.-V., Lee J., *Direct RF sampling continuous-time bandpass Delta-Sigma A/D converter design for 3G wireless applications*, IEEE Proc. Of the Int. Symp. On Circuits and Systems, vol. 1, pp. 409-412, 23-26 May 2004.

Bibliographie

- [KOS03] Koskenvuori M., Rantakari P., Väisäsvaara J., Tittonen I., Mattila T., Oja A, Kaajakari V., Seppä H., Kattelus H., and Kiihamäki, *Active post-processing method to increase the electro-mechanical coupling in microresonators*, Eurosensors 17th European Conf. on Solid-State Transducers, Guimarães, Portugal, pp. 675-676, Sept. 21-24, 2003.
- [KUB05] Kubena R.L., Stratton F.P., Chang D.T., Joyce R.J., Hsu T.Y., Lim M.K. and M'Closkey R.T., *MEMS-based quartz oscillators and filters for on-chip integration*, Proceedings of the IEEE Inter. Frequency Control Symp. And Exposition, 29-31 Aug. 2005.
- [LAK92] Lakin K.M., Kline G.R. and McCarron K.T., *Thin Film Bulk Acoustic Wave Filters For GPS*, IEEE Proceedings of Ultrasonics Symposium, vol.1, 1992, pp. 471-476.
- [LAK95] Lakin K.M., McCarron K.T., and Rose R.E., *Solidly mounted resonators and filters*, Proc. of IEEE Ultrasonics Symp., vol.2, pp. 905-908, 7-10 Nov. 1995.
- [LAK02] Lakin K.M., *Bulk acoustic wave coupled resonator filters*, IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, pp. 8-14, 29-31 May 2002.
- [LAK05] Lakin K. M., *Thin Film Resonator Technology*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 52, Issue 5, pp. 707-716, May 2005.
- [LAM17] Lamb H., *On Wave in an Elastic Plate*, Conf. of the Royal Society, pp. 114-128, 1917.
- [LAN02] Lanz R., Carazzeti P., and Muralt P., *Surface micromachined BAW resonators based on AlN*, Proc. of IEEE Ultrasonics Symp., vol.1, pp. 981-983, 8-11 oct. 2002.
- [LAN04] Lanz R., *Piezoelectric Thin Films For Bulk Acoustic Wave Resonator Applications: From Processing To Microwave Filters*, thèse n°2991 de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.
- [LAT06] Latiri A., Joet L., Desgreys P., and Loumeau P., *A reconfigurable RF sampling receiver for multistandard applications*, Conf. of Towards reconfigurable and cognitive communications, VOL. 7, pp. 785-793, 2006.
- [LAU00] Laurent T., Bastien F., Pommier J.-C., Cachard A., Remiens D., and Cattan E., *Lamb wave and plate mode in ZnO/silicon and AlN/silicon membrane application o sensors able to operate in contact with liquid*, Sensors and Actuators 87, pp. 26-37, 2000.
- [LI04] Li S.-S., Lin Y.-W., Xie Y., Ren Z., and Nguyen C.T.-C., *Micromechanical "hollow-disk" ring resonators*, 17th IEEE Inter. Conf. on Micro Electro Mechanical Systems, pp. 821-824, 2004.

- [LI06] Li Z., *Design of a 14-bit continuous-time Delta-Sigma A/D modulator with 2.5MHz signal bandwidth*, Ph.D. dissertation in Electrical and Computer Engineering, Oregon State University, 6 March 2006.
- [LIN05] Lin Y.-W., Li S.-S., Xie Y., Ren Z., and Nguyen C.T.-C., *Vibrating micromechanical resonators with solid dielectric capacitive transducer gaps*, Proc. of the IEEE Inter. Frequency Control Symp. And Exposition, pp. 128-134, 29-31 Aug. 2005.
- [LOE02] Loeb H.P., Metzmacher C., Peligrad D.N., Mauczok R., Klee M., Brand W., Milsorn R.F., Lok P., Van Straten R., Tuinhout A., and Lobeek J.W., *Solidly mounted bulk acoustic wave filters for the GHz frequency range*, IEEE Proc. of Ultrasonics Symp., vol. 8, pp. 919-923, 8-11 Oct. 2002.
- [LUB01] Lubecke V.M., Barber B.P., and Fetter L.A., *High-Q MEMS for wireless integrated circuits*, 5th Inter. Conf. on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, TELSIS, vol. 1, pp. 203-209, 2001.
- [MAK04] Makkonen T., Pensala T., Vartiainen J., Knuutila J.V., Kaitila J., and Salomaa M.M., *Estimating materials parameters in thin-film BAW resonators using measured dispersion curves*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol.51, Issue , pp. 42-51, Jan 2004.
- [MAR06] Marjonen J., Alaoja R., Ronkainen H. and Aberg M., *Low power successive approximation A/D converter for passive RFID tag sensors*, Inter. Baltic Electronics Conf., pp. 1-4, Oct. 2006.
- [MAT02] Mattila T., Oja A., Seppa H., Jaakkola O., Kiihamaki, Kattelus H., Koskenvuori M., Rantakari P., and Tittonen I., *Micromechanical bulk acoustic wave resonator*, Proc. IEEE Ultrasonics Symp., vol. 1, pp. 945-948, 8-11 Oct. 2002.
- [MAU00] Maurino R. and Mole P., *A 200-MHz IF 11-bit fourth-order bandpass $\Delta\Sigma$ ADC in SiGe*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 7, pp. 959-967, Jul. 2000.
- [MIL03] Milsom R.F., Lobl H.-P., Metzmacher C., Lok P., Tuinhout A., and van Straten F., *2D model of solidly-mounted and membrane BAW devices*, IEEE Symp. on Ultrasonics, pp. 1802-1807, 5-8 Oct. 2003.
- [NAI98] Naik R.S., J.J. Lutsky, R. Reif, and C.G. Sodini, *Electromechanical coupling constant extraction of thin-film piezoelectric materials using a bulk acoustic wave resonator*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol.45, Issue 1, pp. 257-263, Jan. 1998.
- [OKA06] Okada K., Sugawara H., Ito H., Itoi K., Sato M., Abe H., Ito T. and Masu K., *On-Chip High-Q Variable Inductor Using Wafer-Level Chip-Scale Package Technology*, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 53, Issue 9, pp. 2401-2406, Sept. 2006.

Bibliographie

- [OLI98] Oliaei O. and Aboushady H., *Jitter effects in continuous-time $\Sigma\Delta$ modulators with delayed return-to-zero feedback*, IEEE Conference on Electronics, Circuits and Systems, vol.1, pp. 351-354, 7-10 Sept. 1998.
- [ONG98] Ong A. K., *Bandpass analog-to-digital conversion for wireless applications*, Ph.D. dissertation, Stanford University, Stanford, CA, Sept. 1998.
- [OST06] Ostman K.B., Sipila S.T., Uzunov I.S., and Tchamov N.T., *Novel VCO Architecture Using Series Above-IC FBAR and Parallel LC Resonance*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol.41, Issue 10, pp. 2248-2256, Oct. 2006.
- [PAP80] Pappalardo M., *Stiffness-controlled variable-acoustic-delay line*, Appl. Phys. Lett. 37, pp. 893-895, 1980.
- [PAR03] Park J.Y., Lee H.C., Lee K.H., Lee H.M., Ko Y.J., shin J.H., Moon S.H., and Bu J.U., *Micromachined FBAR RF filters for advanced handset applications*, 12th Inter. Conf. on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, TRNASDUCERS, vol.1, pp. 911-914, 8-12 June 2003.
- [PEK05] Pekau H., Haslett J.W., *A 2.4 GHz CMOS Sub-Sampling Mixer With Integrated Filtering*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 40, No. 11, Nov. 2005.
- [PEL03] Pelissier M., *Modélisation du jitter dans les synthétiseurs de fréquence pour application Ultra Large Bande*, Rapport du Diplôme d'Etude Approfondie, spécialité Optique Optoélectronique et Micro-ondes, LETI, ENSERG, Sept. 2003.
- [PIA05] Piazza G., Stephanou P.J., Porter J.M., Wijesundara B.J., and Pisano A.P., *Single-Chip Multiple Frequency Filters Based on Contour-Mode Aluminium Nitride Piezoelectric micromechanical Resonators*, IEEE Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, pp. 2065-2068, 2005.
- [PIA06] Piazza G., Stephanou P.J., and Pisano A.P., *Aluminum Nitride Contour-Mode Vibrating RF MEMS*, IEEE MTT-S Inter. Microwave Symposium Digest, pp. 664-667, 2006.
- [PIA06'] Piazza G., Stephanou P.J. and Pisano A.P., *One and Two Port Piezoelectric Contour-Mode MEMS Resonators for Frequency Synthesis*, Proc. of the 36th European Solid-State Device Research Conference, pp. 182-185, Sept. 2006.
- [POU04] Pourkamali S., Ayazi F., *High frequency capacitive micromechanical resonators with reduced motional resistance using the HARPSS technology*, Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp. 147-150, 8-10 Sept. 2004.

- [POU4'] Pourkamali S., *Electrically Coupled MEMS Bandpass Filters*, Ph.D. dissertation, Georgia Institute of Technology, April 2004.
- [RAZ97] Razavi B., *Design Considerations for Direct-Conversion Receivers*, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 44, No 6, June 1997.
- [REB03] Rebeiz G.M., *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*, Livre, Ed.Wiley, 2003.
- [RON07] Rong L., Gustafsson E.M.I., Rusu A., Ismal M., *Systematic Design of a Flash ADC for UWB Applications*, 8th Inter. Symp. on Quality Electronic Design, pp. 108-114, March 2007.
- [RUB05] Ruby R., Larson J., Feng C., and Fazzio S., *The effect of perimeter geometry on FBAR resonator electrical performance*, IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. Digest, 12-17 June 2005.
- [RUB05'] Ruby R., Larson J., Fazzio S., and Feng C., *Performance degradation effects in FBAR filters and resonators due to Lamb wave modes*, IEEE Ultrasonics Symp., vol.3, pp. 1832-1835, 18-21 Sept. 2005.
- [SAL02] Salo T., Lindfors S., and Halonen K.A.I., *A 80-MHz bandpass $\Sigma\Delta$ modulator for 100-MHz IF receiver*, IEEE J. on Solid State Circuits, vol. 37, no. 7, pp. 798-808, 2002.
- [SAL03] Salo T., *Bandpass Delta-Sigma Modulators for Radio Receivers*, Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology, 2003.
- [SAL03'] Salo T., Lindfors S.J., and Halonen K.A.I., *80-MHz Bandpass $\Delta\Sigma$ Modulators for Multimode Digital IF Receivers*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 3, March 2003.
- [SCH90] Schreier R. and W.M. Snelgrove, *Decimation for bandpass sigma-delta analog-to-digital conversion*, IEEE Int. Symp. On Circuits and Systems, vol. 3, pp. 1801-1804, 1-3 May 1990.
- [SHA03] Shakhrai M.V., *Microelectromechanical (MEMS) varactors for mobile communications*, Proc. of 4th Annual Siberian Russian Workshop Electron Devices and Materials, pp. 3-9, 1-4 July 2003.
- [SHE99] Sherrit S., Leary S. P., Dolgin B. P., and Bar-Cohen Y., *Comparison of the Mason and KLM Equivalent Circuits for Piezoelectric Resonators in the Thickness Mode*, IEEE Proceedings of Ultrasonics Symposium, vol.2, pp. 921-926, 1999.
- [SHO95] Shoaei O., *Continuous-Time Delta-Sigma A/D Converters for High Speed Applications*, Ph.D. dissertation, Carleton University, 1995.

Bibliographie

- [SHO95'] Shoaei O. and Snelgrove W.M., *A multi-feedback design for LC bandpass delta-sigma modulators*, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol.1, pp.171-174, 30 Apr.-3 May 1995.
- [SHO97] Shoaei O. and Snelgrove W.M., *Design and implementation of a tunable 40 MHz-70 MHz Gm-C bandpass $\Delta\Sigma$ modulator*, vol.44, Issue 7, pp.521-530, Jul.1997.
- [STA88] Standards Committee of the IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Society, *IEEE Standard on piezoelectricity*, IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Society, 29 Jan. 1988.
- [SU01] Su Q.-X., Kirby P., Komro E., Imura M., Zhang Q., and Whatmore R., *Thin-film bulk acoustic resonators and filters using ZnO and lead-zirconium-titanate thin films*, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, Issue 4, Part 2, pp. 769-778, April 2001.
- [SUN04] Sung P.-H., Fang C.-M., Chang P.-Z., Chin Y.-C., and Chen P.-Y., *The method for integrating FBAR with circuitry on CMOS chip*, Proc. Of the 2004 IEEE Inter. Frequency Control Symp. And Exposition, pp. 562-656, 23-27 Aug. 2004.
- [TAO99] Tao H. and Khoury J.M., *A 400-Ms/s frequency translating bandpass sigma-delta modulator*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 34, no. 12, pp. 1741-1752, Dec. 1999.
- [TEN04] ten Dolle H.K.J., Lobeek J.W., Tuinhou A. and Foekema J., *Balanced Lattice-Ladder Bandpass Filter in Bulk Acoustic Wave Technology*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.1, pp. 391-394, 6-11 June 2004.
- [THA03] Thandri B.K., Martinez J.S., Rocha-Perez J.M., and Wang J., *A 92-MHz, 80-dB peak SNR SC bandpass sigma-delta modulator based on a high GBW OTA with no miller capacitors in 0.35 μm CMOS technology*, in Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf., pp. 123-126, Sept. 2003.
- [THU91] Thurston A.M., Pearce T.H. and Hawksford M.J., *Bandpass implementation of the sigma-delta A-D conversion technique*, IEEE International Conference on Analogue to Digital and Digital to Analogue Conversion, pp.81-86, 17-19 Sept. 1991.
- [TIR93] Tirole N., Choujaa A., Hauden D., Martin G., Blind P., and Froelicher M., *Lamb waves pressure sensor using an AlN/Si structure*, IEEE Ultrasonics Symp., pp. 371-374, 31 oct.-3 nov. 1993.
- [URA05] Uranga A., Teva J., Verd J., Lopez J.L., Torres F., Esteve J., Abadal G., Perez-Murano F., and Barniol N., *Fully CMOS integrated low voltage 100 MHz MEMS resonator*, IEEE Electronics Letters, vol. 41, Issue 24, pp. 1327-1328, 24 Nov. 2005.

- [VAU91] Vaughan R. G., Scott N. L. and White R., *The theory of bandpass sampling*, IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 39, Issue 9, pp. 1973-1991, Sept. 1991.
- [VOL04] Volatier A., Carruyer G., Defaÿ E., and Dubus B., *Lamb waves in bulk acoustic wave resonators: Analysis of spurious resonances and design of resonators in the UHF-VHF frequency range*, J. of the Acoustical Society of America, vol.116, Issue 4, p. 2591, oct. 2004.
- [VOL05] Volatier A., Caruyer G., Pellissier Tanon D., Ancey P., Defaÿ E. and Dubus B., *UHF/VHF resonators using Lamb Waves co-integrated with Bulk Acoustic Wave Resonators*, IEEE Proceedings of Ultrasonics Symposium, vol.2, pp. 902-905, 18-21 Sept. 2005.
- [VOL07] Volatier A., *Intégration de matériaux piézoélectriques et électrostrictifs dans les dipositifs Radio-Fréquences à ondes acoustiques*, thèses de l'Université de Lille 1, 2007.
- [WAN03] Wang X., Xu Y.P., Wang Y., Liw S., Sun W.H. and L.S. Tan, *A bandpass sigma-delta modulator employing micro-mechanical resonator*, IEEE Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems, vol.1, pp. 1041-1044, 25-28 May 2003.
- [WAN04] Wang J., Butler J.E., Feygelson T., and Nguyen C.T.-C., *1.51-GHz nanocrystalline diamond micromechanical disk resonator with material-mismatched isolating support*, 17th IEEE Inter. Conf. on Micro Electro Mechanical Systems, pp. 641-644, 2004.
- [WAN06] Wang C.-C., Huang J.-M., Chang C.-Y., Cheng K.-T. and Li C.-P., *A 6,57 mW Zigbee transceiver for 868/915 MHz band*, IEEE Inter. Symp. On Circuits and Systems, 21-24 May 2006.
- [WAN07] Wang I.-H. and Liu S.-I., *A 1V 5-bit 5GSample/sec CMOS ADC for UWB Receivers*, Inter. Symp. on VLSI Design, Automation and Test, pp. 1-4, 25-27 April 2007.
- [WEI02] Weigel R., Morgan D.P., Owens J.M., Ballato A., Lakin K.M., Hashimoto K., and Ruppel C.C.W., *Microwave acoustic materials, devices, and applications*, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, Issue 3, pp. 738-749, March 2002.
- [WU05] Wu W., Huang F., Li Y., Zhang S., Han X., Li Z., Hao Y., and Wang Y., *RF inductors with suspended and copper coated thick crystalline silicon spirals for monolithic MEMS LC circuits*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, Issue 12, pp. 853-855, Dec. 2005.
- [XU04] Xu Y.-P., Wang X. and Sun W.H., *A Prototype Bandpass Sigma-Delta Modulator Employing Crystal Resonator*, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol.44, Issue 3, pp. 261-269, 2005.

Bibliographie

- [XU05] Xu Y.P. and Yu R., *Electromechanical resonator based bandpass sigma-delta modulator for wireless transceivers*, IEEE Proceedings of International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology: Integrated Circuits for Wideband Communication and Wireless Sensor Networks, pp. 101-104, 30 Nov.-2 Dec. 2005.
- [XU06] Xu Y.P., Yu R., Hsu W.-T., and Brown A.R., *A Silicon Micromechanical Resonator Based CMOS Bandpass Sigma-Delta Modulator*, IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, Hangzhou, China, pp. 143-146, Nov. 2006.
- [YAH01] Yahia A., Bénabes P. and Kielbasa R., *A New Technique for Compensating the Influence of the Feedback DAC Delay in Continuous-Time Band-Pass Delta-Sigma Converters*, Proceedings IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, vol.2, pp. 716-719, 2001.
- [YAN05] Yantchev V.M. and Katardjiev I., *Propagation characteristics of the fundamental symmetric Lamb wave in thin aluminum nitride membranes with infinite gratings*, J. of Applied Physics, vol.98, Issue 8, 2005.
- [YAN07] Yantchev V.M. and Katardjiev I., *Micromachined thin film plate acoustic resonators utilizing the lowest order symmetric Lamb wave mode*, IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 54, Issue 1, pp. 87-95, Jan. 2007.
- [YLI02] Ylilammi M., Ella J., Partanen M. and Kaitila J., *Thin Film Bulk Acoustic Wave Filters*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol.49, Issue 4, pp. 535- 539, April 2002.
- [YU05] Yu A.B., Liu A.Q. and Zhang Q.X., *Tunable MEMS LC resonator with large tuning range*, Electronics Letters, vol. 41, Issue 15, pp. 855-857, 21 July 2005.
- [YU07] Yu R. and Xu Y.P., *Bandpass Sigma-Delta Modulator Employing SAW Resonator as Loop Filter*, IEEE Transactions on Circuits and Systems 1: Fundamental Theory and Applications, vol.54, Issue 4, pp. 723-735, 2007.

Publications

Desvergne M., Bernier C., Vincent P., Deval Y., and Bégueret J-B., “Intermediate Frequency Lamb Wave Resonators and Filters for RF Receiver Architectures”, *13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS2006)*, Nice, France, pp. 1045-1048, 10-13 décembre 2006.

Desvergne M., Vincent P., Deval Y., and Bégueret J-B., “RF Lamb Wave Resonators in Bandpass Delta-Sigma Converters for Digital Receiver Architectures”, *NEWCAS Conference*, Montréal, 5-8 août 2007.

Desvergne M., Defaÿ E., Wolozan D., Aïd M., Vincent P., Volatier A., Deval Y., and Bégueret J-B., “Intermediate Frequency Lamb Wave Coupled Resonator Filters for RF Receiver Architectures”, *ESSDERC*, Munich, 11-13 décembre 2007.

Glossaire

AOP : Amplificateur OPérationnel	GPRS : <i>General Packet Radio Service</i>
BAW : <i>Bulk Acoustic Wave</i>	GSM : <i>Global System for Mobile</i>
BER : <i>Bit Error Rate</i>	GPS : <i>Global Positioning System</i>
BLR : Boucle Locale Radio	HSE : <i>Hot Soft Etch</i>
BVD : <i>Butterworth-Van Dyke</i>	HZ : <i>Half-delay return-to-Zero</i>
CAN : Convertisseur Analogique Numérique	IDT : <i>InterDigited Transducer</i>
CEPT : Conférence des administrations Européennes des Postes et Télécommunications	IEEE : <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
CMOS : <i>Complementary Metal Oxyde Semiconductor</i>	LCRF : <i>Lamb Coupled Resonators Filter</i>
CNA : Convertisseur Numérique Analogique	LETI : Laboratoire d'Electronique et de Technologies de l'Information
CT : <i>Continuous-Time</i>	LSB: <i>Least Significant Bit</i>
DCS : <i>Digital Communication System</i>	LWR : <i>Lamb Wave Resonator</i>
DSSS: <i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>	M BVD : <i>Modified Butterworth-Van Dyke</i>
DT : <i>Discret-Time</i>	MBWA : <i>Mobile Broadband Wireless Access</i>
ENOB : <i>Effective Number Of Bits</i>	MEMS : <i>Micro-Electro-Mechanical Systems</i>
ETSI : <i>European Telecommunications Standards Institute</i>	MSB : <i>Most Significant Bit</i>
FBAR : <i>Film Bulk Acoustic Wave</i>	NRZ : <i>Non Return-to-Zero</i>
FEM : <i>Finite Element Method</i>	NTF : <i>Noise Transfer Function</i>
FHSS : <i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>	OFDM : <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
FI : Fréquence Intermédiaire	OL : Oscillateur Local
FOM : <i>Factor Of Merit</i>	OSI : <i>Open Systems Interconnection</i>
FSK : <i>Frequency-Shift Keying</i>	PCB : <i>Printed Circuit Board</i>
	PCS : <i>Personnal Communication System</i>
	RI: Réjection d'Image

Glossaire

RF : Radio-Fréquence

RFID : *Radio Frequency IDentification*

RZ : *Return-to-Zero*

SAW : *Surface Acoustic Wave*

SMR : *Solidly Mounted Resonator*

SNR : *Signal to Noise Ratio*

SNDR : *Signal-to-Noise-plus-Distorsion Ratio*

S/H : *Switch-and-Hold*

SOI : *Silicon On Insulator*

STF : *Signal Transfer Function*

UMTS : *Universal Mobile*

Telecommunications System

UWB : *Ultra Wide Band*

WCDMA : *Wideband Code Division Multiple Access*

WLAN : *Wireless Local Area Network*

WMAN : *Wireless Metropolitan Area Network*

WPAN : *Wireless Personal Area Network*

WWAN : *Wireless Wide Area Network*

RESUME

Dans l'optique d'améliorer les performances des récepteurs et émetteurs radio-fréquences (RF) en termes de consommation et d'intégration, les Systèmes Micro-Electro-Mécaniques (MEMS) sont de très bons candidats pour remplacer les composants classiques tels que les commutateurs RF, les résonateurs et les filtres. Un des axes de recherche est actuellement concentré sur la réalisation de résonateurs intégrables sur puce pour les fréquences intermédiaires (FI) dans le but de remplacer les classiques résonateurs et filtres SAW non intégrables. Les résonateurs piézoélectriques à ondes de Lamb (LWR) ont des caractéristiques particulièrement adaptées à cette problématique. Premièrement, ces dispositifs offrent des facteurs de qualité supérieurs à 2000. Deuxièmement, leur intégration est réalisable sur puces et est compatible avec la technologie BAW exploitée par les résonateurs et filtres RF. Troisièmement, les filtres constitués de LWR offrent des impédances d'adaptation (1-2 k Ω) favorables à la très faible consommation.

La première partie de cette thèse a donc été focalisée sur la conception de ces dispositifs : étude technologique, modélisation des résonateurs et des filtres, conception des masques et réalisation basée sur la technologie du LETI. Les résonateurs ainsi obtenus atteignent des facteurs de qualité de 2300 (mesure dans l'air). De plus, nous avons réalisé les premiers filtres à couplage acoustique (LCRF) exploitant un guide d'onde entre LWR pour contrôler la bande passante.

La seconde partie de la thèse a été orientée vers l'implémentation d'un LWR dans une architecture de réception à convertisseur $\Sigma\Delta$ passe-bande à temps continu. Nous avons ainsi montré qu'ils pouvaient remplacer avantageusement les résonateurs à réseau LC ou à transconductance G_mC .

Mots Clés

MEMS, Lamb, RF, FI, résonateur, LWR, filtre, LCRF, $\Sigma\Delta$

ABSTRACT

To improve performances of radiofrequency (RF) transceivers in terms of power consumption and integration level, Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS) are great candidate to replace standard components such as RF switches, resonators and filters. One of main researches is focused on above-IC intermediate frequency (IF) resonators to replace standard off-chip components such as LC-tank and SAW resonators. Lamb wave resonators (LWR) have several advantages which correspond to the problematic. First, LWRs offer high quality factors (>2000). Second, they are above-IC and suitable for a co-integration with BAW technology used for RF antenna filter. Third, Lamb wave filters, composed of LWR, have high impedances (1-2 k Ω) adapted to ultra low power consumption.

The first part on this thesis is focused on the design of Lamb wave resonators and filters: technology optimization, modeling, layout and manufacturing based on LETI technology. In this way, quality factors of 2300 have been obtained for LWR. Moreover, the first filter (LCRF) using a periodic guide to control filter bandwidth have been realized and measured.

The second part of this work is focused on implementation of LWRs in continuous-time bandpass $\Delta\Sigma$ modulator (CT BP $\Delta\Sigma$ modulator). LWRs should replace LC-tank and G_m -C transconductor to improve modulator performances.

Key words

MEMS, Lamb, RF, IF, resonators, LWR, filter, LCRF, $\Delta\Sigma$